Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

Всероссийская научно-техническая конференция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ», посвященная 119-й годовщине Дня радио

Красноярск
6–8 мая 2014 г.

Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Электронное издание

Научный редактор С. П. Панько

Красноярск
СФУ
2014

УДК 621.37/.39
С 56

С56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. С. П. Панько ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (32 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2014. – 606 с. – 1 электрон. опт. диск. – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 100 Мб свободного дискового пространства ; ОС *Windows* 98/XP/7 ; *Adobe Reader* 8.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*). – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7638-2687-6

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 119-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 6–8 мая 2014 г.

Отражены разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; микро- и наноэлектроника; конструирование и технология электронных средств; приборостроение; телекоммуникации; физические основы современного материаловедения.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов радиотехнического профиля.

Редакционная коллегия:

Б. А. Беляев – д-р техн. наук, проф.; В. Н. Бондаренко – д-р техн. наук, проф.; А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф.; А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц.; С. П. Панько – д-р техн. наук, проф.; М. Н. Петров – д-р техн. наук, проф.; В. В. Сухотин – канд. техн. наук, доц.; В. И. Томилин – канд. техн. наук, проф.; С. И. Трегубов – доц.; П. П. Турчин – канд. физ.-мат. наук, доц.; Г. Я. Шайдуров – д-р техн. наук, проф.

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-2687-6

© Сибирский федеральный университет, 2014
© Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, 2014

Научное издание

Подготовлено к публикации ИЦ БИК СФУ
Печатается в авторской редакции
Компьютерная верстка: *Т. М. Бовкун*

Подписано к использов. 10.04.2014. Объем: 32 Мб. Заказ 0929.
Тиражируется на машиночитаемых носителях.

Издательский центр Библиотечно-издательского комплекса Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
Тел/факс (391) 206-21-49. E-mail: rio.bik@mail.ru http://rio.sfu-kras.ru

Адрес редакции:
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28, ИИФиРЭ СФУ
E-mail: radioconf@sfu-kras.ru

ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ РЕГИОНАЛЬНЫХ НАУЧНЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ ОРГАНИЗАЦИЙ В РАЗВИТИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА КРАСНОЯРСКОГО КРАЯ

А. В. Туров

Министр информатизации и связи Правительства Красноярского края
E-mail: miskk@it.krskstate.ru

Телекоммуникационный комплекс Красноярского края является одним из наиболее развивающихся секторов экономики и включает 254 оператора связи по предоставлению различных услуг по 589 выданным на федеральном уровне лицензиям. Операторами оказываются услуги по 18-ти видам деятельности: доступ в сеть Интернет – 140 операторов связи, передача данных – 98 операторов связи, местная телефонная связь – 79 операторов связи, услуги сотовой связи – 5, услуги телевизионного эфирного вещания – 35, эфирное радиовещание – 34, кабельное телевидение – 40, почтовая связь – 11 и т.д. Согласно данным Госстатистики за 2013 год объем оказанных услуг связи в Красноярском крае по сравнению с 2012 годом увеличился на 4,3 % и составил 26,89 млрд. рублей против 25,789 млрд. рублей в 2012 году. Для понимания масштабности потребности в услугах связи: Красноярский край – один из крупнейших регионов России, в котором порядка 3 млн жителей, 61 муниципальное образование и 517 сельских советов, расположенных на территории 2,4 млн кв. км.

Особенности края, а именно протяженная территория с разнообразными климатическими зонами, высокой долей труднодоступных населенных пунктов, низкая плотность населения обуславливают разный уровень проникновения современных услуг связи. Если центральная часть края оснащена проводными телекоммуникационными системами, то северные районы их не имеют. Доступ в такие отдаленные населенные пункты осуществляется посредством каналов спутниковой связи, что сказывается на качестве и стоимости услуг. Несмотря на развитие современных технологий, в ряде случаев присутствие и качество инфраструктуры связи являются недостаточными для оказания услуг связи, отвечающих современным требованиям. Развитие инфраструктуры происходит неравномерно, существуют диспропорции в уровне доступности услуг для отдельных групп населения и районов. Проникновение в малочисленные и труднодоступные территории операторам связи экономически не привлекательно. Появившиеся в последние несколько лет очень востребованные контентовые ресурсы повышают эту привлекательность и придают соответствующее ускорение для внедрения новых систем связи и появления дополнительных телекоммуникационных сервисов. Элементы дистанционной торговли, дистанционного образования и телемедицины также являются мощными драйверами развития современных инфокоммуникационных технологий. При этом очень важную роль играет и государственный сектор. С одной стороны, государству необходимо обеспечить должный уровень управления федеральными органами власти и их структурными подразделениями, расположенными на территории субъектов Российской Федерации. С другой стороны, необходимо обеспечить каждому жителю равную доступность для получения государственных и муниципальных услуг. Это невозможно без современных телекоммуникаций и взаимодействия с государственными информационными системами различного уровня. Для реализации этих задач Правительство Красноярского края успешно реализует на своей территории комплекс мероприятий по созданию систем электронного правительства.

Идея создания и формирования электронного правительства направлена на оказание государственных услуг гражданам в удобной альтернативной форме, с применением прогрессивных методов и ИТ-технологий.

Согласно Указу Президента Российской Федерации от 7 мая 2012 года № 601 к 2018 году в Красноярском крае необходимо обеспечить достижение следующих показателей: 70 % населения должны получать госуслуги в электронном виде, 90 % жителей должны быть довольны государственными услугами. Что касается технологической стороны – в Красноярском крае развернута и функционирует инфраструктура электронного правительства, которая включает набор региональных централизованных технических, программных и ведомственных систем. К таким основным системам относятся:

- Защищенная сеть передачи данных, объединяющая все органы исполнительной власти Красноярского края;
- Единый Реестр государственных и муниципальных услуг;
- Региональная система межведомственного электронного взаимодействия и оказания услуг в электронном виде – «Енисей-Государственные Услуги» («Енисей-ГУ»);
- Краевой удостоверяющий центр электронных цифровых подписей;
- Портал государственных и муниципальных услуг Красноярского края;
- Система электронного документооборота;
- 28 ведомственных информационных систем, работающих в межведомственном электронном взаимодействии.

Ядро электронного правительства Красноярского края – региональная система межведомственного электронного взаимодействия «Енисей-ГУ». Так называемый региональный СМЭВ позволяет формировать запросы в ведомства различного уровня – федерального, регионального, муниципального. Взаимодействие специалистов и обмен данными по запросам и ответам происходит по защищенным каналам связи, в том числе с использованием квалифицированной электронной цифровой подписи. Система «Енисей-ГУ» в соответствии с Постановлением Правительства Красноярского края имеет статус Государственной информационной системы Красноярского края.

Система «Енисей-ГУ», инфраструктурные системы электронного правительства взаимодействуют с федеральной СМЭВ. К инфраструктуре имеют регламентированный доступ представители всех уровней органов местного самоуправления, включая администрации всех сельских поселений Красноярского края. Организация такого доступа, учитывая географическую протяженность региона и неравномерность покрытия населенных пунктов услугами связи, было одной из главных проблем формирования электронного правительства. И специалисты с этим справились благодаря комплексному привлечению потенциала, в том числе, региональных ИТ-компаний, операторов связи, структур научных и технических компаний.

Созданные экспертные группы по внедрению вышеперечисленных информационных технологий активно участвовали в разработке и внедрении как основных, так и вспомогательных систем электронного правительства. Навыки и умения краевых специалистов позволили локализовать, инсталлировать и вводить в промышленную эксплуатацию программные продукты и вычислительные системы ведущих мировых производителей. На территории Красноярского края возводятся станции спутниковой связи и антенные системы, позволяющие предоставлять услуги связи и обеспечить доступ к необходимым информационным системам. Специалистами региональных компаний разработан и создан ряд уникальных информационных систем, позволяющих эффективно решать как учетные, так и производственно-технологические задачи в государственном и муниципальном управлении. Примерами таких систем являются АИС «Адресная социальная помощь», АИС «Медицина», АИС «Архивы», АИС «Труд и занятость», АИС «Культура», АИС «Архитектура и стройка», АИС «ЗАГС», АИС «Дошкольник», АИС «Веб-регистратура», ЕГИРС «Спринт-ЖКХ», ЕГИРС «Спринт-Транспорт» и др. Работа этих информационных систем высоко востребована жителями региона. Например, через АИС «Веб-регистратура» 462 814 жителей края дистанционно записались на прием к врачу. В системе «Спринт-Транспорт» производится электронная регистрация оплаты в городском пассажирском

транспорте, ежемесячно регистрируется более 7 млн поездок, при регистрации междугородних поездок используются технологии ГЛОНАСС.

Общая статистика работы за 2013 год в системе «Енисей-ГУ» выглядит следующим образом:

- к системе подключены все органы исполнительной власти края, участвующие в межведомственном взаимодействии – 638 пользователей;
- организован доступ 100 % для всех 517 ОМСУ, в том числе посредством инфоматов – всего 1 654 пользователей.
- в 2013 году в системе сформировано в электронном виде 54 830 исходящих запросов, получено 49 318 ответов.

С внедрением разработанной в Красноярском крае системы «Дошкольник» родителям стала доступна через Интернет прозрачная информация о движении очередности в детские сады, стала возможна дистанционная запись на очередь в детский сад через краевой портал госуслуг и сеть Многофункциональных центров. В 2013 году впервые в регионе произведено автоматическое комплектование в дошкольные учреждения, что в 8 раз сократило трудозатраты специалистов управлений образования. Сегодня в системе успешно работают все муниципалитеты, хотя ранее разрозненные информационные системы мешали составить полную картину с дошкольными образовательными учреждениями и ситуацией с количеством мест и движением очередности.

Очень важно, что «Дошкольник», как и другие внедряемые ведомственные информационные системы, работает не как отдельно взятое автоматизированное звено. Все они являются составляющими инфраструктуры электронного правительства Красноярского края. Заявки родителей обрабатываются в региональной системе межведомственного электронного взаимодействия «Енисей-ГУ», происходит автоматическая проверка подлинности данных с помощью электронных межведомственных запросов в подразделения ФМС и ЗАГС.

Опыт Красноярского края по внедрению социально-значимых информационных систем нашел отражение в федеральном сборнике Экспертного центра электронного государства «Лучшие практики региональной информатизации». В федеральный Реестр «Книга Почета» внесено более двадцати ИТ-компаний и организаций связи.

За высокую социальную значимость система удостоена диплома II степени первого Всероссийского конкурса проектов региональной информатизации «ПРОФ-IT» (г. Сыктывкар); а также I места на V Всероссийском конкурсе IT-проектов «Электронный муниципалитет-2013» (г. Екатеринбург).

Важное звено при оказании государственных услуг жителям Красноярского края – Региональный портал государственных и муниципальных услуг (www.gosuslugi.krskstate.ru). Для входа используется всероссийская Единая система идентификации и авторизации (ЕСИА). Это значит, что логин и пароль для входа на региональный и федеральный порталы используется единый. Для удобства на РПГУ имеется упрощенная система регистрации, если гражданин планирует получать только региональные и муниципальные услуги, этого вполне достаточно.

Для удобства граждан уже в 2014 году планируется появление сервиса интернет-эквайринга на региональном портале госуслуг, таким образом, у пользователей появится возможность оплатить государственные пошлины за оказание услуг в электронном виде. И в этой связи у граждан, пользующихся электронными сервисами, появилась привлекательная перспектива. Минэкономразвития России планирует с 2015 года в два раза сократить размер госпошлины за услуги, оказываемые в электронном виде.

Современные ИТ-технологии применяются также в сети Многофункциональных центров (МФЦ). Сегодня в Красноярском крае действует 20 подразделений, которые работают в РСМЭВ «Енисей-ГУ» посредством единой внедренной информационной системы «Енисей-МФЦ». Через эту систему в 2013 году было сформировано 37 746 заявлений.

В МФЦ для удобства граждан внедрена электронная очередь, действует единый краевой call-центр электронного правительства по вопросам получения государственных и муниципальных услуг – 8 800 200 3912, звонок для жителей края бесплатный. В 2014 году планируется открытие еще 7 подразделений МФЦ, деятельность которых будет также основана на современных информационных технологиях для оперативного и качественного предоставления услуг гражданам в режиме «одного окна».

Программа Правительства Красноярского края по установке терминалов электронного правительства – инфоматов – позволяет комплексно решить проблему не только обеспечения межведомственного электронного взаимодействия, но и уменьшить цифровое неравенство в районах края. Все установленные инфоматы являются продукцией, произведенной на территории Красноярского края. Сегодня 474 действующих инфомата охватывают все муниципальные образования вплоть до сельских поселений, они позволяют вести электронный реестр услуг, получать государственные услуги и оказывать их посредством защищенных каналов связи, а также иметь обязательное подключение к федеральной системе межведомственного электронного взаимодействия. Отмечу, что для граждан доступ к официальным сайтам, порталам госуслуг, звонок в единый call-центр электронного правительства на базе МФЦ Красноярского края бесплатный.

Таким образом, путем установки инфоматов с организацией отдельных каналов связи для выхода в Интернет муниципальным образованиям и сельским советам предоставлены необходимые условия для работы с системами электронного правительства. Все инфоматы позволяют производить авторизацию обращения жителей по универсальной электронной карте или по социальной карте, имеют функцию дистанционной оплаты, в том числе налогов, пошлин, штрафов. С 2013 года через сеть инфоматов производится оперативное информирование муниципалитетов о ЧС, произошедших на территории Красноярского края. Через голосовое меню инфомата реализована возможность передачи с муниципальных ФАПов кардиограмм в единый краевой центр диагностики и консультирования. Красноярский край – единственный среди субъектов России, где имеется такая развитая сеть инфоматов с таким широким прикладным функционалом как для государственных и муниципальных служащих, жителей края, так и для исполнения полномочий в соответствии с федеральным законом от 27 июля 2010 года № 210-ФЗ «Об организации предоставления государственных и муниципальных услуг».

Для успешного продвижения и предоставления электронных государственных услуг необходимы также готовность специалистов к работе по новым технологиям и информированность населения. Специально для этих целей для жителей специалистами и дизайнерами края создан интернет-портал популяризации систем электронного правительства, технологий предоставления услуг www.24vkurse.ru. Для подготовки специалистов, оказывающих государственные и муниципальные услуги, организованы ежемесячные обучающие практикумы и семинары, разработаны обучающие ролики, видеоинструкции.

Специально созданная Государственная информационная система веб-видеоконференций «Енисей-Видеомост» позволяет для всех районов края, включая отдаленные и северные, дистанционно проводить методические совещания по использованию систем электронного правительства и оказанию услуг в электронном виде. Для поддержки и эксплуатации систем электронного правительства организована круглосуточная служба технической поддержки. Проводится постоянный мониторинг оценки качества предоставления услуг населению специалистами ведомств.

Такова на сегодняшний день инфраструктура, созданная Правительством Красноярского края при участии региональных компаний, позволяющая жителям региона пользоваться телекоммуникациями, и уже на данном этапе получать государственные услуги в электронной форме федерального и регионального уровней.

СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ. ТЕКУЩЕЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

В. А. Жуков

ФГУП «Космическая связь», ЦКС «Железногорск»
662971, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Красноярская 4А
E-mail: vzhukov@rscc.ru

Развитие связи вообще и космической связи в частности ведет к росту экономики региона. На современном этапе сложилась ситуация, когда спрос на спутниковую связь превышает предложение. Неудачные пуски и отказы работающих спутников из состава Российской орбитальной группировки несомненно внесли свою не малую лепту в эту ситуацию. Конец прошлого года внес свои положительные коррективы удачными пусками. Каковы основные планы двух Российских операторов спутниковой связи по запуску и развитию орбитальных группировок, мировые тенденции в развитии спутниковой связи рассматриваются в данной статье.

Текущее состояние и перспективы развития спутниковой связи в России

Декабрь 2013 года принес два удачных пуска отечественных космических аппаратов. 8 декабря выведен на орбиту КА «Ямал-402», 26 декабря выведен КА «Экспресс-АМ5». В то время как «Ямал-402» содержит 46 транспондеров Ku-диапазона, «Экспресс-АМ5» – первый из линейки тяжелых платформ ОАО «ИСС им. академика М.Ф. Решетнева», несет на борту 30 стволов С-диапазона, 36 стволов Ku-диапазона, 12 стволов Ka-диапазона, 4 перекрестных ствола с подъемом сигнала в Ku и передачей на Землю в Ka-диапазоне, 2 ствола в L-диапазоне частот.

Так начались воплощаться планы двух российских операторов спутниковой связи по развитию своих орбитальных группировок.

ФГУП «Космическая связь» имеет в своем активе 11 орбитальных позиций на геостационарной орбите и 8 работающих спутников связи. Запущенный в декабре КА «Экспресс-АМ5» сейчас проходит этап орбитальных испытаний и в начале лета текущего года будет сдан в эксплуатацию в орбитальной позиции 140 градусов восточной долготы на геостационарной орбите. В 2010 году ФГУП «Космическая связь», согласно рейтингу SpaceNews находится на 7 месте в мировом рейтинге спутниковых операторов по доходу [1]. В планах предприятия укрепить свои позиции на мировом рынке и попасть в пятерку сильнейших.

Текущее состояние и план развития орбитальной группировки ФГУП «Космическая связь» до 2015 года приведен в табл. 1 [2].

В соответствии с планами ФГУП «Космическая связь» до конца 2015 года увеличит частотно-орбитальный ресурс до 680 эквивалентных транспондеров.

ОАО «Газком космические системы» имеет в своем активе три орбитальные позиции на геостационарной орбите. На февраль 2014 года в составе группировки функционируют 4 космических аппарата. Планы развития орбитальной группировки приведены в табл. 2. До 2015 года ОАО «Газком космические системы» планирует увеличить частотно-орбитальный ресурс до 244 эквивалентных транспондера [3].

Этапы развития

Развитие спутниковой связи, с момента запуска первых спутников, прошло большой путь от использования космических аппаратов с низкой энергетикой, малым количеством стволов и огромными антеннами земных станций (первая земная станция ГПКС имела антенну диаметром 25 метров [4]), до мощных космических аппаратов, обеспечивающих 14 кВт энергии для полезной нагрузки, и земных станций с антеннами диаметром 0,98 метров.

Важную роль в этом сыграло и освоение новых частотных диапазонов. Если при использовании С-диапазона частот абонентские терминалы имели антенны диаметром 3,7 м и передатчики мощностью 40 Вт, то с освоением Ku-диапазона и повышением энергетики спутников связи до 50 дБВт появилась возможность использовать абонентские терминалы с антеннами диаметром 1,2–1,8 м и передатчиками мощностью 2–3 Вт.

Таблица 1

Состояние и развитие орбитальной группировки ФГУП «Космическая связь»

Наименование КА	Орбитальная позиция	Статус (существующий/изготовление)	Количество транспондеров
Экспресс-А4	14 з.д.	Существующий	C-12; Ku-5; L-1
Экспресс-АМ8	14 з.д.	Изготовление	C-24; Ku-16; L-2
Экспресс-АМ44	11 з.д.	Существующий	C-10; Ku-16; L-1
Экспресс-АМУ1	36 в.д.	Изготовление	Ku-61; Ka-18
Экспресс-АМ6	40 в.д.	Изготовление	C-14; Ku-36; Ka-12; Ku/Ka-8; L-2
Экспресс-АМ22	53 в.д.	Существующий	Ku-24
Экспресс-АМ7	53 в.д.	Изготовление	C-24; Ku-36; L-2
Бонум-1 (за пределами САС)	56 в.д.	Существующий	Ku-8
Экспресс-АТ1	56 в.д.	Изготовление	Ku-32
Экспресс-АМ2	80 в.д.	Существующий	C-16; Ku-12; L-1
Экспресс-АМ4R	80 в.д.	Изготовление	C-30; Ku-28; Ka-2; L-3
Экспресс-АМ33	96,5 в.д.	Существующий	C-10; Ku-16; L-1
Экспресс-А2	103 в.д.	Существующий	C-12; Ku-5
Экспресс-АМУ2	103 в.д.	Заказ	C-32; Ku-36
Экспресс-АМ3	140 в.д.	Существующий	C-16; Ku-12; L-1
Экспресс-АМ5	140 в.д.	Орбитальные испытания	C-30; Ku-36; Ka-12; Ku/Ka-4; L-2
Экспресс-АТ2	140 в.д.	Изготовление	Ku-16

Таблица 2

Текущее состояние и планы развития орбитальной группировки ОАО «ГКС»

Наименование КА	Орбитальная позиция	Статус (существующий/изготовление)	Количество транспондеров
Ямал-202	49 в.д.	Существующий	C-18
Ямал-201	90 в.д.	Существующий	C-9; Ku-6
Ямал-402	55 в.д.	Существующий	Ku-46
Ямал-401	90 в.д.	Изготовление	C-17; Ku-36
Ямал-300К	90 в.д.	Существующий	C-8; Ku-18
Ямал-601	49 в.д.	Заказ	C-18; Ku-16; Ka-20

Активное освоение Ka-диапазона частот позволило уменьшить диаметр антенны абонентского терминала до 0,98 м и снизить мощность передатчика до 2 Вт. При этом стоимость терминала менялась от миллиона рублей для C-диапазона (с учетом использования системы наведения и автосопровождения КА), до сотен тысяч рублей – терминалы Ku-диапазона частот, и десятки тысяч рублей – терминала Ka-диапазона. Следует надеяться на дальнейшее снижение стоимости абонентских терминалов с ростом запросов рынка.

На рис. 1 символически показано изменение в размере абонентских терминалов, вызванное переходом на более высокие частоты.

Как уже было отмечено выше, с запуском КА «Экспресс-АМ5» для России начался новый этап в спутниковой связи – освоение Ka-диапазона частот. Данный диапазон частот планируется на следующих спутниках:

– «Экспресс-АМ5» 12 стволов Ka-диапазона и 4 ствола Ku-диапазона в направлении на спутник и Ka-диапазон в направлении спутник – Земля;

– «Экспресс-АМ6» 12 стволов Ka-диапазона, 8 стволов Ku/Ka;

– «Экспресс-АМ4R» 2 ствола Ka-диапазона;

– «Ямал-601» 20 стволов Ka-диапазона.

При этом на территорию Сибирского Федерального округа попадают следующие лучи указанных КА:

– «Экспресс-АМ5» – 2 луча на Сибирский Федеральный округ;
– «Экспресс-АМ6» – 2 луча на Сибирский Федеральный округ;
– «Экспресс-АМ4R» – 1 луч на Сибирский Федеральный округ;
– «Ямал-601» – 9 лучей на Сибирский Федеральный округ.

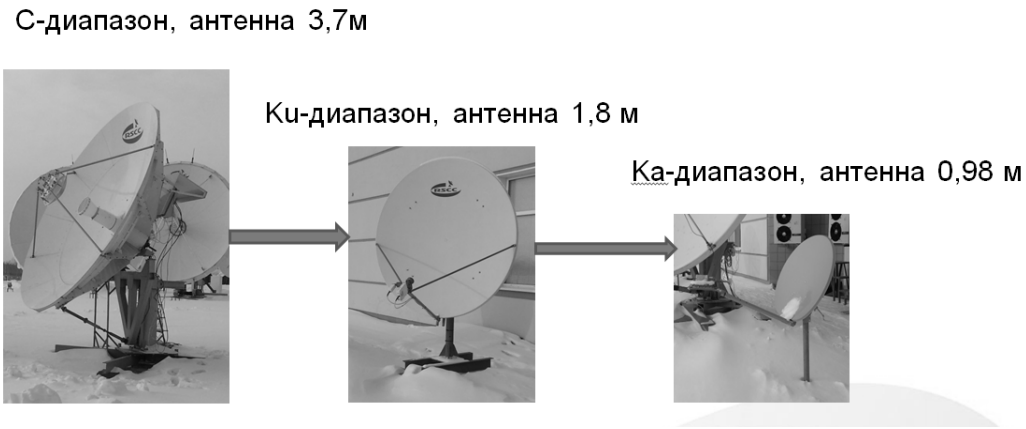


Рис. 1. Эволюция абонентских терминалов

Мировые тенденции в развитии широкополосного спутникового доступа

Основными источниками роста рынка спутниковой связи являются вещательная спутниковая служба и широкополосный доступ к информационным ресурсам через спутники связи.

С повышением качества изображения и информативности в телевизионных передачах и фильмах, с применением новых технологий повышается и спрос на радиовещательные спутниковые системы. С появлением телевидения высокой четкости, 3D телевидения, а в будущем и телевидения сверхвысокой четкости ожидается и рост потребности в каналах радиовещательной спутниковой службы. Из табл. 3 видно, что уже на текущий момент имеются каналы, вещающие в 3D формате [5].

Таблица 3

Развитие вещательных служб, использующих РСС

Формат ТВ программ	SDTV	HDTV	3DTV	UHDTV
Дата внедрения услуги	1996	2006	2010	2013
Количество ТВ программ, вещаемых на Европу	Тысячи	Сотни	Десятки	2
Количество спутниковых ТВ приемников (на текущий момент)	78000	12000	100	??
Ожидаемое количество спутниковых ТВ приемников в 2014 году	93000	34000	11000	??

Ожидаемыми направлениями в развитии этого направления являются:

– трипл-плай услуги, основанные на слиянии радиовещательной спутниковой службы и широкополосного доступа для персонализации мультимедийного доступа;

– увеличение количества ТВ каналов в транспондере на основе оптимизации формы сигнала и схем кодирования, а также за счет улучшения характеристик спутникового сегмента;

– снижение влияния на окружающую среду (визуальное загрязнение [5]) благодаря малому размеру антенн;

– низкая стоимость монтажа, благодаря самостоятельной установке;

– появление 3D телевидения потребует увеличения полосы.

Доступ к информационным ресурсам через спутники связи осуществлялся в Ku-диапазоне частот как в России (это проекты «Образование» – интернет в каждую школу,

так и многие другие проекты, обеспечивающие пользователей двусторонним доступом к сетям передачи данных), так и за рубежом.

В табл. 4 показан уровень проникновения спутникового широкополосного доступа в Европе. Появление спутников Ka-диапазона частот позволяет увеличить скорость доступа к информационным ресурсам.

Таблица 4

Уровень проникновения спутникового широкополосного доступа в Европе

Скорость доступа (сервис)	Проникновение	Процент покрытия территории Европы	Процент обслуживания населения Европы
Доступ в интернет 0,3 Мбит/с	95 %	45 %	90 %
Широкополосный доступ 2 Мбит/с	60 %	12 %	61 %
Ультраскоростной доступ 30 Мбит/с	30 %	3 %	31 %

В связи с тем, что стоимость наземных сетей растет экспоненциально в регионах с малой плотностью населения, то ожидаемый рынок спутниковых сетей широкополосного доступа в Европе 15000 домохозяйств. В табл. 5 приведены данные по развитию спутниковых систем широкополосного доступа и прогноз развития.

Таблица 5

Развитие спутниковых систем широкополосного доступа

Временные рамки	Конец прошлого – начало нашего века	2011	2015	2020
Технологии	Вещательные спутники Ku-диапазона	Многолучевые спутники Ka-диапазона 1-го поколения	Многолучевые спутники Ka-диапазона 2-го поколения	Многолучевые спутники Ka-диапазона 3-го поколения
Возможности услуг	Широкополосный доступ в интернет	Высокоскоростной широкополосный доступ в интернет	Сверх высокоскоростной широкополосный доступ в интернет	Сверх высокоскоростной широкополосный доступ в интернет
Максимальная скорость сервиса (в направлении к абоненту)	5 Мбит/с	10 Мбит/с	50 Мбит/с	100 Мбит/с
Число домохозяйств обслуживаемых одним спутником	Несколько десятков тысяч	Несколько сотен тысяч	Больше миллиона	Больше миллиона
Усредненный объем трафика за месяц	Несколько ГБ	До 25 ГБ	До 100 ГБ	Тысячи ГБ
Стоимость подключения (включая стоимость терминала, установку, за вычетом ежемесячной платы)	Меньше 400 EURO	Меньше 250 EURO	Меньше 200 EURO	Меньше 150 EURO
Пример услуги или планируемого проекта	Astra2Connect (SES), Tooway (Eutelsat)	KaSat (Eutelsat), A2C Enhanced SES Ka band capacity (SES), Hylas1 (avanti)	Высокоскоростные услуги	Сверхвысокоскоростные услуги (терабитные)

Ожидаемыми трендами в широкополосной спутниковой связи являются:

– снижение стоимости за бит/с;

– увеличение скорости передачи информации выше 100 Мбит/с для следующих поколений сетей;

– снижение стоимости подключения (стоимость терминала и стоимость установки) меньше 150 евро.

Список литературы

1. Прохоров, Ю.В. Актуальное состояние спутниковой группировки ГПКС и основные направления развития предприятия до 2015 г. / Ю.В. Прохоров // Материалы конф. SATNET-2012. – Дубна, апрель, 2012.

2. Зарубин, В.К. Состояние российской орбитальной группировки, планы производства и запуска новых космических аппаратов / В.К. Зарубин // Материалы конф. SATRUS-2011. – Москва, сентябрь, 2011.

3. Севастьянов, Д.Н. Новые возможности наземной и космической инфраструктуры ОАО «Газпром космические системы» / Д.Н. Севастьянов // 17-я ежегодная конф. операторов и пользователей сети спутниковой связи и вещания Российской Федерации SATRUS-2012. – Москва, октябрь, 2012.

4. Прохоров, Ю.В. ФГУП «Космическая связь: сегодня и завтра» / Ю.В. Прохоров // Материалы конф. SATRUS-2012. – Москва, октябрь, 2012.

5. Nicolas Chuberre. Analysis of emerging SatCom architectures. – FISI, 2011

СЕТЬ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЯ КРАСНОЯРСКОГО КРАЕВОГО РАДИОТЕЛЕВИЗИОННОГО ПЕРЕДАЮЩЕГО ЦЕНТРА

А. Н. Иванов

Начальник отдела развития филиала РТРС «Красноярский КРТПЦ»
660100, г. Красноярск, ул. Боткина, 61
E-mail: ialexn@yandex.ru

Рассматривается структура и основные особенности сети цифрового телевизионного вещания «Красноярского КРТПЦ». Во вводной части указана роль сети цифрового телевизионного вещания в реализации Федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы». Во второй части приведена сравнительная характеристика стандарта наземного цифрового телевидения второго поколения DVB-T2. В третьей части описана схема цифрового вещания мультиплекса «РТРС-1», перечислены основные технологические процессы.

Введение

После принятия Федеральной целевой программы (ФЦП) «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы» [1] создание цифровой сети в формате DVB-T2 было поручено ФГУП «Российская телевизионная и радиовещательная сеть» (РТРС). Согласно данной программе ФГУП «РТРС» должно произвести поэтапный перевод на цифровое телевизионное вещание всех регионов РФ, начиная с приграничных регионов, где необходима координация выделения частот с сопредельными государствами (рис. 1).

После завершения ФЦП «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы» ожидается достижение следующих технико-экономических показателей:

- должен быть обеспечен 100 % охват населения РФ, уже имеющего возможность приёма сигналов аналогового телевидения;
- DVB-T2 сигнал должен транслироваться на территорию РФ не менее 17,098 млн. км²;
- должен быть обеспечен общий 97,6 % охват населения РФ, с возможностью приема 20 общедоступных телевизионных программ.

Указами Президента России № 715 от 24.06.2009 г., № 456 от 17.04.2012 г., № 167 от 24.04.2013 г. был определён состав пакета общедоступных программ мультиплекса «РТРС-1». В состав данного мультиплекса входят 10 ТВ и 3 РВ программы:

- «Первый канал», «Россия-1», «Россия-2», «Россия-24», «Россия-К», «НТВ», «Петербург-5 канал», «Карусель», «ОТР», «ТВ Центр»;
- «Радио России», «Маяк», «Вести-ФМ».

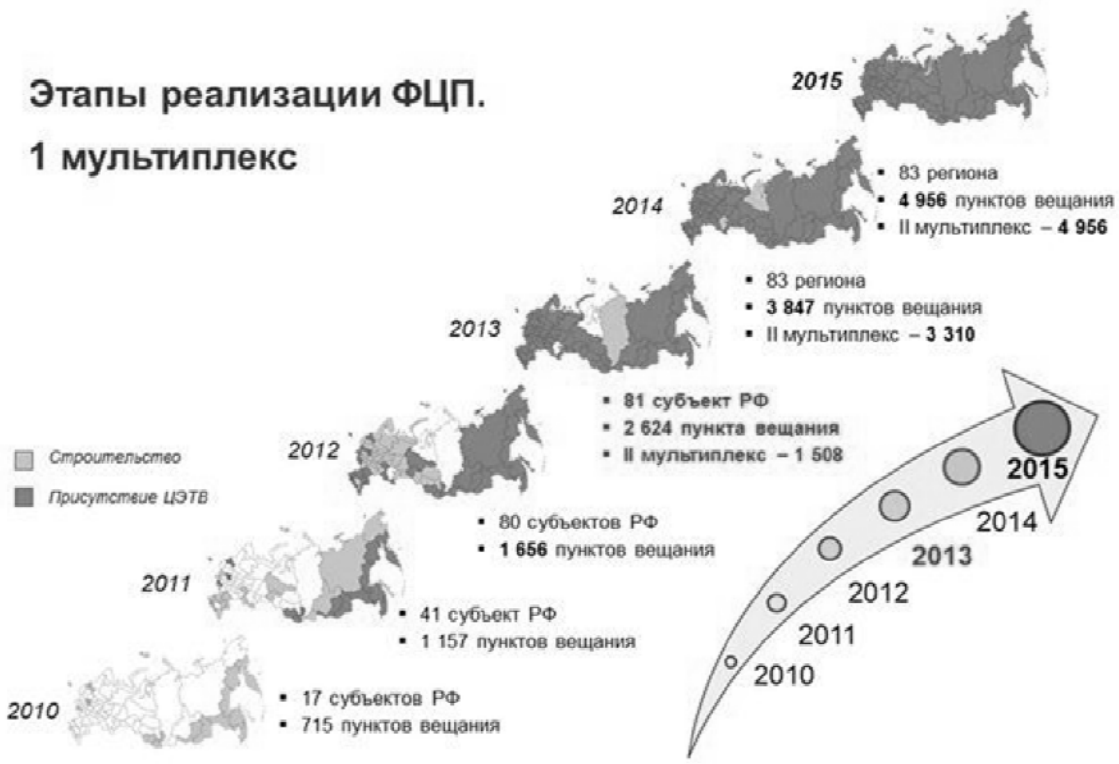


Рис. 1. Этапы развёртывания цифровой сети DVB-T2 на территории РФ [1]

Федеральная конкурсная комиссия по телерадиовещанию определила (14.12.2012 г. и 18.12.2013 г.) состав пакета общедоступных программ мультиплекса «РТРС-2» В состав данного мультиплекса входят 10 телевизионных программ:

- «РЕН ТВ», «Спас», «Первый развлекательный СТС», «Домашний», «ТВ-3», «Спорт Плюс», «Звезда», «Мир», «ТНТ», «Муз ТВ».

Стандарт цифрового наземного телевизионного вещания второго поколения

Стандарт DVB-T2 цифрового наземного вещания (Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial) был принят Правительственной комиссией РФ по развитию телерадиовещания. Решение о начале строительства цифровой наземной сети было принято 22 сентября 2011 года на основании тестовой трансляции сигнала DVB-T2, стандарта сжатия видеосигнала MPEG4 и многоканального режима Multiple PLP. По итогам тестовых испытаний было установлено, что устойчивость к помехам, качество изображения, скорость передачи сигнала у DVB-T2 сигнала примерно в 1,48 раза лучше, чем у сигнала DVB-T. Цифровая сеть вещания первого поколения DVB-T, могла обеспечить трансляцию только 8 телевизионных программ в составе мультиплекса «РТРС-1». Стандарт второго поколения DVB-T2 способен увеличить количество транслируемых программ на 30 %, по сравнению со стандартном DVB-T, при той же инфраструктуре сети и занимаемом частотном ресурсе. Основными преимуществами стандарта DVB-T2 перед DVB-T являются:

- большая зона уверенного приёма DVB-T2 сигналов;
- большая эффективность использования частотного ресурса, позволит снизить тарифы на трансляцию телевизионных программ, привлечёт большее количество вещателей;
- высокая помехозащищенность DVB-T2 сигналов;
- высокая энергоэффективность;
- увеличение количества программ цифрового мультиплекса;
- возможность организации «местного» вещания;
- возможность развития телевидения высокой четкости;
- высвобождение эфирных частот.

Благодаря переходу на стандарт DVB-T2 появилась возможность расширить состав мультиплексов «РТРС-1» и «РТРС-2» до 20 телевизионных программ, а в состав мультиплекса «РТРС-3» включить программы в формате телевидения высокой четкости (ТВЧ). Кроме того, применение стандарта DVB-T2 в абонентских устройствах создает технологическую основу для предоставления через сети цифрового эфирного телевещания дополнительных услуг: доступа к электронным государственным услугам, оперативного оповещения населения в чрезвычайных ситуациях и т.д. В перспективе возможно внедрение новой интерактивной технологии HbbTV, благодаря которой возможности привычного телевизора вплотную приблизятся к возможностям компьютера.

Изначально планировалось перевести цифровое эфирное вещание в России на стандарт DVB-T2 только к 2015 г. Однако согласно распоряжению правительства РФ № 287-р от 3 марта 2012 г., плану перехода на стандарт цифрового телевизионного вещания DVB-T2, утвержденному Министром связи и массовых коммуникаций РФ, и решению Государственной комиссии по радиочастотам от 16 марта 2012 г. переход на стандарт DVB-T2 перенесен на 2012–2013 годы.

Сейчас в розничную продажу выведено уже более 700 моделей телевизионных приемников и 80 моделей цифровых приставок ведущих мировых производителей, поддерживающих стандарт DVB-T2, с поддержкой стандарта сжатия видеосигнала MPEG4 и режима Multiple PLP. По подсчетам специалистов, после выхода на массовое производство объемы рынка в 2013 году составили примерно 6 млн телевизоров и 5–6 миллионов приставок. Это без учета прямого импорта.

Сеть цифрового телерадиовещания «Красноярского КРТПЦ»

Сеть цифрового телерадиовещания ФГУП «РТРС» предназначена для формирования, модификации и распределения транспортных потоков мультиплекса «РТРС-1» по многочисленным ретрансляторам DVB-T2 филиалов (рис. 2).

Рис. 2. Внешний вид необслуживаемого цифрового ретранслятора DVB-T2

Сеть цифрового вещания мультиплекса «РТРС-1» имеет стандартную двухуровневую структуру (рис. 3). В основе каждого уровня находится первичная и вторичная сеть распределения транспортных потоков мультиплекса «РТРС-1», один федеральный и множество региональных центров кодирования и мультиплексирования (ЦКМ). Первичная распределительная сеть предназначена для доставки транспортного потока «РТРС-1» из федерального ЦКМ (в г. Москва) в региональные ЦКМ (в филиалах РТРС). Первичная распре-

делительная сеть включает в себя спутниковое и наземные технологические каналы связи, в которых транспортные потоки защищены от несанкционированного приёма системой условного доступа «Госкрипт». Федеральный ЦКМ предназначен для формирования первичного, федерального мультиплекса «РТРС-1», содержащего пакет общедоступных телевизионных и радиовещательных программ (10 ТВ и 3 РВ программы) шести государственных телерадиокомпаний. Транспортный поток федерального ЦКМ используется для трансляции сигнала мультиплекса «РТРС-1» в городе Москва и Московской области (рис. 3).

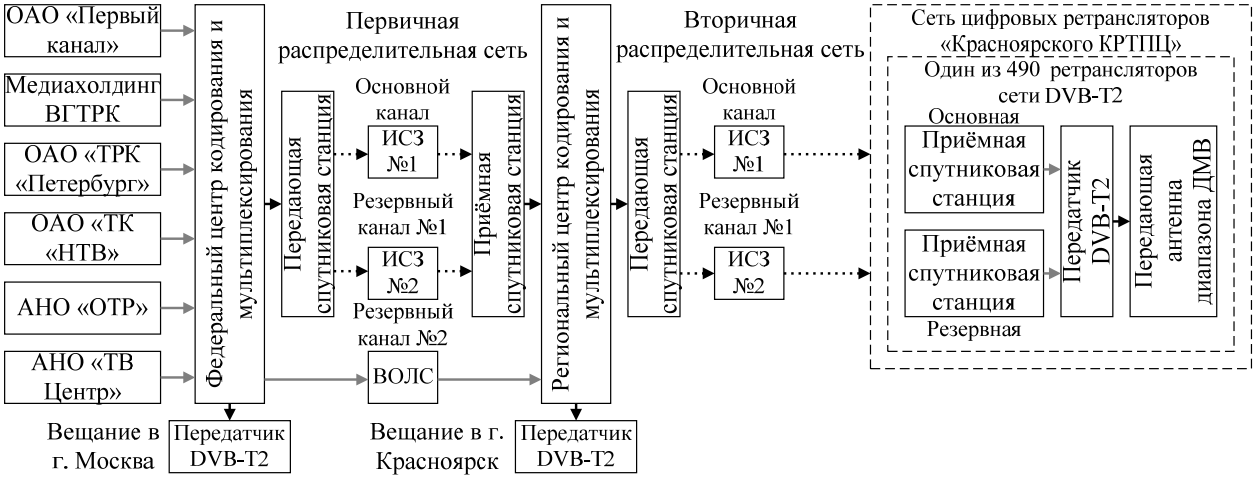


Рис. 3. Структура сети цифрового вещания мультиплекса «РТРС-1»

Вторичная распределительная сеть предназначена для доставки модифицированных транспортных потоков мультиплекса «РТРС-1» в каждый из 490 ретрансляторов филиала, расположенных на территории Красноярского края. Из-за большой территории (2,367 миллионов км^2) и низкой плотности населения (1,19 человек/км^2) вторичная распределительная сеть «Красноярского КРТПЦ» строится исключительно на спутниковых каналах связи. При организации вещания мультиплекса «РТРС-2» региональная модификация транспортного потока не планируется, поэтому в схеме сети отсутствует региональный ЦКМ и вторичная распределительная сеть. Существенным недостатком вторичной распределительной сети «Красноярского КРТПЦ» является зависимость от стабильности работы группировки геостационарных спутниковых связи ИСЗ «Экспресс-АМ33» 96,5ºE, «Экспресс-АМ4R» 80°E и «Ямал-300К» 90ºE.

Региональный ЦКМ (рис. 4) предназначен для модификации транспортного потока «РТРС-1», приятого из федерального центра. Модификация мультиплекса «РТРС-1» производится поэтапно, с разным уровнем восстановления сигналов:

- с помощью процедуры полного декодирования, модификации и кодирования ТВ и РВ сигналов ВГТРК, осуществляется вставка регионального медиаконтента в программы «Россия-1», «Россия-2», «Россия-24», «Россия-К», «Радио России», «Маяк» и «Вести-ФМ»;
- с помощью процедуры сплайсинга осуществляется автоматическая вставка рекламы (DPI). Данная процедура выполняется сплайсером, который обнаруживает в транспортном потоке участки, помеченные метками SCTE 35, и в реальном времени производит замену пакетов с федеральной рекламой на пакеты с региональной, которые заранее подготовлены в сервере рекламных вставок;
- с помощью опции экстренного оповещения EAS (Emergency Alert System), мультиплексор может вставить сигнал ГО и ЧС во все программы мультиплекса «РТРС-1». Сигнал оповещения может быть подан на мультиплексор двумя способами: из штаба ГО и ЧС по ВОЛС; или воспроизведён специальным сервером ГО и ЧС, где он предварительно был записан.

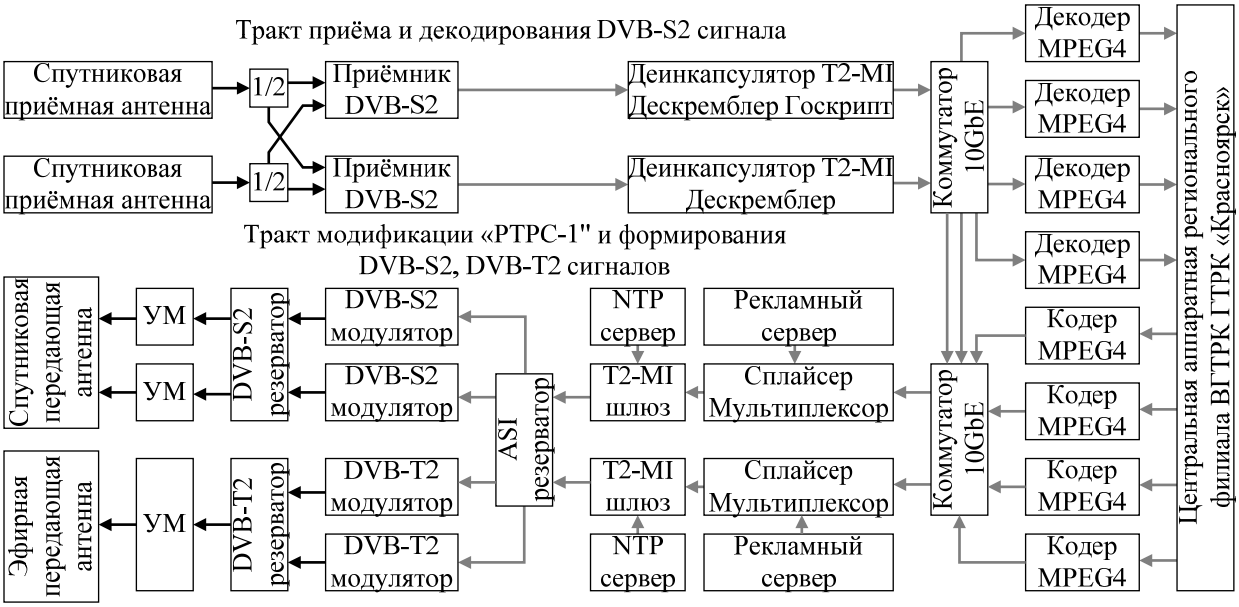


Рис. 4. Упрощенная структурная схема регионального центра кодирования и мультиплексирования «Красноярского КРТПЦ»

После процедуры региональной модификации два T2-MI шлюза регионального ЦКМ осуществляют SFN адаптацию транспортного потока «РТРС-1». SFN адаптация транспортного потока выполняется на основании сигналов 10 МГц и 1 PPM, формируемых NTP-сервером точного времени. Далее ASI-сигналы резервируются, параллельно подаются на DVB-S2 и DVB-T2 модуляторы.

Заключение

Результатами реализации ФЦП «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы» являются:

1. обеспечение единого информационного пространства на всей территории РФ;
2. сокращение информационного неравенства между регионами РФ, между городом и деревней;
3. расширение пакета программ, транслируемых на территории зарубежных государств, позволит защитить интересы Российской Федерацией в международном информационном пространстве;
4. за счёт эффективного использования радио спектра высвободится частотный ресурс («цифровой дивиденд»), который позволит расширить перечень телекоммуникационных услуг населению;
5. обеспечивается гарантированный приём 20 общедоступных телевизионных программ;
6. обеспечивается рост рынка высокотехнологических услуг, обновится спутниковая группировка;
7. активизируется производство отечественного оборудования, внедряются новые технологии.

Список литературы

1. Сайт Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://minsvyaz.ru (дата обращения 07.04.2014).

2. Сайт Федерального государственного унитарного предприятия « [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.rtrn.ru/ (дата обращения 07.04.2014).

4. Сайт проекта DVB [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.dvb.org/ (дата обращения 07.04.2014).

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО МЕТОДА ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ИЗ ВП ЕЭМПЗ

А. А. Алистрат, В. С. Потылицын (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
E-mail: markuss86@mail.ru

Рассматриваются различные алгоритмы обработки информации ВП ЕЭМПЗ. Приведены результаты поведения данных алгоритмов на математической модели.

В электроразведке полиметаллических руд широкое распространение получил метод вызванной поляризации (ВП), заключающийся в возбуждении геологического разреза импульсным током с помощью заземленной линии и регистрации переходной характеристики электрического поля с перемещающейся вдоль профиля наблюдений приемной линии.

Физической основой метода ВП является заряд границы раздела электронно-проводящего рудного тела. Проходящий через среду импульсный ток наблюдается на поверхности земли в виде потенциала разряда указанной границы.

Однако применение метода ВП в горно-таежной местности осложняется необходимостью использования достаточно мощных источников возбуждающего тока (от 100–10000 Вт), раскладки по профилю наблюдений длинной питающей линии (1–3 км), что обуславливает большие трудозатраты и стоимость работ.

В России запатентован метод извлечения информации ВП из естественного электромагнитного поля земли (ВП ЕЭМПЗ) [1–4], который позволяет исключить из работы питающую линию и возбуждающий генератор импульсов тока, путем обработки сигналов флуктуирующих теллурических токов Земли в диапазоне частот 0–20 Гц. В основу алгоритмов обработки принимаемых сигналов может быть положен либо корреляционный метод на основе теоремы идентификации объектов в случайных полях – теорема «Черного ящика» Н. Винера, либо дифференциальный алгоритм со спектральной обработкой сигналов.[4]

В данной статье рассматриваются алгоритмы идентификации инерциальных объектов в случайных полях с использованием дифференциального метода. Этот метод имеет как свои плюсы так и минусы. К плюсам можно отнести следующие:

1) отсутствие питающих линий и мощных генераторов импульсного тока;
2) мобильность, быстрота измерений и профилирования;
3) чувствительность измерений по параметру N порядка 1 %.

К минусам можно отнести сильное влияние импульсных помех на результаты измерений.

Для анализа использовалась, математическая модель, представленная на рис. 1, где цепочка Rэ, Сэ – имитирует двойной электрический слой на границе раздела электронный проводник – ионопроводящая среда.

На рис. 2 приведена схема поисковой установки.

Для проверки эффективности различных алгоритмов обработки информации ВП ЕЭМПЗ была использована программная среда Matlab. Для того что бы смоделировать реальный принимаемый сигнал, который используется в методе ВП ЕЭМПЗ, были смоделированы реализации белого шума с дисперсией 1 и по 3 мин каждая. Для каждого замера моделировалась своя реализация.

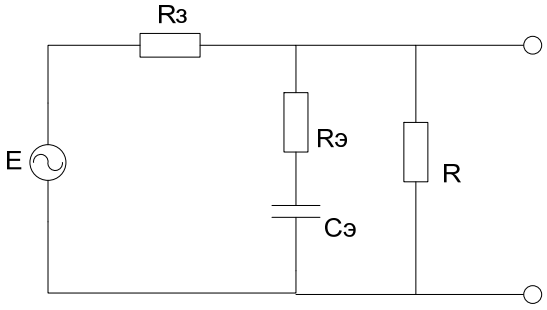


Рис. 1. Электрическая модель геологического разреза

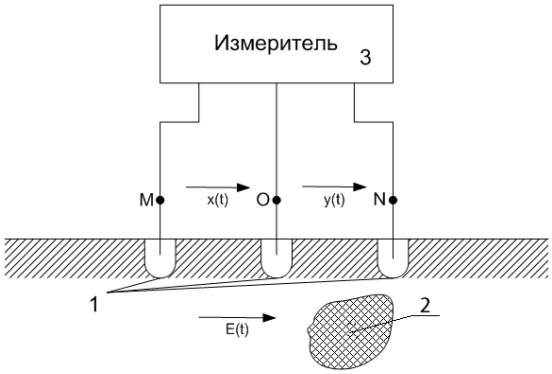


Рис. 2. Схема поисковой установки: 1 – неполяризующиеся электроды; 2 – рудное тело; 3 – измерительный прибор; E(t) – поляризующее поле

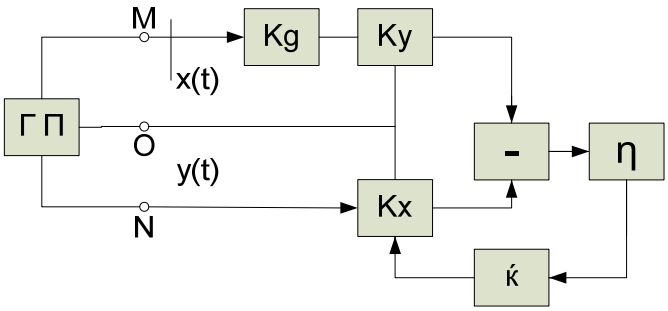


Рис. 3. Структурная схема измерений: Ky и Kx – передаточные характеристики тракта MO и ON; Kg – передаточная характеристика имитатора рудного тела; ќ – построечный коэффициент; Гп – генератор шумового поля и помех

Исследовались алгоритмы идентификации объектов в случайных полях на основе получения автокорреляционной и взаимокорреляционной функций, а также разностно-фазовым методом, с использованием дифференциальной измерительной установки. Далее приведены сами алгоритмы.

Для метода АКФ значения коэффициента ВП определялось по следующей формуле:

$$\zeta = \frac{\tau_{\mathrm{Ryy\,min}} - \tau_{Rxx\,\mathrm{min}}}{\tau_{Ryy\,\mathrm{min}}} \tag{1}$$

где $\tau_{\mathrm{Ryy\,min}}$ – временной сдвиг соответствующий минимуму АКФ полученной с первого канала АКФ сигнала в первом канале; $\tau_{Rxx\,\mathrm{min}}$ – это временной сдвиг соответствующий минимуму АКФ сигнала во втором канале.

Для метода ВКФ оценивались параметры:

$$R_{xy\,n} = \sum_{m=1}^{N-n-1} x_m \cdot y_{N-m+1} \tag{2}$$

$$\psi = -R_{xy\,\mathrm{min}} \tag{3}$$

где *Rxy* – ВКФ сигналов в двух каналах; ψ – минимум ВКФ, пропорциональный значению вызванной поляризации.

Для разностно-фазового метода таким параметром является значение функции η. При этом данный метод позволяет также получить информацию о кажущемся сопротивлении в виде относительного коэффициента *k*:

$$\eta = \frac{\int \left(x(t) - k \cdot y(t)\right)^2 \cdot dt}{\sigma_x^2}. \qquad (4)$$

где $x(t)$ и $y(t)$ – сигналы, принимаемые в двух каналах; k – отношение кажущихся сопротивлений на линии OM/ON; σ_x^2 – дисперсия сигнала $x(t)$.

В качестве модели был взят ФНЧ первого порядка с изменяемой частотой среза. На рис. 4 приведены зависимости нормированного параметра ВП для различных алгоритмов обработки ЕМПЗ от частоты среза

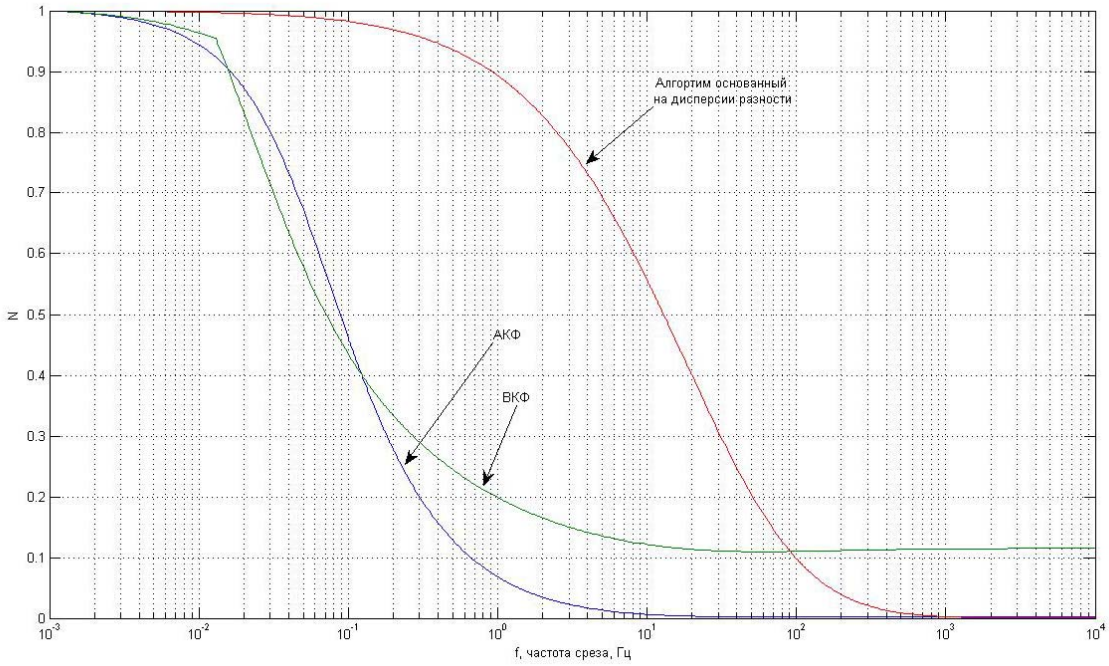


Рис. 4. Зависимость нормированного параметра ВП для различных алгоритмов обработки ЕМПЗ от частоты среза

Из рис. 4 можно сделать заключение, что лучшим методом поиска для поиска аномалий ВП является разностно-фазовый метод, так как он обеспечивает более высокую эффективность обнаружения полиметаллических залежей то есть, при одной и той же частоте среза фильтра параметр ВП для разностно фазового метода в 3 раза больше чем для методов основанных на ВКФ и АКФ.

Список литературы

1. Шайдуров, Г.Я. О возможности использования естественных электромагнитных полей для регистрации потенциалов вызванной поляризации. Новая аппаратура и методика её применения в народном хозяйстве / Г.Я. Шайдуров. – Красноярск, 1967. Вып. 2. – С. 3–7.

2. Потылицын, В.С. Автокомпенсационный алгоритм обработки сигналов естественного электромагнитного поля Земли для работы методом вызванной поляризации / В.С. Потылицын, Г.Я. Шайдуров // 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15–16, 2011. – 555 p.

3. Потылицын, В.С. Метод дифференциальной идентификации инерциальных объектов в случайных полях / В.С. Потылицын // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 2 (2013 6). – P. 178–182.

4. Потылицын, В.С. Некоторые результаты экспериментальных работ по методу вызванной поляризации с использованием естественных электромагнитных полей Земли / В.С. Потылицын, Г. Я. Шайдуров // Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12−13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR.

5. Патент РФ № 2479858, МПК G01V 3/08. Электроразведочное устройство / В.С. Потылицын, Г.Я. Шайдуров ; Опубл.: 20.04.2013.

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СВЧ-ПРИЕМНИКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ПРОВОДЯЩИХ СРЕДАХ

К. А. Артемьев, В. В. Смолехо, Д. С. Кудинов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: KArtemevSFU@gmail.com

Описывается устройство измерительного СВЧ-приемника на основе логарифмического усилителя AD8317. Приведена структурная схема и внешний вид устройства. Предлагаемый приемник может быть использован в различных измерительных системах.

Известны эффекты взаимодействия высокочастотных электромагнитных (ЭМ) и акустических колебаний (АК) на границе раздела сред «воздух – морская вода». В частности, в [1, 2] описаны эффекты параметрической модуляции и демодуляции ЭМ-волн при действии АК-излучения и рассмотрены варианты решения прикладных задач радиосвязи с глубоководными аппаратами. Дальнейшее изучение параметрических эффектов сопряжено с исследованием явлений взаимодействия ЭМ- и АК-волн на границах раздела сред с разным типом проводимости металл – ионопроводящая среда, диэлектрик – ионопроводящая среда, металл – воздух. На основании изученных явлений выделен ряд новых прикладных направлений и методов их аппаратной реализации, в частности, для задач поиска полезных ископаемых (сейсмоэлектрические явления), бесконтактной дефектоскопии железнодорожных объектов в движении, дистанционного мониторинга крупных инженерных сооружений, поиска мин, обнаружения мелких металлических предметов и т. д. [3].

Для решения подобных задач, необходимо создание параметрических радиотехнических систем, обладающих узкой диаграммой направленности антенной системы. Ширина диаграммы направленности связана с геометрическими размерами антенны, следовательно, для сужения диаграммы направленности необходимо увеличение размеров антенной системы, что для некоторых задач может быть не приемлемо. Решением данной проблемы является смещение частотного диапазона в более высокочастотную область.

Ранее был разработан широкополосный СВЧ-приемник для доплеровского локатора с диапазоном от 100 МГц до 2,5 ГГц [4]. Этот приемник построен на основе логарифмического детектора AD8313 и обладает динамическим диапазоном до 60 дБ при ошибке 0,5 дБ [5]. Основным его недостатком является его низкий частотный диапазон, ограничивающий область его применения для решения практических и исследовательских задач. Повышение частотного диапазона, необходимо исходя из заданных требований к точности измерения в поставленных задачах. При повышении частоты до 10 ГГц, длина волны уменьшается в четыре раза, что приводит к заметному увеличению точности измерений.

Наиболее удобным логарифмическим детектором, способным работать в диапазоне до 10 ГГц является микросхема AD8317. Она обладает достаточно высокой линейностью (ошибка ±1 дБ) для динамического диапазона по входу в 55 дБ, низким потреблением в 20 мА, учитывая полосу 10 ГГц, а также обладает достаточно хорошей температурной стабильностью (±0,5 дБ). Характеристика времени спада/нарастания имеет для данной микросхемы величину 4/6 нс, что позволяет детектировать импульсы с длительностью не менее 10 нс [6].

Для уменьшения интермодуляционных помех, нелинейных искажений, высокочастотных сосредоточенных помех и уменьшения широкополосных помех различной природы, применяется перестраиваемый фильтр низкой частоты. Перестройка фильтра позволяет оптимизировать частоту среза для решения поставленных задач. Данный фильтр реализован на микросхеме MAX7400, реализованный по схеме эллиптического фильтра 8-го порядка на переключаемых конденсаторах. Этот фильтр позволяет простыми методами изменения частоты среза в широком диапазоне частот от 1 Гц до 10 кГц. Он обеспечивает затухание 82 дБ при частоте в полтора раза больше частоты среза [7]. Частотой среза можно управлять с помощью внешнего тактового генератора с изменяющейся частотой. Перестраиваемый генератор для управления положением частоты среза фильтра наиболее просто реализовать на триггере Шмитта. Частота генерации определяется постоянной времени RC-цепочки. Путем изменения сопротивления можно получить требуемую частоту генерации [8].

Данный приемник можно использовать в качестве индикатора при настройке различного рода антенн в диапазоне до 12 ГГц. Для этого опытный образец был оснащен 20-ти разрядным светодиодным индикатором на микроконтроллере фирмы Atmel. Функциональная схема представлена на рис. 1.

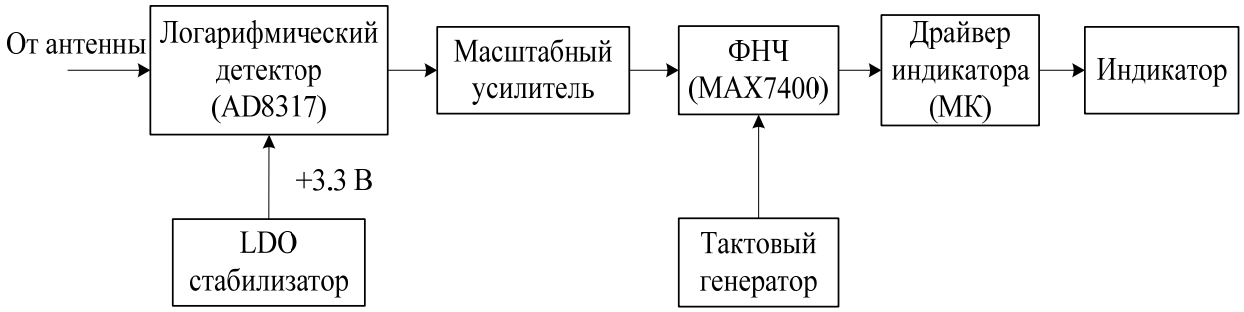


Рис. 1. Структурная схема устройства

Устройство работает от двух гальванических элементов питания типоразмера АА, и для увеличения коэффициента полезного действия используется импульсный стабилизированный преобразователь, на выходе которого имеется стабилизированное напряжение +5 В. Для повышения точности преобразования и уменьшения помех по питанию логарифмического усилителя применяется дополнительный стабилизатор напряжения +3,3 В. Диапазон выходных напряжений логарифмического детектора лежит в пределах от 0,5 до 1,7 В, который преобразуется масштабным усилителем в диапазон от 0 до 5 В. ФНЧ с помощью управляющего резистора, производит требуемое ограничение по частоте принимаемого сигнала. Внешний вид приемника представлен на рис. 2.

Для удобства использования приемника в качестве индикатора поля при настройке антенн и т.д., введен светодиодный шкальный 20-ти разрядный индикатор, позволяющий визуализировать уровень СВЧ мощности, попадающей на антенну приемника.

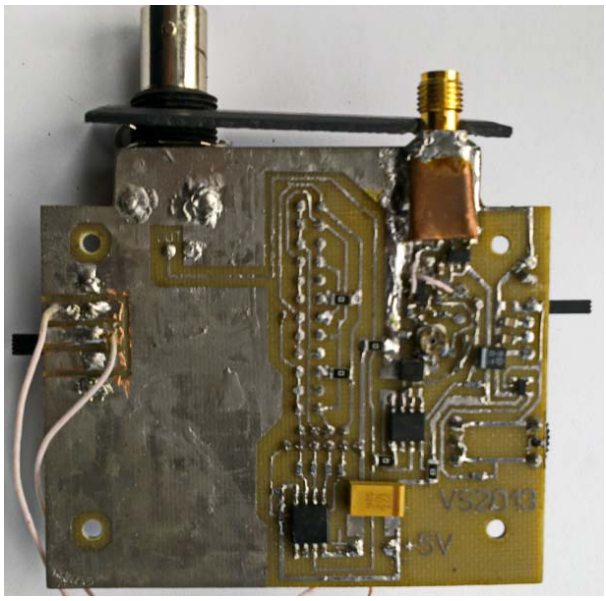


Рис. 2. Внешний вид платы СВЧ - приемника

Разработанное устройство применяется в различных видах измерительных систем СВЧ диапазона, может использоваться при решении задач дистанционного извлечения и передачи информации в исследованиях взаимодействия акустических и электромагнитных колебаний на границе раздела двух сред. Широкополосность устройства и достаточно высокая стабильность преобразования позволит использовать данный приемник для работы с СВЧ доплеровского локатора в импульсном режиме. К достоинствам данного приемника следует отнести малый уровень собственных шумов, позволяющий регистрировать поля мощностью 10 нВт на верхнем краю рабочего диапазона

Список литературы

1. Шайдуров Г.Я., Лукьянчиков В.Н., Романова Г.Н. // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30. – № 11. – С. 21−36.

2. Шайдуров Г.Я., Романова Г.Н. // Радиотехника и электроника. – Т. 36. – № 2. – 1991. – С. 410.

3. Шайдуров, Г.Я. Явления взаимодействия электромагнитных и акустических волн на границах раздела сред и прикладные задачи создания параметрических радиотехнических систем / Г.Я. Шайдуров, Д. С. Кудинов, В.В. Сухотин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 12. – С. 89–95.

4. Артемьев, К.А. Разработка СВЧ-приемника для доплеровского локатора / К.А. Артемьев, Д.С. Кудинов // Решетневские чтения. – 2013. – Ч. 1. – С. 163–164.

5. AD8313 // Analog Devices. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/Data_Sheets/ AD8313.pdf

6. AD8317 // Analog Devices. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/Data_Sheets/ AD8317.pdf

7. MAX7400 // Maxim Integrated. URL: http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/ MAX7400-MAX7407.pdf

8. 74LVC1G14 // NXP Semiconductors. URL: http://www.nxp.com/documents/ data_sheet/ 74LVC1G14.pdf

РАЗРАБОТКА АВТОНОМНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ФУНКЦИЕЙ БОРТОВОГО РЕГИСТРАТОРА ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Т. Н. Батурин, А. А. Сушков, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
E-mail: boev@uav-siberia.com

Описывается разработка автономного приемопередающего устройства спутниковой связи с функцией бортового регистратора, приводится краткое описание системы связи между беспилотным летательным аппаратом и наземным комплексом управления. Составлена структурная схема, перечислены требования к устройству, представлена реализация устройства в программе Altium Designer.

На сегодняшний день беспилотные летательные аппараты (БПЛА) могут находиться в полете долгое время и летать на большие расстояния. В связи с этим возникает проблема передачи цифровой информации между БПЛА и наземным комплексом управления (НКУ) при расстоянии более 100 километров и в отсутствии прямой видимости [1]. Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является использование систем спутниковой передачи информации. Спутниковую связь могут предложить такие компании, как Iridium, GlobalStar, Orbcomm, Inmarsat, Гонец и другие.

Разработанное устройство предназначено для организации полудуплексного низкоскоростного канала передачи цифровой информации между НКУ и беспилотным летательным аппаратом. В штатном режиме функционирования бортового оборудования БПЛА устройство выполняет функцию бортового регистратора предназначенного для сохранения команд от автопилота (АП), а также записи телеметрической информации на энергонезависимую память. Устройство имеет собственную аккумуляторную батарею, что позволяет передавать записанные данные после отключения питания при нештатных ситуациях, таким образом, устройство полностью автономно. Аккумуляторная батарея заряжается от бортовой сети и не требует обслуживания.

Согласно приведенному выше описанию были сформулированы следующие требования к устройству:

передача информации между БПЛА и НКУ должна осуществляться с помощью спутниковой системы связи;

покрытие поверхности земли системой связи 100 %, включая оба полюса;

скорость передачи данных не менее 1 кбит/с;

входное/выходное волновое сопротивление передатчика: 50 Ом;

допустимая задержка в канале связи: до 1 минуты;

интерфейсы: RS232, RS422, RS485, USB, CAN;

энергонезависимая память: MicroSD, FLASH;

напряжение питания: 9…36 В, гальваническая изоляция;

потребляемая мощность в режиме ожидания и приема, не более: 4 Вт;

потребляемая мощность в режиме передачи, не более: 10 Вт;

температурный диапазон: от минус 40 до плюс 85 ºС;

габаритные размеры устройства, не больше: 110х70х40 мм;

масса без корпуса, не более: 100 г.

При выборе спутниковой системы связи учитывались такие требования, как степень покрытия поверхности земли, габариты и вес приемопередающего устройства, а также его характеристики в соответствии требованиям заданию. Спутниковая система связи Iridium [2] и SBD модем Iridium 9602 [3] удовлетворяет всем поставленным требованиям.

Спутниковая система Iridium предназначена для обеспечения передачи данных на всей поверхности земного шара. Космический сегмент Iridium состоит из 66 низкоорби-

тальных спутников, размещенных на 6 приполярных орбитах. В сети реализован механизм межспутниковых связей, который используется для передачи сигнала с одного спутника на другой без необходимости ретрансляции этого сигнала на землю. После приема сигнала спутником информации от SBD модема передается на наземную станцию, а после на электронную почту пользователя. На рис. 1 представлена система спутниковой передачи цифровой информации от устройства до НКУ с помощью спутниковой системы Iridium.

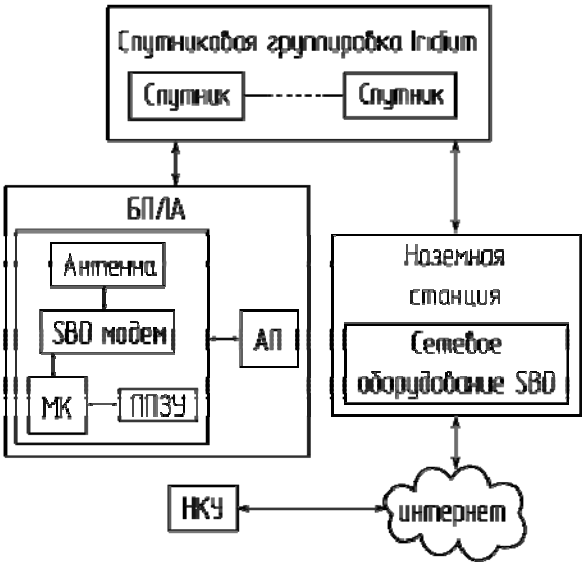


Рис. 1. Система спутниковой передачи цифровой информации от устройства до НКУ с помощью спутниковой системы Iridium

SBD модем Iridium 9602 представляет собой единый спутниковый модуль с разъемом под антенну Iridium, а также имеет двадцатиконтактный разъем, в составе которого имеется последовательный девятиконтактный порт RS-232, контрольная линия включения/выключения питания и вывод доступности сети. Модем работает в диапазоне частот от 1616 до 1626,5 МГц и использует метод мультиплексирования данных TDMA/FDMA. Имеет малые габариты и вес. Модем Iridium 9602 не имеет специального разъема SIM карты и не требует ее установки.

Управляющим элементом приемопередающего устройства является микроконтроллер (МК) STM32F4 на базе ядра Cortex-M4. МК представляет собой 32 битный микроконтроллер со встроенными: аналого-цифровым преобразователем; 32 разрядными счетчиками; температурным датчиком; встроенными интерфейсами: UART/USART, CAN, USB, SPI и специальным интерфейсом SDIO для MicroSD карт. С помощью микроконтроллера осуществляется программно-аппаратное управление модемом Iridium 9602, запись телеметрии на энергонезависимую память, мониторинг шин управления исполнительными устройствами, а также МК обеспечивает связь между устройством и автопилотом (АП). На рис. 2 представлена структурная схема устройства.

Рассмотрим блок источников стабилизированного питания. Так, как устройство работает от бортового источника питания, необходимо обеспечить высокий коэффициент полезного действия преобразователя напряжения. Согласно требованиям, диапазон питающих напряжений составляет от 12 до 36 В. Поэтому для питания различных блоков устройств применяются импульсные преобразователи напряжений с высоким КПД. Основным преимуществом устройства перед его аналогами является использование импульсного преобразователя напряжения с гальванической изоляцией и наличие системы резервного питания в виде Li-Pol батареи и системы заряда [4]. Заряд батареи при температурах ниже 0 снижает ее ресурс, поэтому была разработана система подогрева.

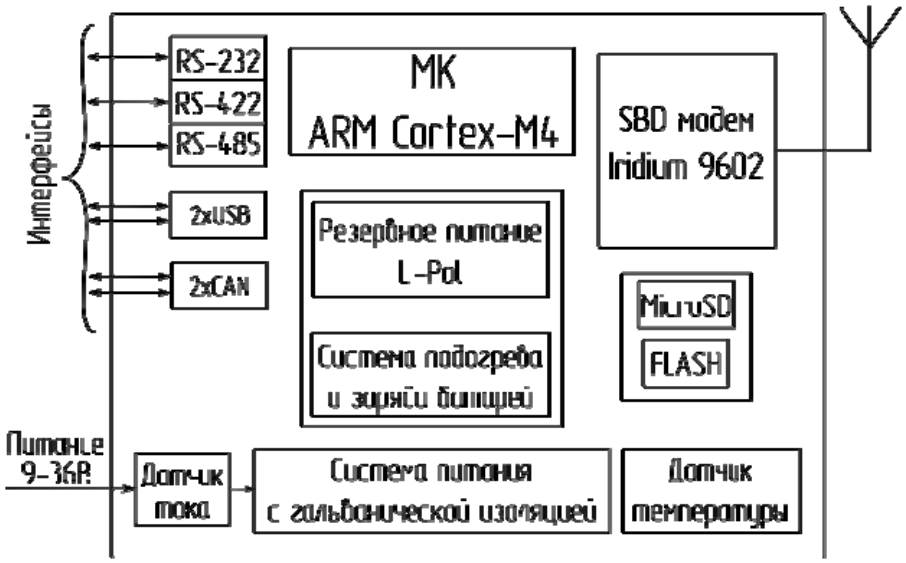


Рис. 2. Структурная схема устройства

При разработке устройства были предусмотрены различные варианты исполнения (рис. 3). Это позволяет уменьшить вес и стоимость устройства в зависимости от целевой платформы.

№	Варианты исполнения
1	Базовый
2	Отсутствует гальваническая развязка
3	Отсутствует резервное питание и система подогрева батарей

Рис. 3. Варианты исполнения устройства

Рис. 4. Внешний вид устройства

Устройство имеет большое количество интерфейсов (USB, CAN, RS-485, RS-422, RS-232) для возможности интегрирования на различные платформы. Это позволяет осуществлять мониторинг шин управления исполнительными устройствами. Для связи с автопилотом используется интерфейс RS-485, по нему происходит прием телеметрической информации. Вся информация сохраняется на энергонезависимую память с помощью интерфейса SPI. В качестве энергонезависимой памяти в устройстве используются Flash память и MicroSD карта. Для гарантированной записи информации установлена индустриальная MicroSD карта с рабочим диапазоном температур от минус 45 до плюс 85 ºС [5].

На рис. 4 показан внешний вид устройства. Габаритные размеры устройства 82,6×47,5×21 мм.

Данное устройство находится на этапе интеграции в бортовую аппаратуру БПЛА «Гамма».

Список литературы

1. Макаров, И.В. Комплекс управления беспилотными летательными аппаратами для дистанционного зондирования земли / И.В. Макаров, В. И. Кокорин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; науч. ред.: А. И. Громыко, Г. С. Патрин; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – 424 с. – С. 6–11.

2. Спутниковая система Iridium / Iridium Communications Inc. [Электронный ресурс]. URL: http://iridium.com (дата обращения 24.02.2014).

3. SDB modem Iridium 9602 URL: http://www.iridium.com/Products/Iridium9602.aspx?section=support (дата обращения 24.02.2014).

4. Iridium SkyTrac ISAT-100 URL: http://www.morsputnik.ru/catalog/morsputnikavia/ element.php?ID=57307 (дата обращения 24.02.2014).

5. KINGMAX Industrial micro SD/ SDHC Card URL: http://www.kingmax.com/en-global/product/product/Model/Industrial-microSD-SDHC-Card (дата обращения 24.02.2014).

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАЗВИТИЯ ИНВАЗИВНЫХ МИКОЗОВ У РЕЦИПИЕНТОВ ПОСЛЕ ТРАНСПЛАНТАЦИИ ГЕМОПОЭТИЧЕСКИХ СТВОЛОВЫХ КЛЕТОК (ТГСК)

И. В. Гоголев, Б. И. Смирнов (научный руководитель)

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)
197376, Санкт-Петербург, ул. проф. Попова, д. 5
E-mail: pacific-182@mail.ru

Представлены результаты исследования медицинской базы данных с целью выявления факторов, влияющих на развитие инвазивных микозов у реципиентов ТГСК с использованием прикладного пакета IBM SPSS. В результате исследования были выявлены пять предикторов, и на их основе была построена логистическая регрессия, описывающая модель прогнозирования осложнений. Также был создан программный модуль специалиста-медика для прогнозирования осложнений до проведения операции на основе данных анализов и наблюдений за пациентом.

Трансплантация гемопоэтических стволовых клеток (ТГСК) является эффективным методом лечения гематологических и онкологических заболеваний. Инфекции – одна из наиболее актуальных проблем применения ТГСК, среди них значительную долю занимают инвазивные микозы – осложнения, вызванные системной грибковой инфекцией, и приводящие к летальным исходам и тяжелым осложнениям [1] .

В отличие от задач распознавания сигналов в радиотехнике, анализ состояния биологических объектов представляет ряд особенностей, выраженных в дискретности представления основных параметров, ненормальности их распределения и взаимосвязанности параметров.

Для построения программного модуля информационного обеспечения специалиста-гематолога в работе используется логистическая регрессия, которая позволяет высказать вероятностные оценки прогнозирования развития этого типа осложнений до проведения ТГСК.

Исследование проводилось на основе медицинской базы данных (БД) содержащей информацию о 310 пациентов. БД содержала данные по 61 категориальной переменной и 7 количественных. В качестве целевой переменной для исследования принималась бинарная категориальная переменная U2FUO – наличие/отсутствие неопознанных инфекций. Инструменты для выполнения исследований были взяты из статистического пакета общего назначения IBM SPSS 19.

Перед построением логистической регрессии проводился разведочный анализ (предварительная фильтрация) с целью составления списка потенциальных предикторов, т.е. факторов, влияющих на целевую переменную. Анализ проводился по критерию исключения переменных с количеством пропусков более 5 %, и наличия взаимосвязи с целевой переменной на уровне значимости 0,05. Взаимосвязь целевой переменной с категориальными переменными базы данных определялась с помощью анализа ТСП 2*2 (В расчете использовались только бинарные переменные БД). В результате этих действий для дальнейшего анализа были отобраны 12 категориальных переменных.

Среди количественных переменных с помощью теста Манна-Уитни были выявлены 3 потенциальных предиктора, но один из них имел более 30 % пропусков, поэтому отброшен. Другой был отброшен по результатам консультации со специалистом. В результате для дальнейшего анализа был оставлен один количественный предиктор – возраст.

Для оценки вклада каждого предиктора в итоговую многомерную модель были построены одномерные модели, описывающие поведение целевой переменной U2FUO. В качестве критерия оценки предикторов был выбран коэффициент Найджелкерка, который показывает примерную долю наблюдаемых вариаций одномерная модель. В результате только 5 моделей дали коэффициент Найджелкерка более 0,1 (от 0,108 до 0,435).

Необходимо отметить, что суммарный коэффициент Найджелкерка оказался больше 1, что может свидетельствовать о наличии мультиколлинеарности, т.е. наличия взаимосвязанных предикторов и их однонаправленного влияния на целевую переменную. Последнее влечет необходимость проверки взаимосвязи и особый учет переменных с коэффициентом корреляции больше 0,6 [3]. Имеется в виду необходимость рассмотрения нескольких наборов исходных предикторов, в которых поочередно отбрасывается одна из переменных коррелированной пары. Анализ взаимосвязей, выполненый путем построения модели с принудительным включением всех предикторов и построением матрицы корреляции, не выявил взаимосвязи переменных.

На основе списков исходных предикторов, были построены многомерные модели. Логистическое преобразование (1) позволяет перевести значения уравнения регрессии (2) в вероятностную меру. При этом вероятности, большие 0,5, можно отнести к позитивным решениям прогноза, а меньшие – к негативным.

$$p = \frac{1}{1+\exp(-z)} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} z = {} & 3.611 - 2.292 * YBAнам_грбы_12(да) - 2.221 * Удлит_ли_б30_12(да) - \\ & -0.893 * Удлит_не_б10_12(да) - 2.677 * Усепсис_12(да) - 0.038 * Звозраст \end{aligned} \tag{2}$$

Переменные в (2):

YBAнам_грбы_12 – Наличие грибов в анамнезе
Удлит_ли_б30_12 – Лимфопения более 30 дней

Yдлит_не_б10_12 – Нейтропения более 10 дней
Yсепсис_12 – Тяжелая бактериальная инфекция/сепсис

При построении регрессии, позитивной категорией переменной U2FUO являлось отсутствие осложнений, т.е. U2FUO = нет, которым соответствуют положительные значения z. Полученное регрессионное уравнение говорит о том, что наличие положительного значения любого из предикторов, т.е. предиктор = да, приводит к уменьшению статистики z, что увеличивает вероятность исхода U2FUO = да.

Негативным фактором является возраст пациента, последнее означает, что при соответствующем диагнозе выполнение ТГСК следует проводить в более молодом возрасте. В выражении (2) присутствует константа. Это говорит о том, что пациент без патологий в целом не склонен к развитию U2FUO и для него наиболее вероятный исход – U2FUO = нет.

Количественными показателями, характеризующими качество прогноза модели, являются мощность (чувствительность) и специфичность, или в терминах обнаружения сигнала – вероятность правильного обнаружения и вероятность правильного необнаружения, соответственно [2]. Наглядное отображение этих показателей дает расщепленная по категориям исхода U2FUO гистограмма значений статистики z с нанесенным порогом классификации z = 0, приведенная на рис. 1.

Графическим отображением зависимости правильного обнаружения от «ложной тревоги» при различных значениях Z является рабочая характеристика приемника (ROC-кривая) [3], позволяющая оценить истинно позитивные и истинно негативные результаты прогноза, а также высказать предположения о возможности изменения порога классификации (рис. 2).

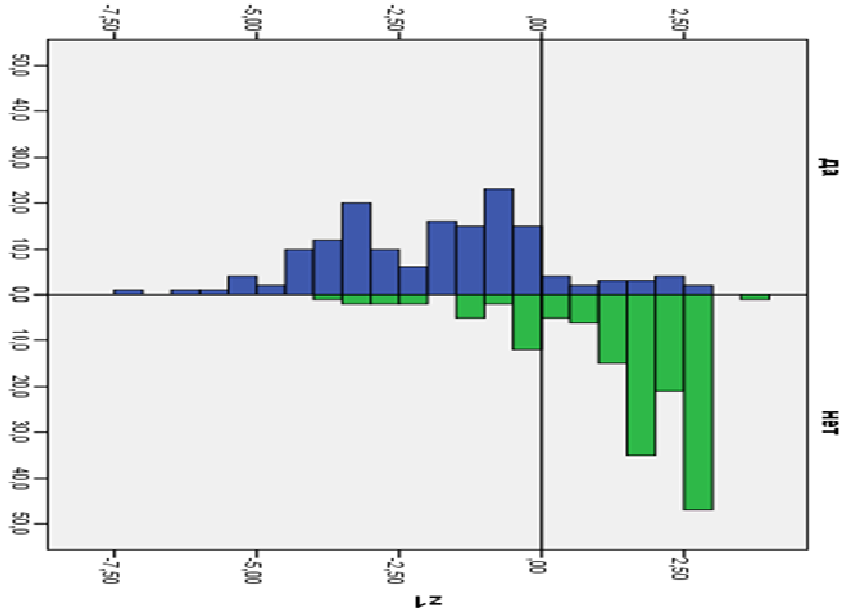


Рис. 1. Расщепленная гистограмма значений статистики z

Для порога, принятого по умолчанию, истинно позитивное решение принимается на уровне 83 %, ложно позитивное примерно в 10 % случаев, что говорит о высокой степени достоверности прогноза по данной модели.

Критерий выбора порога сильно зависит от особенностей лечения, серьезности побочных эффектов, последствий отсутствия своевременного лечения и т.д. Использование критерия Неймана – Пирсона и задание допустимого уровня ложной тревоги на уровне, например 20 %, повышает вероятность правильного обнаружения до 90 % (пунктирная линия на рис. 2).

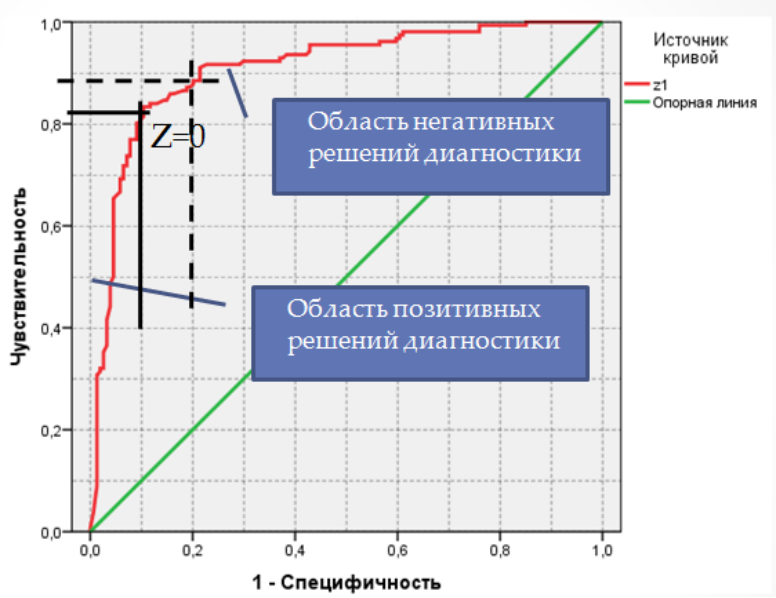


Рис. 2. ROC-кривая

Внешняя валидность (или адекватность) определяет, насколько устойчива модель при изменении выборки или насколько результаты конкретного исследования можно распространить на весь класс подобных данных. Обычно для этого используется контрольная выборка, но её нет, поэтому имеющуюся выборку разделили на две с помощью процедуры Бернулли с параметром 0,7 и выполнили построение модели повторно для большей выборки. При этом меньшую выборку использовали для проверки результатов. Однородность результатов анализа проверялась путем построения ТСП для мощности и специфичности и применения теста Хи-квадрат (табл. 1). Данный тест показал незначимое различие в характеристиках. Это говорит о том, что различия в мощности и специфичности не наблюдается, результаты проверки модели подтверждают ее адекватность.

Таблица 1

Таблица классификации для разделения выборки с помощью испытания Бернулли с параметром 0,7

			Предсказанные					
			Отобранные наблюдения			Не отобранные наблюдения		
			U2FUO			U2FUO		
	Наблюденные		да	нет	Процент корректных	да	нет	Процент корректных
Шаг 1	U2FUO	да	90	14	86,5	46	4	92,0
		нет	16	94	85,5	10	36	78,3
	Общий процент				86,0			85,4

Для оценки качества модели был проведен анализ остатков, т.е. разность между наблюдаемыми и ожидаемыми вероятностями. Для этого была построена гистограмма и проведена проверка остатков на нормальность с помощью теста Колмогорова – Смирнова. В идеальном случае, когда модель учитывает все факторы, влияющие на исход, остатки распределены по нормальному закону. В данном случае это не так (рис. 3). Гистограмма дает центрированное относительно нуля распределение с длинными хвостами. Распределение остатков отличается от нормального, что говорит о недостаточности информации для описания исследуемого явления.

На основе полученного алгоритма в среде Borland Delphi 7 был построен программный модуль, который по предикторам, входящим в выражения для Z, позволяет получить характеристики прогноза и высказать вероятность состояния пациента после ТГСК. Интерфейс модуля представлен на рис. 4.

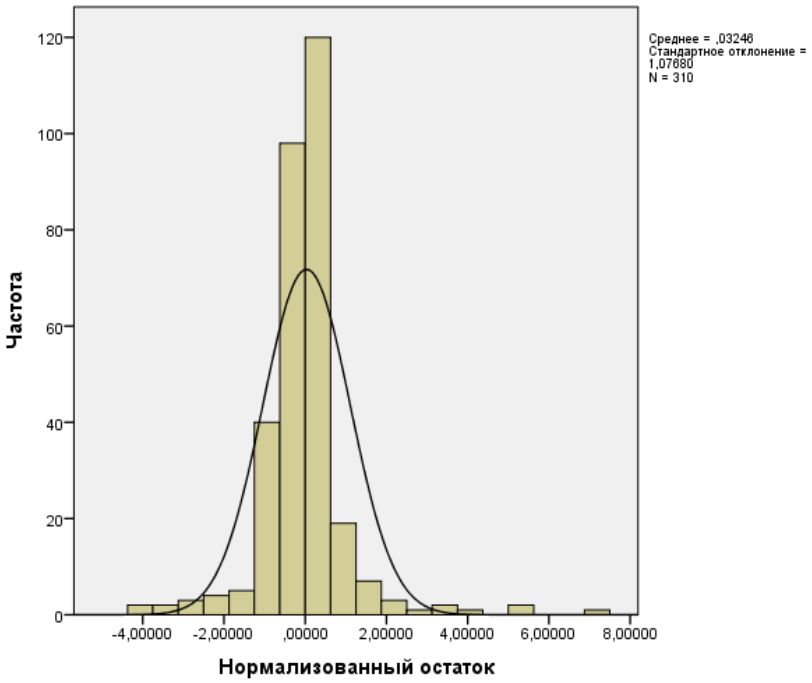


Рис. 3. Гистограмма нормализованных остатков

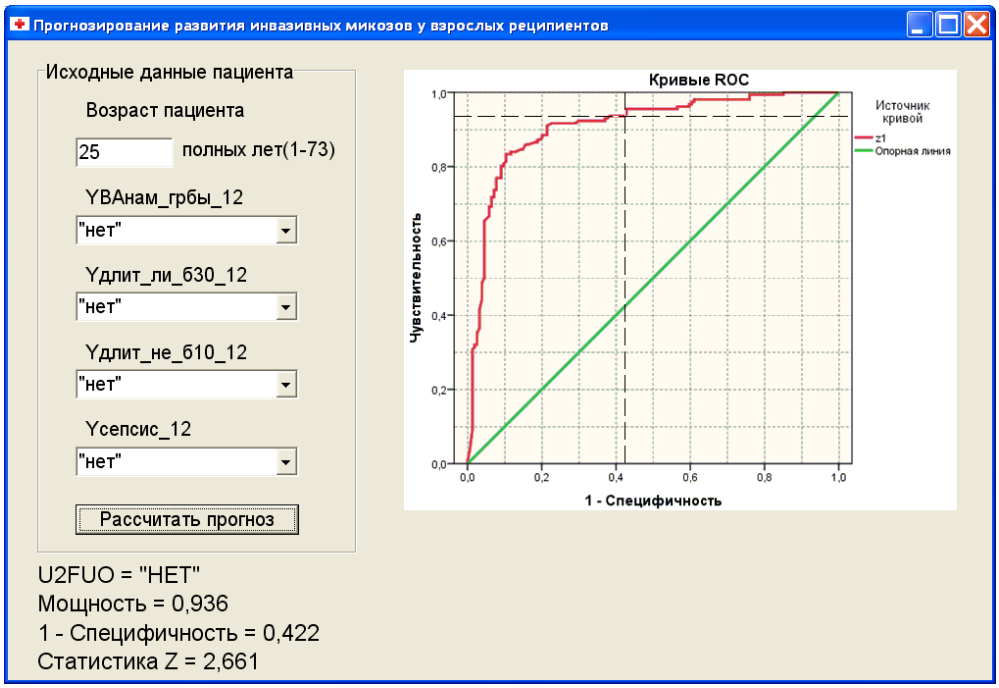


Рис. 4. Интерфейс программного модуля

Список литературы

1. Попова, М.О. Инвазивные микозы у взрослых пациентов после трансплантации гемопоэтических стволовых клеток: дис. … канд. мед. наук: 14.00.29 / М.О. Попова. – Санкт-Петербург, 2011. – 144 с.

2. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1 / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. проф. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.

3. Ланг, Т.А. Как описывать статистику в медицине. Аннотированное руководство для авторов, редакторов и рецензентов / Т.А. Ланг, М. Сессик; пер. с англ. под ред. В.П. Леонова. – М.: Практическая медицина, 2011. – 480 с.: ил.

О ПРОБЛЕМЕ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БИОЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ ЭЛЕКТРОСВАРОЧНЫХ РАБОТАХ

А. А. Бехтерев[1,2], А. А. Носенков[2] (научный руководитель)

[1]*Открытое акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»*
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19
[2]*Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ*
660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский Рабочий», 31
E-mail: AlexeiBeh@mail.ru

Дано аналитическое рассмотрение проблемы обеспечения биоэлектромагнитной совместимости в плане защиты головы электросварщика от опасного воздействия электромагнитного поля дуги. Теоретическая интерпретация изложенного материала подкреплена предлагаемыми инженерными решениями.

Электрическая сварка весьма широко применяется в машиностроении, в том числе космическом, относится к работам с повышенной опасностью, что влечет за собой ряд требований, выполнение которых обязательно. Основными опасными факторами при сварочных работах отмечаются [1–3]:

1) опасность поражения электрическим током при выполнении сварочных работ дуговой сваркой;

2) ожоги кожного покрова и органов зрения излучающей энергией электрической дуги и брызгами расплавленного металла;

3) отрицательное воздействие на организм человека газов, паров и пыли, выделяющихся в процессе сварочных работ;

4) механический травматизм в процессе монтажно-сборочных работ и подготовке деталей к сварке;

5) пожарная опасность;

6) радиационное поражение при радиационном методе контроля сварочных соединений;

7) опасность, связанная с работой на высоте.

Однако в этом списке отсутствует ещё один отрицательный фактор – отрицательное воздействие на сварщика электромагнитного поля (ЭМП) дуги. Особенно опасно это воздействие на голову электросварщика при ручной электросварке. Общую защиту организма человека от электромагнитных излучений (ЭМИ) можно выполнить достаточно полно и эффективно с помощью специальных костюмов, обуви, рукавиц и др. Голову электросварщика при этом защищать полностью просто невозможно, так как его лицо должно быть открыто.

Это позволяет ЭМИ дуги находиться в непосредственной близости (менее 0,5 м) от глаз и мозга электросварщика, оказывать на них опаснейшие воздействия теплового и специфического видов. При тепловом воздействии происходит нагрев, прежде всего, органов со слабой терморегуляцией: хрусталика глаз, глаз, ткани головного мозга, печенки, почек и т.д. Тепловой порог здесь составляет 10 МВт/см^2. Начиная с этой величины, в наиболее критичных органах организма возможности терморегуляции полностью исчерпываются и начинается нагрев.

Специфическое воздействие ЭМИ заключается в изменении структуры клеток крови, изменении в эндокринной системе, нарушении питания тканей, центральной нервной системы, сердечно-сосудистой системы, снижении иммунитета.

Усугубляющим моментов в вопросах защищенности головы является отсутствие эффективных средств защиты. Защитный щиток и защитный шлем (маска) предохраняют от теплового и светового воздействующих факторов, но не от ЭМИ. Следовательно, здесь проблема заключается в необходимости разработки принципиально новых защитных средств, способных защищать голову электросварщика и от воздействия ЭМИ дуги, не мешая при этом выполнению сварочных работ.

Кроме того, необходимо обеспечивать и периферийную защиту электросварщика от воздействия ЭМИ, отраженного от металлической конструкции ограждения сварочного участка. Мощность такого отраженного ЭМИ может быть весьма высокой и таким образом оказывать опасные воздействия упомянутые выше.

Таким образом, речь идет о проблеме комплексной защите электросварщика от воздействия ЭМИ. Согласно терминологии и понятийному аппарату теории технической совместимости (ТТС) [5], решение затронутой проблемы сводиться к аппаратурно-методическому обеспечению достаточной биоэлектромагнитной совместимости электросварочных работ, т.е. согласованность возможностей организации электросварщика противостоять уровню воздействующего на него ЭМИ.

Данную тему авторы намерены исследовать. Результаты могут быть представлены на последующих научных конференциях.

Список литературы

1. Левадный, В.С. Сварочные работы / В.С. Ливадный, А.П. Бурлака. – М.: ООО «Аделант», 2004. – 448 с.

2. Гладков, Э.А. Управление процессами и оборудованием при сварке: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Э.А. Гладков. – М.: Изд. центр «Академия», 2006. – 432 с.

3. Чернышов, Г.Г. Технология электрической сварки плавлением: учебник для студ. учреждений средн. проф. образования / Г.Г. Чернышов. – 2-е изд. – М.: Изд. центр «Академия», 2010. – 496 с.

4. Носенков, А.А. Совместимость технических систем: учеб. пособие/ А.А. Носенков, В.И. Медведев, А.М. Муллин; СибГАУ. – Красноярск, 2005. – 112 с.

К ВОПРОСУ О ВЫБОРЕ МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЛИНЗОВОГО КОЛЛИМАТОРА

Ю. С. Воробьёва, А. В. Киселев (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: julija.wo@mail.ru

Приведены результаты расчетов параметров линзовых коллиматоров: допуски на изготовление, размеры, потери на отражение и в материале линзы, максимальный угол отклонения главного лепестка ДН. Представлен сравнительный анализ распространенных материалов с точки зрения их пригодности для изготовления коллиматора.

В современной радиотехнике на этапах производства и отладки антенн важным является измерение и построение диаграмм направленности. Для этого, в частности, используют безэховые камеры, которые позволяют сократить материальные и временные затраты, необходимые на изучение и построение антенн [1].

Стоимость безэховой камеры напрямую зависит от её размеров, которые в свою очередь определяются требованием выполнения для антенны условий дальней зоны. Эти размеры могут составлять десятки метров, что снижает экономический эффект. Продуктивным направлением снижения размеров камеры является использование коллимирующих устройств, позволяющих приблизить границы дальней зоны [2]. В частности, в качестве коллиматоров могут применяться диэлектрические линзы.

Впервые линзовый коллиматор был использован Ментцером. Он был выполнен из пенополистирола с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon \approx 1{,}2$ [1].

Учет всех факторов, приводящих к отличию поля коллиматора от поля плоской волны, весьма затруднителен. В раскрыве линзового коллиматора из-за неточности изготовле-

ния могут возникать случайные фазовые и амплитудные погрешности, что приводит к ошибкам в измерениях параметров антенн [1]. Поэтому важнейшей характеристикой являются допуски на точность изготовления коллиматоров. При этом выбор материала для изготовления линзы определяется рядом факторов: допусками на изготовление, размерами и стоимостью изделия, потерями на отражение и в материале линзы, сложностью обработки.

Цель работы – провести сравнительный анализ распространенных материалов с точки зрения их пригодности для изготовления линзового коллиматора.

Оценим параметры линзового коллиматора для наиболее распространенных диэлектриков, а также получившего в последнее время популярность пеноплекса с относительной диэлектрической проницаемостью ε ≈ 1,0467 (является экструдированным пенополистиролом, имеет низкую стоимость, широко используется в строительстве в качестве утеплителя).

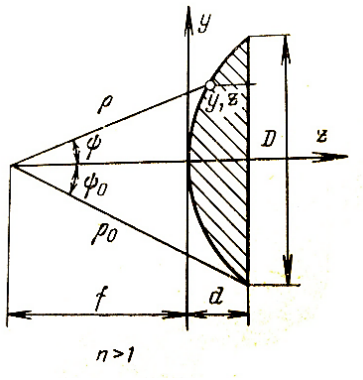


Рис. 1. К расчёту параметров линзы

Толщину линзы d (см. рис. 1) можно определить из формулы [2]:

$$d = \sqrt{\frac{f^2}{(n+1)^2} + \frac{D^2}{4\cdot(n^2-1)}} - \frac{f}{n+1}, \qquad (1)$$

где f – фокусное расстояние; n – коэффициент преломления ($n = \sqrt{\varepsilon}$); D – диаметр линзы.

Результаты расчётов сведены в табл. 1. С увеличением относительной диэлектрической проницаемости и фокусного расстояния, а так же с уменьшением диаметра линзы, становится меньшей её толщина. Значит, расход материала уменьшается. То есть лучшими материалами, по данному параметру, являются стекло и керамика. Так как толщина линзы не может превышать фокусного расстояния, то физически нереализуемыми являются варианты линз из пеноплекса с фокусным расстоянием 1 м (при диаметре линзы 1 м).

Таблица 1

Зависимость толщины линзы от её диаметра D и фокусного расстояния f, м. Допуски на толщину Δd

Диэлектрик	ε	Толщина линзы, см						Δd, см
		D = 1 м			D = 0,5 м			
		f = 1	f = 5	f = 10	f = 1	f = 5	f = 10	
Пеноплекс	1,04	187	91.4	51.4	76.37	25.74	13.36	4.061
Фторопласт-4	2,08	22.23	5.57	2.81	6.54	1.4	0.70	0.212
Полиэтилен	2,26	19.89	4.90	2.47	5.78	1.23	0.62	0.186
Полистерол	2,55	17.13	4.14	2.08	4.92	1	0.52	0.157
Плексиглаз	2,61	16.67	4.01	2.02	4.77	1	0.50	0.152
Эбонит	2,67	16.24	3.9	1.96	4.64	0.98	0.49	0.147
Текстолит	3,67	11.6	2.7	1.36	3.25	0.68	0.34	0.102
Кварц плавл-й	3,8	11.2	2.6	1.31	3.14	0.65	0.32	0.098
Стекло С38-1	4,2	10.3	2.36	1.18	2.85	0.59	0.29	0.089
Керамика	5,2	8.56	1.94	0.97	2.35	0.48	0.24	0.073

Потери в материале линзы учитывает формула для расчёта коэффициента полезного действия [2]:

$$\eta_{л} = 27,3 \cdot n \cdot tg\delta \frac{l_{ср}}{\lambda_0}, \text{дБ}. \quad (2)$$

где $l_{ср}$ – средняя длина пути луча в теле линзы ($l_{ср} = d/2$), λ_0 – длина волны ($\lambda_0 = 3$ см).

Результаты занесены в табл. 2. Потери в материале растут с увеличением диаметра линзы и фокусного расстояния, они меньше для кварца плавленого, полиэтилена и фторопласта-4.

Оценка общих потерь на отражение производится по формуле [2]:

$$A_{ср} \approx 8,69 \cdot \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2, \text{ дБ}. \quad (3)$$

Результаты приведены в табл. 2. Видно, что с ростом коэффициента преломления, потери на отражение увеличиваются. По данному параметру лучшими материалами являются пеноплекс, полиэтилен, фторопласт-4.

Таблица 2

Зависимость потерь в материале линзы от её диаметра *D*, м и фокусного расстояния *f*, м.
Потери на отражение

Диэлектрик	tg δ	Потери на отражение, дБ	Потери в материале линзы, дБ					
			D= 0,5 м			*D* = 1 м		
			f = 1	*f* = 5	*f* = 10	*f* = 1	*f* = 5	*f* = 10
Пеноплекс	$2 \cdot 10^{-4}$	0.01	0.07	0.02	0.01	0.17	0.08	0.04
Фторопласт-4	$3,7 \cdot 10^{-4}$	0.29	0.02	0.01	0.01	0.05	0.01	0.01
Полиэтилен	$0,5 \cdot 10^{-3}$	0.35	0.02	0.01	0.01	0.07	0.02	0.01
Полистерол	$7 \cdot 10^{-4}$	0.46	0.03	0.01	0.01	0.09	0.02	0.01
Плексиглаз	$8 \cdot 10^{-3}$	0.48	0.28	0.06	0.03	0.98	0.24	0.12
Эбонит	$6 \cdot 10^{-3}$	0.50	0.21	0.04	0.02	0.72	0.17	0.09
Текстолит	$6 \cdot 10^{-2}$	0.86	1.70	0.35	0.18	6.10	1.42	0.71
Кварц плавл-й	$1,7 \cdot 10^{-4}$	0.90	0.01	0.01	0.01	0.02	0.01	0.01
Стекло С38-1	$2,9 \cdot 10^{-3}$	1.03	0.08	0.01	0.01	0.29	0.06	0.03
Керамика	$3 \cdot 10^{-3}$	1.32	0.07	0.01	0.01	0.27	0.06	0.03

Допуски на изготовление линзы определяются исходя из допустимой фазовой ошибки, примем $\Delta\Phi_{м} = \pi/8$ [2].

Допуск на коэффициент преломления характеризует допустимую неоднородность материала, возможные отклонения коэффициента преломления при изготовлении [2]:

$$|\Delta n| = \frac{\Delta\Phi_{м}}{4\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{d}. \quad (4)$$

Удобнее оценку производить по допускам на относительную диэлектрическую проницаемость, выраженную в процентах:

$$\pm \Delta\varepsilon = |\Delta n|^2; \quad (5)$$

$$\pm \Delta\varepsilon\% = \frac{\pm \Delta\varepsilon}{\varepsilon} \cdot 100\%. \quad (6)$$

Результаты занесены в табл. 3–4. При больших фокусных расстояниях и диаметре линзы, и с увеличением коэффициента преломления и относительной диэлектрической проницаемости, допуски на неоднородность материала больше.

Таблица 3

Допуск по относительной диэлектрической проницаемости при D = 0.5 м от фокусного расстояния f, м

Диэлектрик	ε	Допуск по ±Δε, %					
		f = 1		f = 5		f = 10	
Пеноплекс	1,05	0.24	0.24	0.71	0.71	1.38	1.37
Фторопласт-4	2,08	1.99	1.98	9.44	9.02	19.26	17.57
Полиэтилен	2,26	2.16	2.14	10.33	9.82	21.11	19.09
Полистерол	2,55	2.40	2.37	11.56	10.93	23.70	21.18
Плексиглаз	2,61	2.44	2.41	11.79	11.13	24.18	21.57
Эбонит	2,67	2.49	2.45	12.01	11.33	24.65	21.94
Текстолит	3,67	3.03	2.98	14.88	13.85	30.75	26.64
Кварц плавленый	3,8	3.08	3.03	15.17	14.10	31.37	27.10
Стекло С38-1	4,2	3.23	3.18	15.98	14.80	33.10	28.38
Керамика	5,2	3.53	3.46	17.58	16.16	36.54	30.86

Таблица 4

Допуск по относительной диэлектрической проницаемости при D = 1 м от фокусного расстояния f, м

Диэлектрик	ε	Допуск по ±Δε, %					
		f = 1		f = 5		*f = 10*	
Пеноплекс	1,05	0.098	0.09	0.2006	0.20	0.3564	0.35
Фторопласт-4	2,08	0.58	0.58	2.345	2.32	4.668	4.56
Полиэтилен	2,26	0.62	0.62	2.558	2.53	5.101	4.97
Полистерол	2,55	0.68	0.68	2.854	2.81	5.701	5.54
Плексиглаз	2,61	0.69	0.69	2.909	2.87	5.812	5.65
Эбонит	2,67	0.71	0.71	2.962	2.92	5.92	5.75
Текстолит	3,67	0.84	0.83	3.646	3.58	7.313	7.05
Кварц плавленый	3,8	0.85	0.85	3.715	3.65	7.453	7.18
Стекло С38-1	4,2	0.89	0.88	3.905	3.83	7.843	7.55
Керамика	5,2	0.96	0.95	4.283	4.19	8.613	8.26

Допуск на толщину линзы в любом её сечении определяются формулой [2]:

$$\left|\Delta d\right| \le \frac{\Delta \Phi_{м}}{4\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{n-1}. \tag{7}$$

Из табл. 1 видно, что по допускам на толщину изготовления диэлектрических линз лучшим материалом является пеноплекс (разница более чем в 18 раз).

Максимальный угол отклонения главного лепестка ДН θ_{max} (определен из условия максимально допустимой кубической фазовой ошибки $\pi/2$) равен [2]:

$$\theta_{\max} \approx \frac{\lambda_0}{D} \cdot \frac{f+nd}{2nd}. \tag{8}$$

Результаты вычислений представлены в табл. 5. Видно, что максимальный угол отклонения главного лепестка ДН увеличивается с увеличением коэффициента преломления, фокусного расстояния, с уменьшением диаметра линзы. То есть по данному параметру лучшими материалами являются стекло и керамика.

Таблица 5

Зависимость θ_{max} от диаметра линзы D и фокусного расстояния f, м

Диэлектрик	Максимальный допустимый угол отклонения луча θ_{max}, °					
	D = 1 м			D = 0,5 м		
	f = 1	f = 5	f = 10	f = 1	f = 5	f = 10
Пеноплекс	1,3	5,45	17,182	3,91	34,35	127,48
Фторопласт-4	3,54	54,29	212,433	19,93	425,02	1689,87
Полиэтилен	3,73	59,12	231,8	21,47	463,6	1845,08
Полистерол	4	65,79	258,47	23,59	517,19	2058,88
Плексиглаз	4,05	67,02	263,49	23,98	526,72	2098,42
Эбонит	4,09	68,24	268,39	24,36	536,68	2137,20
Текстолит	4,7	83,65	330,19	29,25	660,19	2631,77
Кварц плавленый	4,76	85,24	336,44	29,75	672,79	2682,33
Стекло С38-1	4,93	89,54	353,63	31,11	707,25	2819,59
Керамика	5,26	98,01	387,59	33,79	775,09	3091,43

Суммируя полученные данные, можно прийти к выводу, что перспективным материалом для изготовления линзовых коллиматоров является пеноплекс. Он дает низкие допуски на точность изготовления линзы и обеспечивает малые потери. При этом его использование целесообразно при фокусных расстояниях, начинающихся с единиц метров. С точки зрения практического использование это означает возможность получения условий дальней зоны в камерах имеющих длину порядка 10 м.

Список литературы

1. Майзельс, Е.Н. Измерение характеристик радиолокационных целей / Е.Н. Майзельс, В.А. Торгованов. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.

2. Жук, М.С. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапозонных антенн и фидерных устройств / М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. – М.: Энергия, 1973. – 440 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТОСПОСОБНОСТИ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ИСКАЖЕННЫХ НЕГАУССОВСКИМИ ШУМАМИ

И. В. Гашин, С. Н. Жиганов

Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н. Г. Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская область, ул. Орловская, д. 23
E-mail: muromdx@gmail.com

Приведена сравнительная оценка работоспособности некоторых наиболее распространенных алгоритмов фильтрации изображений, искаженных негауссовскими шумами. Проведен анализ алгоритмов фильтрации, основанных на усреднении и вычислении медианы элементов изображения в пространственном окне, рассчитаны качественные характеристики адаптивного алгоритма.

Изображения, сформированные различными датчиками, часто подвергаются искажающему воздействию разнообразных шумов. Это затрудняет как их визуальный анализ человеком-оператором, так и автоматическую обработку в ЭВМ. Для подавления шума на изображениях применяют различные алгоритмы фильтрации. В настоящее время в большинстве практических задач широко используются полуэмпирические алгоритмы фильтрации, основанные либо на усреднении, либо на вычислении порядковых статистик, либо на адаптации [1–3], качественные характеристики которых рассчитаны для случая гауссов-

ского искажающего шума. Однако, у большого количества обрабатываемых в радиотехнических и телекоммуникационных системах изображения искажаются негауссовским шумом. В известных работах отсутствует подробный анализ работоспособности традиционных алгоритмов фильтрации для случая негауссовских шумов. В теории обработки изображений принят ряд статистических моделей шумов, которые наиболее точно описывают реальные шумы [1]. К ним относят шум с гауссовской, равномерной и экспоненциальной плотностью распределения вероятностей, шум Релея и Эрланга, а также импульсный шум.

Исследовать алгоритмы обработки изображений [4, 5] возможно лишь при наличии тестового изображения, которое искажено шумом с заранее известными статистическими характеристиками. Получить изображения при помощи реальных датчиков вызывает известные сложности, поэтому в настоящей работе исследование алгоритмов фильтрации проводилось с помощью, разработанной в [6] модели искаженного различными типами шумов изображения. В качестве исходного использовалось эталонное изображение «Camera», входящее в программу математического моделирования MathCAD [7], приведенное на рис. 1.

Рис. 1. Эталонное изображение

В качестве искажающих рассматривались шумы, имеющие плотность распределения вероятностей (ПРВ) Релея [1]

$$p(z) = \begin{cases} \dfrac{2}{b}(z-a)e^{-(z-a)^2/b} & \text{при } z \geq a; \\ 0 & \text{при } z < a, \end{cases} \tag{1}$$

где z представляет собой значение яркости искажающего изображение шума; μ – среднее значение (математическое ожидание) шума; σ – его среднеквадратическое отклонение;
шум с равномерной ПРВ вида

$$p(z) = \begin{cases} \dfrac{1}{(b-a)} & \text{при } a \leq z \leq b; \\ 0 \text{ в остальных случаях,} \end{cases} \tag{2}$$

и импульсный шум

$$p(z) = \begin{cases} P_a & \text{при } z = a; \\ P_b & \text{при } z = b; \\ 0 \text{ в остальных случаях.} \end{cases} \tag{3}$$

Шумы, статистические характеристики которых определялись соотношениями (1) – (3), накладывались на изображение рис. 1, результатом являлось тестовое, искаженное шумом изображение, приведенное на рис. 2, *а–в* при отношении сигнал/шум $g_{с/ш}$ = 16 дБ.

а *б* *в*

Рис. 2. Изображение, искаженное: *а* – шумом Релея; *б* – равномерным шумом; *в* – импульсным шумом

Одним из самых простых, но в то же время достаточно эффективным, является фильтр, основанный на вычислении среднего арифметического значений зашумленного изображения $g(x, y)$ в точках, принадлежащих окрестности $S_{x,y}$ размером $m \times n$ с центром в точке (x, y). Результатом вычисления является значение восстановленного изображения $\hat{f}(x,y)$ в этой точке, т.е.

$$\hat{f}(x,y) = \frac{1}{mn} \sum_{(s,t)\in S_{x,y}} g(s,t). \qquad (4)$$

На рис. 3 приведены результаты фильтрации изображений рис. 2, с помощью среднеарифметического фильтра с окном размером 3×3 по алгоритму (4).

а *б* *в*

Рис. 3. Результаты фильтрации при помощи алгоритма (4) изображения, искаженного: *а* – шумом Релея; *б* – равномерным шумом; *в* – импульсным шумом

Из рис. 3 видно, что при помощи алгоритма (4) более эффективно удаляется шум с равномерной ПРВ. Это подтверждает увеличение отношения сигнал/шум на результирующем изображении. Для изображения рис. 3, *а* оно составляет 12,9 дБ, рис. 3, *б* – 14,7 дБ, рис. 3, *в* – 13,6 дБ (табл. 1).

Для сравнения, отношение сигнал/шум для изображения, искаженного гауссовским шумом, составило 14 дБ.

Следующим фильтром, исследуемым в работе, является фильтр, основанный на вычислении медианы в пространственном окне. Восстановленное изображение в точке (x,y) является медианой распределения яркостей всех пикселей в окрестности $S_{x,y}$, т.е.

$$\hat{f}(x,y) = \underset{(s,t)\in S_{x,y}}{med}\{g(s,t)\}. \quad (5)$$

На рис. 4 приведены результаты фильтрации изображений, приведенных на рис. 2, при помощи алгоритма (5).

а *б* *в*

Рис. 4. Результаты фильтрации медианным фильтром изображения, искаженного:
а – шумом Релея; *б* – равномерным шумом; *в* – импульсным шумом

Из рис. 4 видно, что при помощи медианного фильтра удаляется импульсный и равномерный шум, что также подтверждает значения отношения сигнал/шум, приведенные в табл. 1.

Рассмотренные выше фильтры применяются к изображению без учета того, как его свойства меняются от точки к точке, что является большим недостатком. В случае с адаптивными фильтрами, их поведение изменяется в зависимости от статистических свойств изображения внутри области действия фильтра.

Один из возможных адаптивных алгоритмов фильтрации задается выражением

$$\hat{f}(x,y) = g(x,y) - \frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_L^2}\left[g(x,y) - m_L\right], \quad (6)$$

где σ_η – дисперсия шума; σ_L – локальная дисперсия по значениям пикселей изображения в окрестности $S_{x,y}$; m_L – локальное среднее значений пикселей изображения в окрестности $S_{x,y}$.

На рис. 5 приведены результаты фильтрации изображений рис. 2 при помощи алгоритма (6), в табл. 1 приведены результирующие значения отношения сигнал/шум.

Из рис. 5 видно, что в случае применения адаптивного фильтра резкость восстановленного изображения возрастает (по сравнению с результатами обработки с помощью других фильтров (рис. 3, 4). Но в случае искажения исходного изображения импульсным шумом, после фильтрации с помощью алгоритма (6) на изображении остаются черные и белые точки.

Таким образом, проведенные эксперименты показали, что искажающий изображение негауссовский шум ухудшает характеристики традиционных алгоритмов фильтрации, снижает информативность результирующего изображения по сравнению с гауссовским шумом, исключение составляет лишь равномерный шум.

а *б* *в*

Рис. 5. Результаты фильтрации адаптивным фильтром изображения, искаженного:
а – шумом Релея; *б* – равномерным шумом; *в* – импульсным шумом

Таблица 1

Значения отношения сигнал/шум восстановленных изображений

Вид шума	Величина отношения сигнал/шум восстановленного изображения, дБ		
	Среднеарифметический	Медианный	Адаптивный
Релеевский	12,9	13	13,5
Равномерный	14,7	14,9	15,3
Импульсный	13,6	15,3	10,2
Гауссовский	14,0	14,3	14,6

Самыми лучшими характеристиками из рассмотренных алгоритмов обладает адаптивный алгоритм фильтрации, за исключением случая импульсного шума. Все шумы достаточно хорошо фильтруются при помощи медианного фильтра. Наихудший случай – это искажение изображения импульсным шумом, т.к. величина импульсных искажений велика по сравнению с уровнем полезного сигнала, в результате чего импульсный шум после оцифровки принимает экстремальные значения, что проявляется в виде черных и белых точек на изображении [1].

Список литературы

1. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

2. Форсайт, Д.А. Компьютерное зрение. Современный подход: пер с англ. / Д.А. Форсайт, Ж. Понс. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 928 с.

3. Претт, У. Цифровая обработка изображений: пер с англ. / У. Претт. – Мир, 1982. – Кн. 1. – 312 с.

4. Жиганов, С.Н. Формирование тестовых изображений с негауссовскими шумами / С.Н. Жиганов // Методы и устройства передачи и обработки информации: науч.-техн. журн. Вып. 12; под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: «МИ (филиал) ВлГУ», 2010. – С. 46–49.

5. Zhiganov, S.N. Comparative Analysis of the Efficiency of Algorithms for False Alarm Stabilization in Image Processing / S.N. Zhiganov, A.V. Rakitin // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2008. – Vol. 18. – No. 4. – P. 682–687.

6. Жиганов, С.Н. Построение модели тестового изображения / С.Н. Жиганов, И.В. Гашин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 2. – С. 40–45.

7. Жиганов, С.Н. Сравнительная оценка качества фильтрации алгоритмов обработки изображений при различных типах искажающих шумов / С.Н. Жиганов, И.В. Гашин // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С. 180–188.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

Ю. В. Григорович

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)
197022, Санкт-Петербург, ул. проф. Попова, 5а
E-mail: julianka.grig@gmail.com

Описываются проблемы обеспечения необходимой точности при различных погодных условиях при взлёте и посадке летательного аппарата, рассматриваются возможные пути решения данной проблемы. Путём исследования и результатов моделирования определён улучшенный алгоритм дифференциального режима, направленный на обеспечение и развитие радиотехнических средств спутниковой посадки.

Необходимость использования дифференциального режима определяется стремлением удовлетворить наиболее жёстким требованиям навигационного обеспечения таких задач, как посадка воздушного самолёта, мореплавание в проливных зонах и т. п. Рассмотрим одно из приложений – спутниковую систему посадки летательного аппарата (далее ЛА). По экономическим соображениям такая система должна, в перспективе, заменить системы посадки ILS (Instrument Landing System). Требования к точности и целостности вынуждают использовать дифференциальный режим навигации на основе данных контрольно - корректирующей станции (далее ККС). Документы, регламентирующие работу спутниковой системы посадки, определяют ряд ограничений [1]:

- решение навигационной задачи выполняется с использованием не только кодовых Z_1, но и фазовых Z_2 измерений, формируемых на выходе системы слежения за задержкой (ССЗ) и системы слежения за несущей (ССН) приёмника системы спутниковой навигации (СНС);
- совместная обработка (комплексирование) кодовых и фазовых измерений выполняется на основе принципа инвариантности (например, по схеме компенсации), причём фильтр в этой схеме должен иметь одинаковые параметры на ККС и на борту ЛА;
- от ККС на борт ЛА передаются дифференциальные поправки PRC к кодовым измерениям, причём коррекция на борту ЛА выполняется на выходе кодо-фазового фильтра (далее КФФ).

Кодовые измерения формируются в приемнике СНС на выходе ССЗ [2]:

$$Z_1(k) = d(k) + t(k) + I(k) + T(k) + n_1(k) + M_1(k),$$

где d – истинная дальность до спутника; t – смещение временной шкалы; I и T – ионосферная и тропосферная погрешности; n_1 – шум измерений; M_1 – ошибка многолучёвости; k – дискретное время.

Фазовые измерения формируются в приёмнике СНС на выходе ССН системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ):

$$Z_2(k) = d(k) + t(k) - I(k) + T(k) + n_2(k) + M_2(k) + \lambda \cdot N,$$

где N – неоднозначность фазовых измерений; λ – длина волны радиосигнала.

Особенности кодовых и фазовых измерений:

- ионосферная погрешность $I(k)$ имеет разный знак (запаздывание сигнала в кодовых измерениях и опережение – в фазовых измерений);
- интенсивность шумов измерений n_1 и n_2 существенно разная ($\sigma_1 \gg \sigma_2$);
- ошибки многолучёвости существенно отличаются ($M_1 \gg M_2$);
- в фазовых измерениях присутствует неизвестная компонента $\lambda \cdot N$.

Совместная обработка Z_1 и Z_2 выполняется в КФФ в соответствии с алгоритмом [3]:

$$PR(k) = PR(k-1) + [z_2(k) - z_2(k-1)] + K \cdot \{PR(k-1) - [z_2(k) - z_2(k-1)]\},$$

где $PR(k)$ – фильтрованная псевдодальность; $K = \frac{\triangle t}{\tau}$ – весовой коэффициент; τ – интервал сглаживания (τ = 100 с).

Если ввести вспомогательную переменную $a(k)$ такую, что $PR(k) = Z_2(\mathrm{k}) + a(k)$, то алгоритм фильтрации приводится к схеме компенсации, содержащей удобный для анализа дискретный следящий фильтр 1-го порядка.

На вход следящего фильтра поступает разность кодовых и фазовых измерений

$$Z_1(k) - Z_2(k) = 2 \cdot I(k) + \lambda \cdot N + [n_1(k) - n_2(k)] + [M_1(k) - M_2(k)].$$

В случае отсутствия ионосферной погрешности и эффектов многолучёвости следящий фильтр строит оценку константы $-\lambda \cdot N$, с помощью которой выполняется компенсация этой константы в фазовых измерениях. Шумовая составляющая ошибки оценивания в установившемся режиме равна [3]

$$\sigma_ш^2 = \sigma_1^2 \frac{K}{2-K} + \sigma_2^2 \approx \sigma_1^2 \frac{K}{2-K}$$

(при $\tau = 100c$ и $\triangle t = 1c$, $K = 0,01c^{-1}$ и $\sigma_ш^2 \approx \frac{\sigma_1^2}{200}$).

Таким образом, КФФ весьма эффективно сглаживает шумовую помеху (независимо от динамики изменения дальности $d(k)$).

При наличии эффектов зеркальной многолучёвости эффективность КФФ зависит от частоты изменения ошибки многолучёвости $M_1(k)$. Хорошо фильтруется высокочастотная $M_1(k)$ (период менее 100 с). Шумовая ошибка, а также ошибка многолучёвости полностью входят в погрешность формирования дифференциальных данных PRC и, соответственно, в погрешность местоопределения ЛА.

При наличии ионосферной погрешности $I(k)$ поведение КФФ зависит от динамики её изменения [2].

Если на временном интервале, соизмеримом с постоянной времени КФФ τ, ионосферную погрешность можно считать константой $I(k) = I_0$, то следящий фильтр воспроизводит её на выходе безошибочно: на входе фильтра имеем $2 \cdot I_0$, на выходе в установившемся режиме $-2 \cdot I_0$ и на выходе КФФ: $-I_0 + 2 \cdot I_0 = I_0$. Эта величина является информативным содержанием PRC и обеспечивает коррекцию ионосферной погрешности на борту ЛА.

Если ионосферная погрешность $I(k)$ имеет скоростную составляющую I_V : $I(k) = I_0 + I_V \cdot K$, $I_V = V_И \cdot \triangle t$, где $V_И$ – скорость изменения ионосферной погрешности, то следящий фильтр воспроизводит процесс $2 \cdot I(k)$ с динамической ошибкой $\frac{2 \cdot I_V}{K}$. При этом на выходе КФФ имеем: $I_0 + I_V \cdot K - \frac{2 \cdot I_V}{K}$.

Величина $I_0 + I_V \cdot K$ является информационным содержанием PRC и обеспечивает коррекцию ионосферной погрешности на борту ЛА.

Величина $-\frac{2\cdot \mathrm{I}_V}{K}$ входит в погрешность формирования дифференциальных данных. Однако, в отличие от шумовой ошибки и ошибки многолучёвости, которые специфичны для ККС, ионосферная погрешность одинакова на ККС и на борту ЛА. И если на борту ЛА использовать такой же КФФ, то в нём процесс $2 \cdot I(k)$ воспроизводится с такой же ошибкой $\frac{2\cdot \mathrm{I}_V}{K}$. При коррекции эта ошибка компенсируется. По этой причине КФФ на ККС и на борту ЛА должны быть однотипные.

КФФ переходит в установившийся режим за время $(2 \div 3)\tau$, то есть за $(200 \div 300)$ с. Это время соизмеримо с длительностью процесса посадки ЛА. Поэтому при потере слежения (из-за крена ЛА или эффектов радиоинтерференции) соответствующий спутник «выпадает» из решения навигационной задачи на борту ЛА. Это та цена, которую приходиться «платить» за эффективную фильтрацию шумовой и многолучевой помех в КФФ.

Стандартный алгоритм дифференциальной навигации предполагает использование дифференциальных поправок к кодовым измерениям

$$PRC(k) = PR(k) - t(k) - d(k) - \varepsilon_1(k),$$

где PR – выход КФФ на ККС; t – сдвиг временной шкалы ККС; d – расчётное значение дальности; ε_1 – погрешность формирования дифференциальных данных, обусловленная шумовой помехой, эффектами многолучевости и скоростной составляющей ионосферной погрешности.

Для решения задач контроля целостности на ККС обычно формируются также дифференциальные поправки к фазовым измерениям

$$PPC(k) = Z_2(k) - t(k) - d(k) - \varepsilon_2(k),$$

где ε_2 – погрешность, включающая в себя, кроме перечисленных выше эффектов, неоднозначность фазовых измерений на ККС.

Если организовывать дополнительный канал передачи PRC на борт ЛА, то возможна следующая обработка данных на борту ЛА. На вход следящего фильтра поступает величина $Z^*(k) = Z_1(k) - [Z_2(k) - PRC(k)]$.

Основная особенность измерения $Z^*(k)$ заключается в том, что PRC компенсирует ионосферную погрешность в фазовых измерениях. При этом $Z^*(k)$ содержит не удвоенную, а одинарную ионосферную погрешность. Оценка этой погрешности целиком входит в фильтрованную псевдодальность PR и, далее, компенсируется с помощью PRC. Ошибка оценивания этой погрешности (из-за наличия скоростной составляющей) при прочих равных условиях вдвое меньше. Поэтому для полной компенсации этой ошибки при коррекции с помощью PRC следует вдвое увеличить постоянную времени τ КФФ на борту ЛА (например: $\tau_{ККС} = 100c$, $\tau_{ЛА} = 200c$), что благоприятно скажется на эффективности фильтрации шумовой и многолучёвой помех в КФФ на борту ЛА.

Увеличение интенсивности помех в измерении $Z^*(k)$ малосущественно ввиду их незначительности в фазовых измерениях.

Тропосферная погрешность $T_{ККС}$ оценивается фильтром и компенсируется на выходе КФФ (остаётся $T_{ЛА}$, как в стандартном алгоритме). Также компенсируется неоднозначность фазовых измерений.

Таким образом, в бортовом КФФ рекомендуется выбрать $K = 0,005c^{-1}$. Шумовая составляющая ошибки в установившемся режиме определяется выражением

$$\sigma_ш^2 = \sigma_1^2 \frac{K}{2-K} + \sigma_2^2 + \sigma_3^2,$$

где σ_1^2 – дисперсия шума на входе следящего фильтра 1-го порядка (определяется, в основном, уровнем шума кодовых измерений на борту ЛА); σ_2^2 – дисперсия шума, содержащегося в измерении $Z_2(k) - PRC(k)$, равная сумме дисперсий шумов фазовых измерений на ККС и борту ЛА; σ_3^2 – дисперсия шума, содержащегося в дифференциальной поправке $PRC(k)$.

Список литературы

1. Соколов, А.И. Радиоавтоматика / А.И. Соколов, Ю.С. Юрченко. – М.: Академия, 2010. – 272 с.: ил.

2. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, И.В. Иванцевич и др.; под ред. В.С. Шебшаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.: ил.

3. Методические указания по дисциплине: Проектирование устройств радиоавтоматики [Текст]: учеб. пособие / СПбГЭТУ; сост.: Л.Н. Медведев, А.И. Соколов. – СПб.: ГЭТУ, 1996. – 32 с.: ил.

ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ СВОЙСТВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ЦИФРОВЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ СИНТЕЗАТОРАМИ НА ОБРАЗАХ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ

А. Н. Докторов, В. В. Ромашов (научный руководитель)

Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н. Г. Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: doctorov_a_n@mail.ru

Рассматривается способ умножения частоты выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора, основанный на использовании образов основной частоты синтезированного сигнала. С помощью математических моделей осуществлен подробный анализ спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователя сигналов, реализованного с помощью данного метода. Показывается возможность повышения выходной частоты и улучшения шумовых характеристик формирователей высокочастотных колебаний.

В формирователях сигналов современных радиосистем все чаще применяются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). Основным недостатком ЦВС на современном этапе является ограниченная выходная частота, которая не превышает 40 % от тактовой частоты f_T, достигающей 3500 МГц.

Проблему повышения частоты выходного сигнала можно решить с помощью образов основной частоты ЦВС [1].

На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема формирователя сигналов на основе интегрального ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты на ФАПЧ и выходного умножителя частоты, выполненного на транзисторных каскадах. ЦВС может работать как на основной частоте, так и на ее образах.

На рис. 1: $f_{ГОЧ}$ – частота сигнала опорного генератора; n_1 – коэффициент умножения частоты $f_{ГОЧ}$; f_T – тактовая частота; $f_{ЦВС}$ – частота сигнала, синтезированного с помощью ЦВС; n_2 – коэффициент умножения выходного умножителя частоты УЧ2. Таким

образом, частота сигнала на выходе формирователя $f_Ф = f_{ЦВС} n_2$. Коэффициент деления ЦВС $K_{ЦВС} = f_{ЦВС} / f_T$.

Для получения высокой частоты выходного сигнала ЦВС необходима высокая тактовая частота, так как ЦВС является делителем частоты с коэффициентом $K_{ЦВС} \le 0{,}35...0{,}4$. При использовании в качестве опорного генератора высокостабильных кварцевых генераторов с невысокими частотами требуется умножитель тактовой частоты, в качестве которого в современных интегральных цифровых синтезаторах используют встроенную систему ФАПЧ с коэффициентами умножения от 4 до 255.

Обобщенная схема ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты на ФАПЧ приведена на рис. 2.

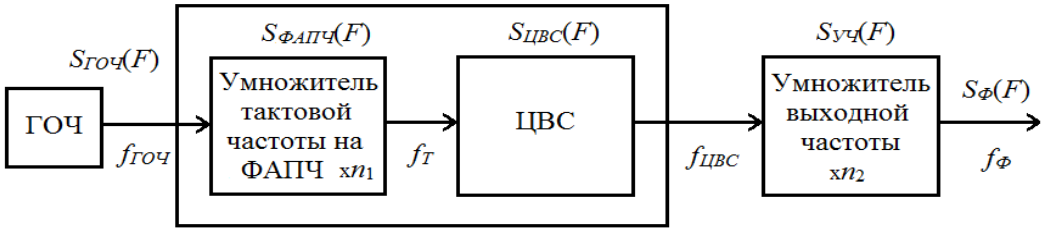


Рис. 1. Обобщенная структурная схема формирователя сигналов на ЦВС

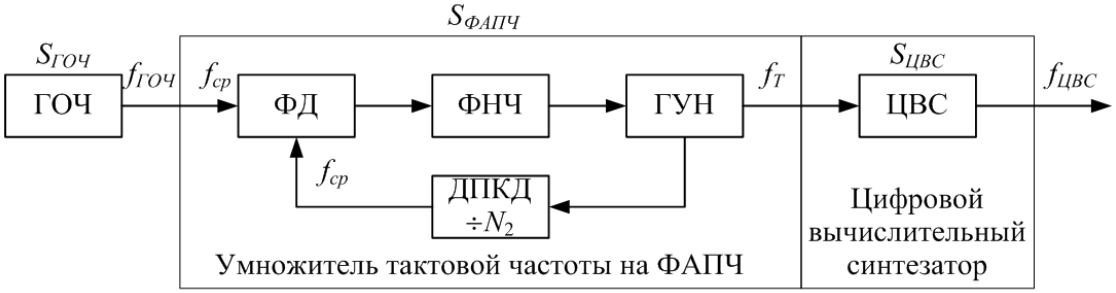


Рис. 2. Схема интегрального ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты на ФАПЧ

На выходе ЦВС присутствует сумма сигналов с основной частотой $f_{ЦВС}$ и частотами побочных составляющих (образов), которые можно записать в виде $f_{ЦВС_обр}(n) = \left| n \cdot f_T + f_{ЦВС} \right|$, где n = ±1, ±2, ±3, … – номер образа, при n = 0 – основная выходная частота ЦВС. Частотное планирование формирователей сигналов на ЦВС на образах облегчается при наличии выходного транзисторного умножителя частоты с коэффициентом умножения n_2, меньшим, чем для случая n = 0, т.е. основной частоты [2].

В данном случае выходную частоту формирователя сигналов можно записать, как:

$$f_Ф = \left| n \cdot n_1 f_{ГОЧ} + f_{ЦВС} \right| n_2 . \qquad (1)$$

Максимальная частота $f_Ф$ достигается при $n_1 \cdot_{ГОЧ} = f_{Т макс}$, $0{,}2 \le K_{ЦВС} \le 0{,}4$ для осуществления фильтрации, наибольшем номере образа $|n|$, а также максимальном n_2.

Важным параметром формирователей сигналов является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов, характеризующая чистоту спектра выходного сигнала.

Математическая модель СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на ЦВС [3]

$$S_{\Phi}(F)=\left(S_{ФАПЧ}(F)\left(K_{ЦВС}+n\right)^2+S_{\text{ЦВС}}(F)\right)\cdot n_2^2+S_{уч}(F), \quad (2)$$

Математическая модель спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов встроенного умножителя тактовой частоты на ФАПЧ

$$S_{ФАПЧ}(F)=\left(S_{ГОЧ}(F)+S_{ДПКД}(F)+S_{ФД}(F)\right)\left|H_{31}(F)\right|^2+S_{ГУН}(F)\left|H_{32}(F)\right|^2, \quad (3)$$

где $S_{ГОЧ}(F)=\frac{10^{-7,82}}{F^3}+\frac{10^{-9.86}}{F^2}+\frac{10^{-12.7}}{F}+10^{-15.8}$ – СПМ фазовых шумов ГОЧ (R&S®SMA100A); $S_{ДФКД}(F)$, $S_{ДПКД}(F)$, $S_{ФД}(F)$, $S_{ГУН}(F)$ – СПМ фазовых шумов ДФКД, ДПКД, ФД, ГУН; F – частота отстройки; $H_{31}(p) = H(p)/(1+H(p))$ – передаточная функция кольца ФАПЧ по внешним шумам; $H_{32}(p) = 1/(1+H(p))$ – передаточная функция кольца ФАПЧ по внутренним шумам; $H(p) = K_{ФНЧ}(p)\cdot n_1\cdot S_{ГУН}/p$ – передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ; $K_{ФНЧ}(p)$ – передаточная функция ФНЧ.

Математическая модель СПМ фазовых шумов ЦВС рассмотрена в [4], а с учетом образов основной частоты, в [5]

$$S_{ЦВС}(F)=\left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T}\right)^2\left(\frac{10^{k_2}}{F^2}+\frac{10^{k_1}}{F}+10^{k_4}\right)+\left(10^{k_3}+2^{-2N-0.59}\left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T^2}\right)\right)\left(\frac{\left(\pi\frac{\left|nf_T+f_{ЦВС}\right|}{f_T}\right)}{\sin\left(\pi\frac{\left|nf_T+f_{ЦВС}\right|}{f_T}\right)}\right)^2. \quad (4)$$

Коэффициенты k_1, k_2, k_3, k_4 для каждого интегрального ЦВС рассчитываются на основе экспериментальных характеристик, приведенных в документации [6]. Данные коэффициенты определяют уровень СПМ $1/F^2$ шума, $1/F$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно; $S_{кв}=2^{-2N-0.59}\left(f_{ЦВС}/f_T^2\right)$ – СПМ фазового шума квантования ЦАП; F – частота отстройки; N – число разрядов ЦАП ЦВС.

С использованием математической модели (4) в [7] проведен анализ СПМ собственных фазовых шумов ЦВС AD9914, AD9915 компании Analog Devices.

Модель СПМ фазовых шумов умножителя частоты на биполярных транзисторах

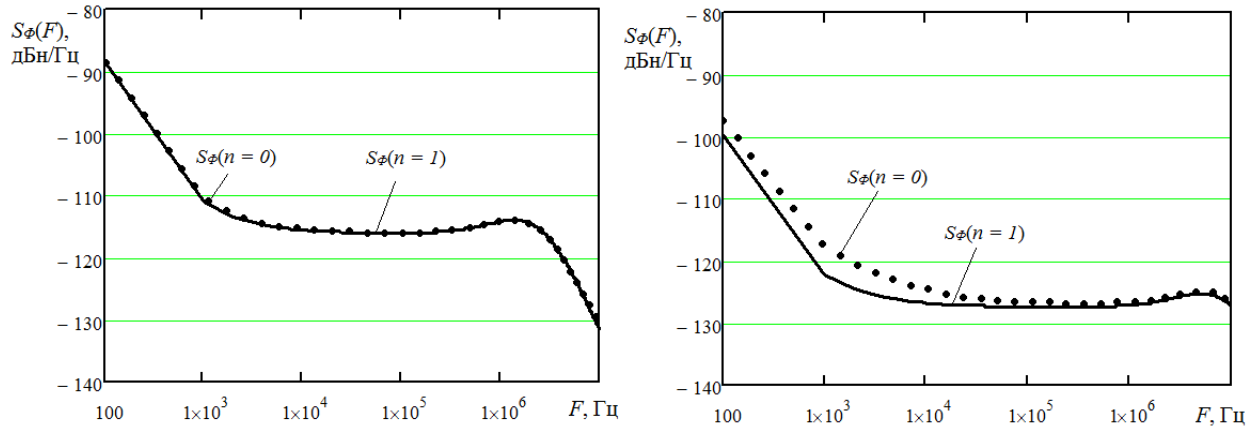
$$S_{уч}(F)=n_{2_1}^2\frac{4kT}{P_c}\left[1+\frac{F_\alpha}{F}\right], \quad (5)$$

где $k = 1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – температура; P_c – мощность входного сигнала; F_α – граничная частота фликкерных шумов фазы (не более 10^4 Гц).

Результаты моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигналов по (2) для f_Φ = 3, 11, 20 ГГц, $f_{ГОЧ}$ = 24, 90 МГц представлены на рис. 3–5. В качестве ЦВС использовалась микросхема AD9914.

Видно, что повышение частоты f_Φ от 3 до 20 ГГц вызывает повышение СПМ фазовых шумов на 15–20 дБн/Гц. При использовании ГОЧ с частотой 24 МГц СПМ фазовых шумов формирователей сигналов $S_\Phi(F)$ с транзисторным умножителем частоты при n = 0, и на образах (n = –1, 2, –3) практически совпадают. С увеличением частоты ГОЧ до 90 МГц наблюдается уменьшение СПМ фазовых шумов данных формирователей сигналов примерно на 10 дБ/Гц при больших значениях частоты отстройки F = 0,1–1 МГц. Применение образов позволяет уменьшить уровень шума на 5 дБ/Гц при малых частотах от-

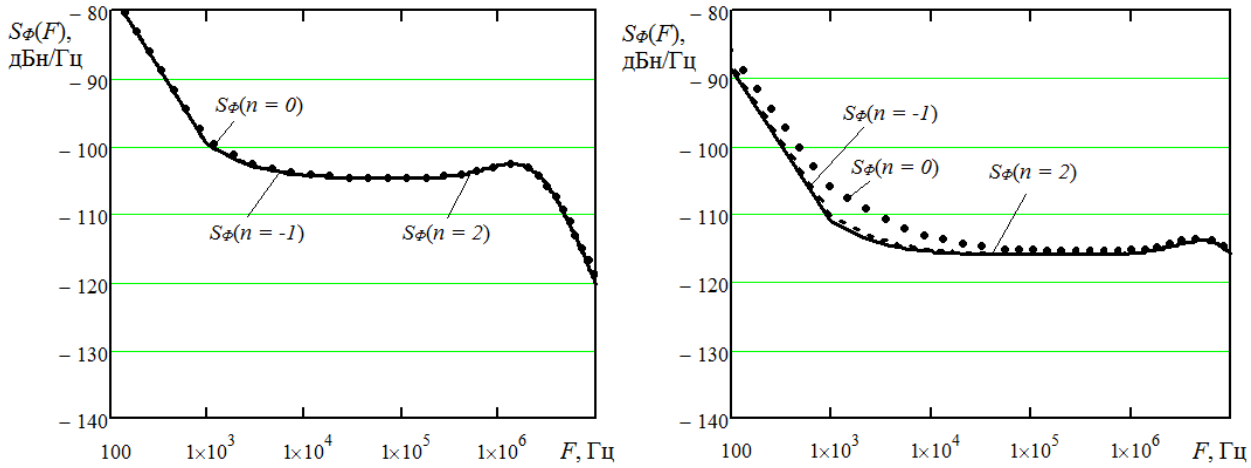
стройки (1 кГц), а также позволяет уменьшить коэффициент умножения n_2, и, соответственно, количество каскадов выходного транзисторного умножителя.



а *б*

Рис. 3. СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при $f_{\Phi} = 3$ ГГц, $f_{ГОЧ} \cdot n_1$:

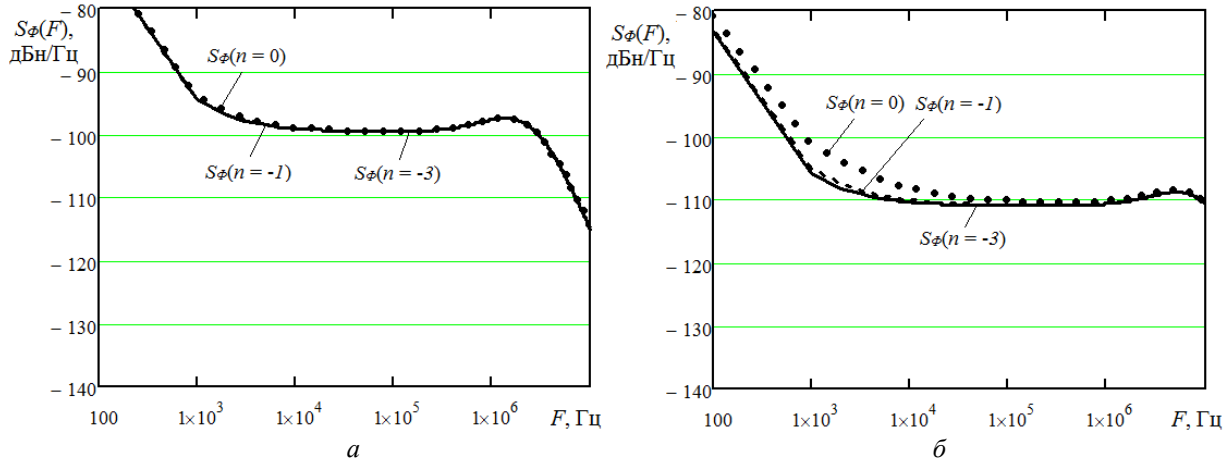
а – 24 МГц× 104; *б* – 90 МГц× 27



а *б*

Рис. 4. СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при $f_{\Phi} = 11$ ГГц, $f_{ГОЧ} \cdot n_1$:

а – 24 МГц× 104; *б* – 90 МГц× 27



а *б*

Рис. 5. СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при $f_{\Phi} = 20$ ГГц, $f_{ГОЧ} \cdot n_1$:

а – 24 МГц× 104; *б* – 90 МГц× 27

Поэтому использование образов основной частоты позволяет повысить частоту выходного сигнала ЦВС, и улучшить шумовые характеристики формирователей сигналов.

Список литературы

1. Ромашов, В.В. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 2. – С. 13–17.

2. Ромашов, В.В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 4. – С. 10–15.

3. Ромашов, В.В. Шумовые характеристики формирователей сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и умножителей частоты / // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С. 31–38.

4. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. –2011. – № 13. – С. 20–23.

5. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С. 38–48.

6. http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/products/index.html

7. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 2. – С. 26–32.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ

А. А. Закота, Н. М. Тихомиров (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153
ОАО «Концерн «Созвездие»
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
tikhomir@sozvezdie.su

Показано, что автоматическая компенсация помех дробности осуществляется с помощью специального дополнительного устройства адаптации, подключаемого на вход фильтра нижних частот импульсной ФАПЧ. Предложена методика определения времени переходного процесса адаптивной компенсации помех дробности, генерируемых дельта-сигма модуляторами в дробных делителях частоты с переменным коэффициентом деления, в импульсной ФАПЧ синтезатора частот.

В последнее время в большинстве синтезаторов частот (СЧ) с импульсной фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) используются делители частоты с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Достоинства с дробным делением известны разработчикам радиоаппаратуры [1, 2], однако применение ДДПКД приводит к появлению в выходном сигнале СЧ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра выходного сигнала СЧ в схеме ДДПКД используются дельта-сигма модуляторы (ДСМ) в разных модификациях (далее $СЧ_{ДСМ}$). Расчеты ПД по линейной модели $СЧ_{ДСМ}$ [3] показывают эффективность применения ДСМ, но в области высоких частот для широкополосных синтезаторов уровень ПД имеет недопустимо большое значение. Для предотвращения этого нежелательного явления существуют специальные не настраиваемые [4–6] и автоматически настраиваемые (с адаптацией) [7, 8] устройства компенсации ПД.

В настоящей работе рассматриваются $СЧ_{ДСМ}$ с адаптивными устройствами и основное внимание уделено определению длительности переходного процесса адаптивной компенсации ПД ($П_{прКПД}$) как недостаточно исследованному и опубликованному вопросу в цитируемой выше литературе. На рис. 1 приведена структурная схема синтезатора $СЧ_{ДСМ}$ с исследуемой адаптивной импульсной системой ФАПЧ (АФАПЧ). С выхода импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД) (на входы ЧФД подаются опорный сигнал $e_0(t)$ и сигнал обратной связи $e_c(t)$, где t – текущее время) на вход фильтра нижних частот (ФНЧ) с передаточной функцией $G(s)$ через сумматор $СУМ_1$ поступает сигнал $i_Д(t)$. Сигнал $i_Д(t)$ имеет импульсный характер и его вид зависит от типа используемого ЧФД (рассматривается ЧФД с зарядовой накачкой) и очередности поступления фронтов импульсных сигналов $e_0(t)$ и $e_c(t)$ в моменты времени nT_0 и t_n соответственно [1], где T_0 – период сигнала $e_0(t)$, n – номера импульсов $e_0(t)$.

Напряжение $e_Ф(t)$ с выхода ФНЧ подается на устройство, которое моделирует управляемый генератор (УГ) и ДДПКД (коэффициент деления N_n) с помощью звеньев: усилительного звена (У) с коэффициентом передачи $2\pi S_{УГ}$; сумматора $СУМ_2$, на который поступает сигнал УГ с начальной частотой $\omega_Н$; интегрирующего звена со сбросом ($И_с$) с коэффициентом передачи 1/s релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$. Сброс в нуль $И_с$ осуществляется в моменты времени t_n срабатывания РЭ (n = 1, 2, 3... – номера импульсов $e_c(t_n)$ сигнала ДДПКД). Коэффициент деления N_n имеет целочисленную N_0 и дробную ΔN_n (формируется ДСМ под действием числа a) составляющие, которые в сумме дают $N_n = N_0 + \Delta N_n$.

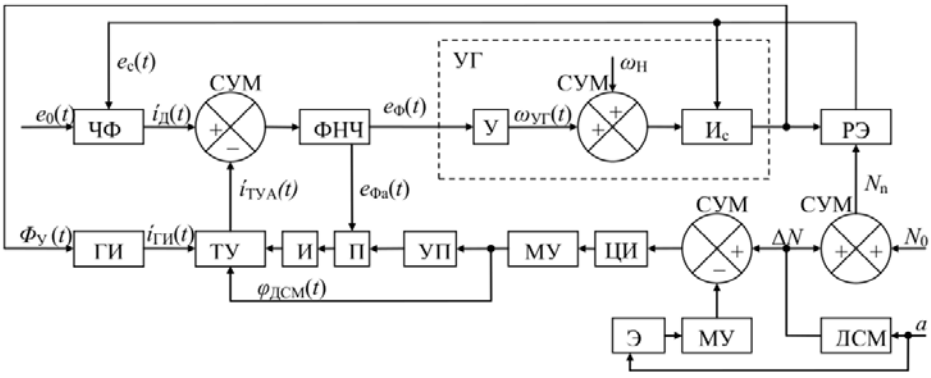


Рис. 1. Структурная схема $СЧ_{ДСМ}$ с импульсной адаптивной системой ФАПЧ

К традиционным элементам $СЧ_{ДСМ}$ в схему на рис. 1 добавлена адаптивная цепь компенсации ПД, которая содержит токовый управляемый аттенюатор (ТУА). Токовый сигнал $i_{ТУА}(t) = U_{int}(t)S_{ТУА}\varphi_{ДСМ}(t)[1(t-t_n) - 1(t-t_n-\tau_{ТУАn})]$ имеет импульсную форму ($S_{ТУА}$ – крутизна характеристики управления ТУА). Его амплитуда $U_{int}(t)S_{ТУА}\varphi_{ДСМ}(t)$ управляется сигналом $U_{int}(t)$ с выхода интегратора (И) с передаточной функцией G_{int}/s, а длительность $\tau_{ТУАn}$ формируется генератором импульсов (ГИ). Сигнал $i_{ГИ}(t)$ на выходе ГИ определяется сигналом УГ. Введен перемножитель сигналов (П) с выходов ФНЧ $e_{фа}(t_n)$ и устройства преобразования (УП). УП преобразует выходной сигнал масштабирующего усилителя ($МУ_1$) как $F(x) = x$ или $F(x) = sign(x)$. На $МУ_1$ с коэффициентом усиления $2\pi/N_0$

подается сигнал с цифрового интегратора (ЦИ) с передаточной функцией $z^{-1}/(1-z^{-1})$, где z^{-1} – передаточная функция элемента задержки (ЭЗ) на время T_0. Добавлен СУМ_1, в котором суммируются сигналы с ЧФД и ТУА, а также СУМ_3, в котором из сигнала дробности a, прошедшего через масштабирующий усилитель МУ_2 с передаточной функцией $1/m$ (m – емкости накопителей ДСМ [3]) и ЭЗ с передаточной функцией z^{-l} (l – определяется типом ДСМ) вычитается сигнал ΔN_n.

Наилучшая компенсация ПД обеспечивается равенством в среднем импульсов токов $i_{\text{Д}}(t)$ и $i_{\text{ТУА}}(t)$ ЧФД (с широтно-импульсной модуляцией) и ТУА (с амплитудно-импульсной модуляцией) соответственно на интервале времени от t_n до t_{n+1}, то есть $\int_{t_n}^{t_{n+1}} i_{\text{Д}}(t)dt \approx \int_{t_n}^{t_{n+1}} i_{\text{ТУА}}(t)dt$, где $i_{\text{Д}}(t)$ – ток ЧФД (смотри рис. 2). Возможны четыре случая (a,b,c,d) формирования тока в зависимости от того опережают (отстают) во времени импульсы сигнала обратной связи $e_c(t_n)$ относительно опорных импульсов $e_0(t)$ (например, для случая c $i_{\text{Д}}(t) = -i_{\text{М}}[1(t-t_n) - 1(t-t_n-\tau_n)]$) $i_{\text{М}}$ – амплитуда импульсов тока ЧФД, τ_n – длительность импульсов зарядового тока ЧФД, $\varphi_{\text{ДСМ}}(t) = \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n)[1(t-t_n) - 1(t_{n+1})]$ – сигнал на выходе МУ_1, где $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_{n+1}) = \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) + \frac{2\pi}{N_0}(\Delta N_n - \frac{a}{m})$, а $\varphi_{\text{ДСМ}}(t_n) = \frac{2\pi}{N_0}\sum_{k=1}^{n-1}(\Delta N_k - \frac{a}{m})$.

Из анализа условие $i_{\text{Д}}(t)$ компенсации ПД в предположении, что за время $\tau_{\text{ТУА}n}$ ток $i_{\text{ТУА}}(t)$ меняется «мало» можно записать в виде [4]

$$i_{\text{ТУА}}(t_n) = \frac{i_{\text{М}}}{2\pi} \cdot \frac{T_0}{\tau_{\text{ТУАn}}} \cdot \varphi_{\text{ДСМ}}(t_n). \qquad (1)$$

Обычно выбирают $\tau_{\text{ТУАn}} = m_{\text{УГ}}\tau_{\text{УГ}}$, где $m_{\text{УГ}} = (4 \div 8)$ и $\tau_{\text{УГ}} \approx T_0 / N_0 \approx (t_{n+1} - t_n)/N_0$ – период колебаний сигнала УГ. Точное выполнение соотношения (1) возможно только при использовании адаптивной системы настройки на минимум уровня ПД на выходе ФНЧ. Так как в [7, 8] не дается рекомендаций по нахождению параметра G_{int} интегратора и зависимостей времени адаптации от G_{int} характеристик собственно системы ФАПЧ, то целью настоящей работы и является устранение пробелов в данном вопросе. Для решения поставленной задачи введем допущения: 1) $\tau_n \ll T_0$ – это соотношение обеспечивается в реальном устройстве при исследовании воздействий помех ДСМ и позволяет перейти от нелинейной ФАПЧ к линейной ФАПЧ; 2) $\tau_n \le \tau_{\text{ТУАn}}$ – эта ситуация также как правило обеспечивается в реальных адаптивных ФАПЧ.

С учетом этих допущений перейдем к анализу импульсно-непрерывной адаптивной системы АФАПЧ синтезатора $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$, представленной на рис. 1.

При анализе АФАПЧ, наряду с общими соотношениями, будем ориентироваться, в качестве примера, на использование в схеме $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ традиционного $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$, схема которого представлена на рис. 2. В отличие от цитируемой выше литературы сигнал управления $e_{\text{фа}}(t)$, снимаемый с $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$ для управления процессом адаптации, определяется как разность напряжений на конденсаторах C_1 и C_2, то есть $e_{\text{фа}}(t) = U_{C_1}(t) - U_{C_2}(t)$, что позволяет избежать проблем, связанных с влиянием на процесс адаптации постоянной составляющей на выходе $\text{ФНЧ}_{\text{Т}}$.

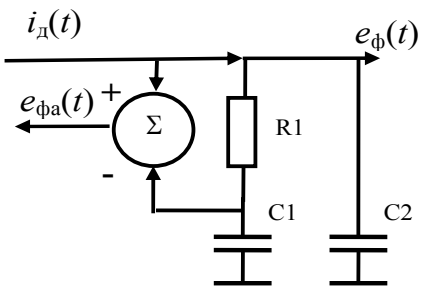


Рис. 2. Схема $ФНЧ_Т$ для системы АФАПЧ

Для получения математической модели АФАПЧ будем использовать интегро-дифференциальные уравнения, описывающие ее в пространстве состояний, вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\{i_Д(t) - i_{ТУА}(t)\}, \\ \dot{U}_{int}(t) = G_{int}F(\varphi_{ДСМ}(t_n))e_{фа}(t), \\ \int_{t_n}^{t_{n+1}}[\omega_н + 2\pi S_{УГ}e_ф(t)]dt = 2\pi N_n, \end{cases} \qquad (2)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояний длиной k (обычно это напряжения на конденсаторах, токи в индуктивностях ФНЧ); $\mathbf{A}$ – квадратная матрица состояния; $\mathbf{B}$ – вектор управления; $U_{int}(t)$ – напряжение на выходе интегратора И; $e_ф(t) = \mathbf{C}_ф\mathbf{X}$, $e_{фа}(t) = \mathbf{C}_{фа}\mathbf{X}$, $\mathbf{C}_ф$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты $ФНЧ_Т$ $e_ф(t)$, $\mathbf{C}_{фа}$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты $ФНЧ_Т$ $e_{фа}(t)$, для рис. 4

$$\mathbf{X}=\left[U_{C1}(t);U_{C2}(t);\right],\ \mathbf{A}=\begin{bmatrix} -1/T_3 & 1/T_3 \\ 1/T_1 & -1/T_1 \end{bmatrix},$$

где $T_1 = R_1C_2$, $T_3 = R_1C_1$, $\mathbf{B}=\begin{bmatrix} 1/C_1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_{фа}=\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_ф=\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Далее приведем результаты исследований АФАПЧ четвертого порядка с $ФНЧ_Т$. Для параметрического синтеза элементов непосредственно АФАПЧ используются ряд критериев качества [1]. Применим достаточно популярный частотный критерий качества, гарантирующий устойчивость системы с определенным запасом. Это задание запаса устойчивости по фазе $\varphi_{зап}$ фазо-частотной характеристики на частоте среза $\omega_с$ амплитудно-частотной характеристики разомкнутой системы.

Выражения для параметрического синтеза элементов АФАПЧ в этом случае (задаемся значениями ω_o и $\varphi_{зап}$) имеют вид [9]:

$$\omega_с = \omega_o{}^2T_1,\ T_1/T_2 = 1 + 2\tan^2(\varphi_{зап}) + \sqrt{[1+2\tan^2(\varphi_{зап})]^2 - 1},\ T_1 = \left(T_1/T_2\right)^{0.25/\omega_o},$$

где $\omega_o = \sqrt{i_М S_{УГ}/(C_1 + C_2)N_0}$, $T_2 = R_1C_1C_2/(C_1+C_2)$, $C_1 + C_2 = i_М S_{УГ}/\omega_0^2 N_0$, $C_1 = (C_1+C_2)T_2/T$, $C_2 = (C_1+C_2) - C_1$, $R_1 = T_1/C_2$.

Введем некоторые нормированные параметры: DK_{int}, связывающий K_{int} с другими параметрами АФАПЧ $DK_{int} = K_{int}\omega_0T_0/(N_0S_{УГ})$, $\tilde{\omega}_0 = \omega_0T_0$ – нормированная базовая часто-

та АФАПЧ, а также t_α – время адаптации (под временем адаптации примем момент t, когда $\Delta U_{\text{int}}(t) - \Delta U_{\text{int}\,\text{СТ}} < 0.001$, где $\Delta U_{\text{int}\,\text{СТ}} = \lim\limits_{t\to\infty} \Delta U_{\text{int}}(t) = \mathbf{X}_{\Sigma\text{СТ}}(k) - 1$ – стационарное значение $\Delta U_{\text{int}}(t)$ при всех остальных нулевых начальных координатах).

На рис. 3 приведен пример расчета $\Pi_{\text{прКПД}}$ (зависимости $\Delta U_{\text{int}}(t)$) в АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с использованием 6 и аналогичных уравнений для случаев $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ (кривые 1, 2, 3) для случаев использования тестовых сигналов $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$, $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ соответственно.

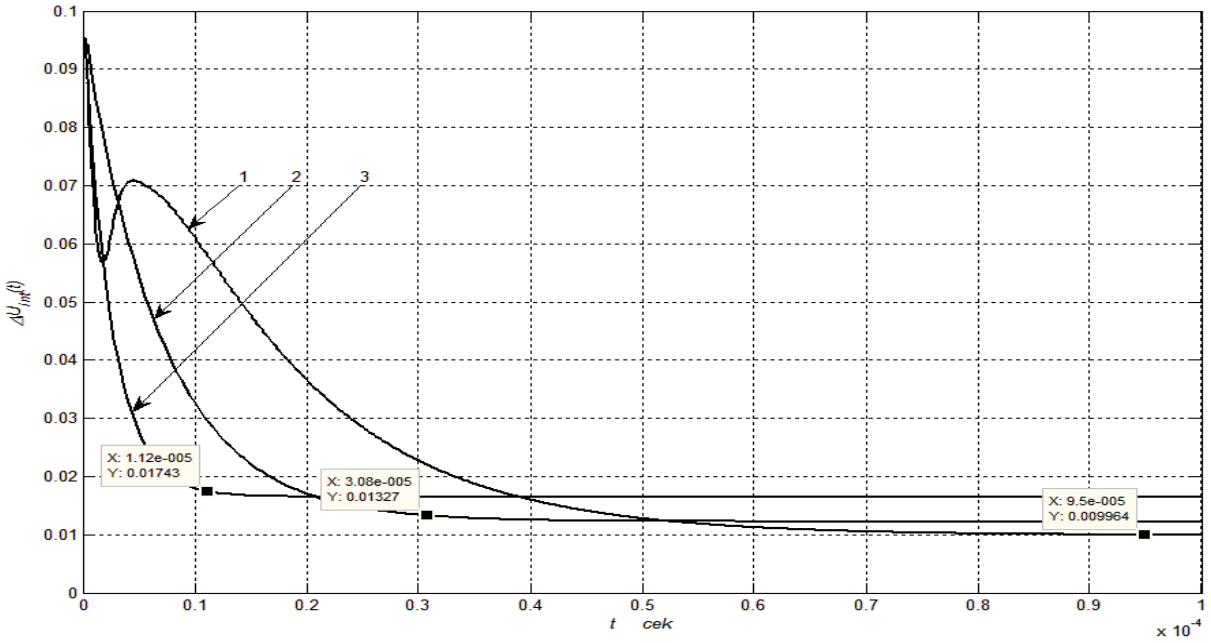


Рис. 3. $\Pi_{\text{прКПД}}$ в системе АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ при воздействии тестовых сигналов

Некоторые параметры устройства: система АФАПЧ для всех случаев синтезирована на запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}} = 45^\circ$, $m_{\text{УГ}} = 4$, $T_0 = 10^{-7}$ с, $\Delta U_{\text{int}}(0) = 0.1$, $\tilde{\omega}_0 = 0.0628$, $N_0 = 220$, $DK_{\text{int}} = 0.091$, $F(x) = x$. На кривых 1, 2, 3 отмечены значения времени адаптации t_α (координата x). Из сравнения кривых 1, 2 и 3 видно, что наибольшим быстродействием обладает $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с тестовым сигналом $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ (и превосходит по быстродействию $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с тестовым сигналом $\varphi_{\text{MASH1}}(t)$ в 8 раз).

На рис. 4 приведены результаты расчетов границ устойчивости АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ для тестовых сигналов $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$ – это зависимости DK_{int} от $\tilde{\omega}_0$ и которые соответствуют параметрам АФАПЧ, при которых одно или два по абсолютному значению собственных значений матриц $\mathbf{A}_{\text{MASH11}}$ или $\mathbf{A}_{\text{MASH111}}$ равны единице. Величины DK_{int} меньшие соответствующих кривых обеспечивают устойчивость АФАПЧ в «малом». Зависимости на рис. 4 получены при дополнительных параметрах: $\varphi_{\text{зап}} = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$; $m_{\text{УГ}} = 4$; $N_0 = 220$; $F(x) = x$. Сплошные линии соответствуют $\varphi_{\text{зап}} = 30^\circ$, пунктирные – $\varphi_{\text{зап}} = 45^\circ$, а штрих-пунктирные – $\varphi_{\text{зап}} = 60^\circ$.

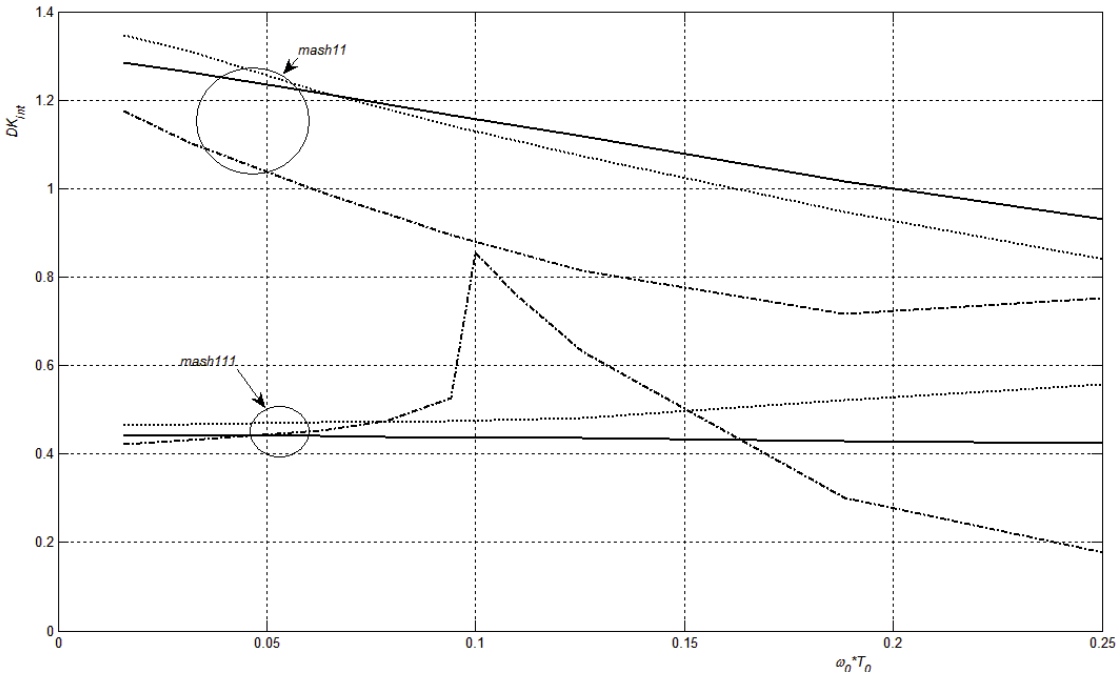


Рис. 4. Границы устойчивости АФАПЧ для тестовых сигналов $\varphi_{\text{MASH11}}(t)$ и $\varphi_{\text{MASH111}}(t)$

Из рис. 4 следует, что диапазон изменений значений DK_{int}, при которых АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ устойчива, увеличивается с уменьшением порядка ДСМ. Для значений $\varphi_{\text{зап}} = 30^{\text{o}}, 45^{\text{o}}$ запас устойчивости $\varphi_{\text{зап}}$ слабо влияет на ход кривых $DK_{\text{int}}(\tilde{\omega}_0)$.

В статье предложена методика определения длительности переходного процесса при адаптивной компенсации помех дробности, которая предполагает два этапа: первый этап – синтез непосредственно параметров АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ с помощью каких-либо критериев качества; второй этап – с использованием введенных нормированных параметров АФАПЧ $\text{СЧ}_{\text{ДСМ}}$ и полученных формул нахождение времени адаптации, когда на время переходного процесса сигнал с выхода ДСМ заменяется на тестовый сигнал.

Список литературы

1. Левин, В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

2. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот: монография / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин. – М.: Радио и Связь, 2010. – 328 с.

3. Романов, С.К. Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующие дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб.; ОАО “Концерн “Созвездие”. – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 97–102.

4. Романов, С.К. Пути уменьшения помех дробности в синтезаторах с системами ИФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков, Н.М. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб.; ОАО “Концерн “Созвездие”. – Воронеж, 2007. – Вып.1. – С. 70–77.

5. Wang, K. Spurious-tone suppression techniques applied to a wide-bandwidth 2.4GHz fractional-N PLL / K. Wang, A. Swaminathan, I. Galton // IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, February 2008.

6. Wang, K. Spurious Tone Suppression Techniques Applied to a Wide-Bandwidth 2.4 GHz Fractional-N PLL / K. Wang, A. Swaminathan, and I. Galton // Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 43, pp. 2787–2797, Dec. 2008.

7. Gupta, M. A 1.8-ghz spur-cancelled fractional-frequency synthesizer with lms-based dac gain calibration / M. Gupta and B.-S. Song // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 12, pp. 2842{2851, Dec. 2006.

8. Hsu, C-M. A Low-Noise Wide-BW 3.6-GHz Digital Fractional-N Frequency Synthesizer With a Noise-Shaping Time-to-Digital Converter and Quantization Noise Cancellation / C-M. Hsu, M.Z. Straayer, M.H. Perrot // IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 43, no. 12, pp. 2776–2786, Dec. 2008.

9. Романов, С.К. Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени фильтра нижних частот / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2010. – № 3(80). – С. 79–93.

АНАЛИЗ МОДУЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ДЛЯ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

В. В. Лебедев, А. П. Николаев, А. В. Леньшин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153

Представлены результаты моделирования однокольцевого и двухкольцевого (с последовательным включением колец) синтезаторов частот (СЧ). С использованием передаточных функций проанализированы амплитудно-частотные модуляционные характеристики (АМЧХ). Проведено математическое и имитационное моделирование рассматриваемых СЧ. Показано, что при использовании двухкольцевого СЧ можно добиться равномерности АМЧХ в области низких частот, и, как следствие, возможности расширения спектра информационного сигнала без снижения быстродействия СЧ.

Постоянное наращивание функциональных возможностей, максимальная унификация, повышение надежности и скрытности функционирования авиационных средств радиосвязи и радиоэлектронного подавления требует дальнейшей разработки эффективных методов формирования радиосигналов. Целями альтернативного подхода к архитектуре бортового комплекса связи (БКС) и его компонентам, основанного на концепции создания интегрированной модульной авионики (ИМА), являются: открытая архитектура; использование общеизвестных протоколов; применение COTS («готовые к применению модули коммерческого исполнения») компонентов и технологий; максимальная унификация создаваемого оборудования для различных платформ [1]. Одним из преимуществ БКС ИМА является использование принципа прямого синтеза (непосредственная оцифровка всего рабочего диапазона без перехода на поднесущую), позволяющего исключить регулировочные позиции. Это обеспечивает стабильность и идентичность параметров системы радиосвязи, уменьшает время перестройки частоты, а также сокращает время на регулировку оборудования.

В настоящее время при проектировании систем частотного синтеза предпочтение отдается СЧ на базе систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (СЧ-ИФАПЧ), которые должны обеспечивать компактное размещение частотных каналов с предельно мелкой сеткой, точность установки частоты, широкий диапазон перестройки, высокую чистоту спектра выходного сигнала и минимально возможное время перехода с одной частоты на другую.

При введении модулирующего сигнала в генератор, управляемый напряжением, (ГУН) добиться равномерности АЧМХ в области верхних частот модулирующего сигнала не представляет сложности [2], так как даже при безынерционном тракте управления сис-

тема ИФАПЧ не успевает реагировать на быстрые изменения частоты ГУН, вызванные высокочастотными составляющими модулирующего сигнала. Система ИФАПЧ в полосе частот фильтра нижних частот (ФНЧ) отрабатывает медленные уходы частоты ГУН, определяемые низкочастотными составляющими модулирующего сигнала. Это приводит к частотным искажениям в области нижних частот модулирующего сигнала, т.е. к неравномерности АЧМХ в области нижних частот, что особенно неблагоприятно сказывается при расширении спектра информационного сигнала в область нижних частот, в частности при модуляции цифровым информационным сигналом в виде псевдослучайной последовательности двоичных импульсов.

Для удовлетворения требований по обеспечению быстродействия, ослабления искажений и чистоты спектра при угловой модуляции используют двухкольцевые СЧ с последовательным включением колец с введением модулирующего сигнала в ГУН по методу ЧМ1 в первом кольце. При этом для второго кольца модуляция осуществляется по опорному каналу (ЧМ2). Низкий уровень спектральных плотностей мощности фазовых флуктуаций реализуется при малых значениях показателя колебательности $M = 1{,}1 \ldots 1{,}3$ для двухкольцевых структур [3]. Структурная схема такого СЧ представлена на рис. 1, где введены обозначения: ОКГ – опорный кварцевый генератор; ДФКД1, ДФКД2 – делители частоты с фиксированными (R_1 и R_2) коэффициентами деления первого и второго кольца СЧ-ИФАПЧ; ИЧФД1, ИЧФД2 – импульсные частотно-фазовые детекторы (с зарядовой накачкой); ДПКД1, ДПКД2 – делители частоты с переменными коэффициентами деления (N_1 и N_2); БУЧ – блок управления частотой; ИМС – источник модулирующего сигнала; УА – управляемый аттенюатор [4, 5].

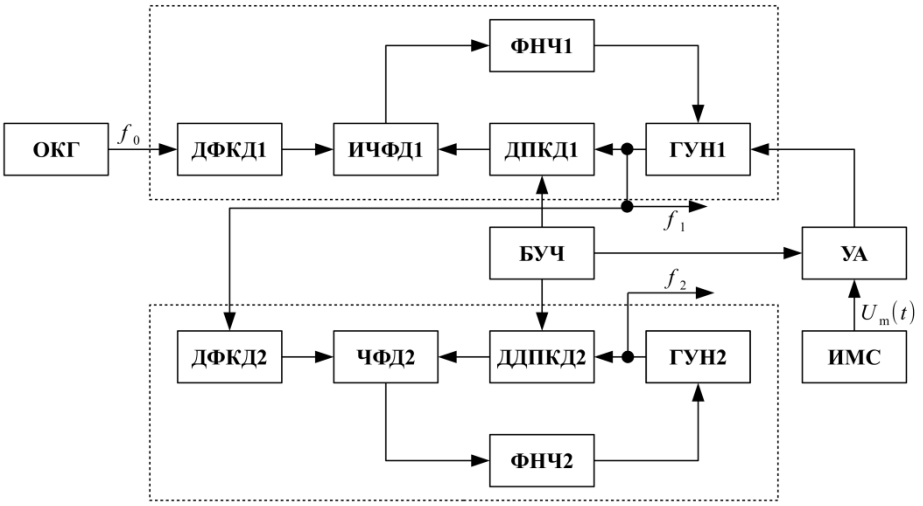


Рис. 1. Структурная схема двухкольцевого СЧ-ИФАПЧ с одноточечной модуляцией ГУН первого кольца (ЧМ1)

Линеаризованная структурная эквивалентная схема СЧ, изображенного на рис. 1, отражающая режим угловой модуляции представлена на рис. 2, где обозначены: $K_{\text{А}}$ – коэффициент передачи УА; $S_{\text{ГУ1}}$ ($S_{\text{ГУ2}}$) – крутизна ГУН1 (ГУН2) по управляющему входу; $S_{\text{Д1}}$ ($S_{\text{Д2}}$) – крутизна детекторной характеристики ИЧФД1 (ИЧФД2); $F_1(p)$, $F_2(p)$ – передаточные функции ФНЧ1 и ФНЧ2; $U_{\text{М}}(p)$ – операторное изображение модулирующего напряжения; $\Delta f_1(p)$, $\Delta f_2(p)$ – операторные изображения девиаций частоты на выходе ГУН1 и ГУН2.

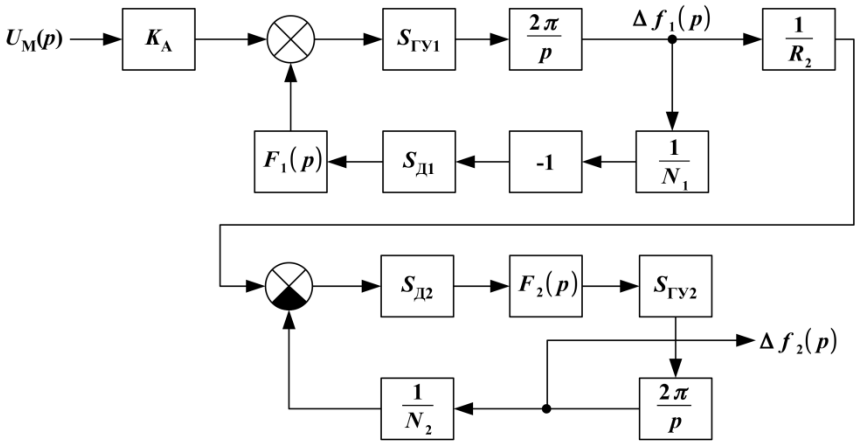


Рис. 2. Эквивалентная схема двухкольцевого СЧ-ИФАПЧ с одноточечной модуляцией ГУН1 (ЧМ1)

На основании эквивалентной схемы (рис. 2) передаточную модуляционную функцию $W(p)$ (ПМФ) можно записать в виде

$$W(p)=K_{\text{А}}\cdot\frac{S_{\text{ГУ1}}\dfrac{2\pi}{p}}{1+F_1(p)\dfrac{\text{S}_{\text{Д1}}}{N_1}S_{\text{ГУ1}}\dfrac{2\pi}{p}}\cdot\frac{1}{R_2}\cdot\frac{S_{\text{Д2}}F_2(p)S_{\text{ГУ2}}}{1+\dfrac{1}{N_2}\dfrac{2\pi}{p}S_{\text{Д2}}F_2(p)S_{\text{ГУ2}}}. \tag{1}$$

После несложных преобразований получаем

$$W(p)=\frac{K_{\text{А}}N_1N_2}{R_2 2\pi\,\text{S}_{\text{Д1}}}\cdot\frac{1}{p\dfrac{N_1}{2\pi\,\text{S}_{\text{Д1}}S_{\text{ГУ1}}}+F_1(p)}\cdot\frac{F_2(p)}{p\dfrac{N_2}{2\pi S_{\text{Д2}}S_{\text{ГУ2}}}+F_2(p)}. \tag{2}$$

Путем замены в выражении (2) постоянными времени первого и второго кольца СЧ $\tau_1=N_1/2\pi\,\text{S}_{Д1}S_{ГУ1}$, $\tau_2=N_2/2\pi S_{Д2}S_{ГУ2}$, коэффициентом передачи СЧ по модулирующему входу $K_{\text{М}}=\dfrac{K_{\text{А}}N_1N_2}{R_2 2\pi\,\text{S}_{\text{Д1}}}$, окончательно получим ПМФ в следующем виде

$$W_{\text{Н}}(p)=K_{\text{М}}\frac{F_2(p)}{\left[p\tau_1+F_1(p)\right]\left[p\tau_2+F_2(p)\right]}. \tag{3}$$

При проектировании СЧ-ИФАПЧ используется ФНЧ, удовлетворяющий требованиям по фильтрации паразитных дискретных составляющих в спектре выходного сигнала и быстродействию. Передаточная функция применяемых ФНЧ имеет вид

$$F_n(p)=\frac{pT_1+1}{pC\cdot\prod\limits_{i=1}^{n-1}(pT_{\Phi i}+1)}, \tag{4}$$

где C, T_1 и $T_{\Phi i}$ – постоянные ФНЧ; n – порядок фильтра [6].

Проведем исследование АМЧХ синтезаторов частот для однокольцевого (СЧ1) с ЧМ2 и двухкольцевого (СЧ2) с ЧМ1 в первом кольце. АМЧХ получается из замены в (3) $p\to j\omega$ и нахождением модуля полученного выражения. ФНЧ представляет собой инте-

гратор с форсированием, передаточная функция которого имеет вид $F_{\Phi}(p)=\left(1+pT_{1m}\right)\big/pT_{2m}$, где T_{1m} и T_{2m} – постоянные фильтра m-го кольца ИФАПЧ.

Математическое моделирование проводилось в среде MathCad 15.0, имитационное моделирование работы однокольцевой и двухкольцевой схем СЧ-ИФАПЧ – в среде визуального программирования динамических систем VisSim/Comm Version 6.0.03. Двухкольцевой СЧ2 и однокольцевой СЧ1 синтезаторы частот содержат ИЧФД (PFD Type 4 встроенной библиотеки элементов) с фазочастотным детектированием по фронту импульсов, характеризующийся улучшенной чувствительностью на несовпадение частот с теоретически бесконечной полосой затягивания частоты. Параметры блока включают в себя низкие и высокие уровни порогового напряжения. ИЧФД моделируется совместно с блоком подкачки заряда (крутизна дискриминационной характеристики $S_{Д1}=S_{Д2}=0{,}1592$ рад/В). Расчет параметров ФНЧ проводился средствами программы VisSim исходя из заданной полосы пропускания петлевого фильтра, быстродействие оценивалось по окончании переходных процессов на выходе блока подкачки заряда выходного кольца при максимальном начальном рассогласовании фаз сигналов ОКГ и ГУН. Параметры ФНЧ в зависимости от полосы пропускания (частоты среза) ИФАПЧ: $f_{0,707}=40$ кГц $T_{12}=T_1$=3,515·10^{-3} с, $T_{22}=T_2$=1,875·10^{-5} с (основной моделируемый режим СЧ с временем перестройки не более 1 мс); $f_{0,707}=20$ кГц, $T_{12}=T_1$=1,4·10^{-2} с, $T_{22}=T_2$=3,75·10^{-5} с; $f_{0,707}=10$ кГц, $T_{12}=T_1$=5,625·10^{-2} с, $T_{22}=T_2$=7,5·10^{-5} с; $f_{0,707}=1$ кГц, $T_{12}=T_1$=5,625 с, $T_{22}=T_2$=7,5·10^{-4} с. Одинаковые для всех колец параметры: крутизна вольт-частотной характеристики ГУН СЧ2 и СЧ1 $S_{ГУН2}=S_{ГУН1}=S_{ГУН}=20$ МГц/В; частота опорного генератора $f_{ОКГ}=20$ МГц ; частота сравнения $f_{СР}=10$ МГц; коэффициенты деления ДФКД $R_1=R_2=R=2$; ДПКД $N_2=N_1=N=20$.

Зависимости нормированной АМЧХ от параметров петлевого фильтра с наименьшей полосой пропускания показаны на рис. 3. Параметры ФНЧ: $f_{0,707}=1$ кГц (кривая 1); $f_{0,707}=10$ кГц (кривая 2); $f_{0,707}=20$ кГц (кривая 3); $f_{0,707}=40$ кГц (кривая 4).

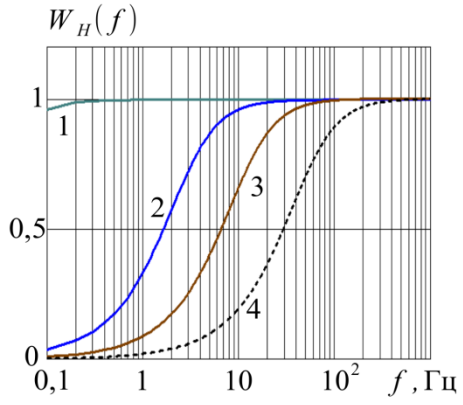


Рис. 3. Нормированные АЧМХ при различных значениях частотных параметров инерционных цепей СЧ

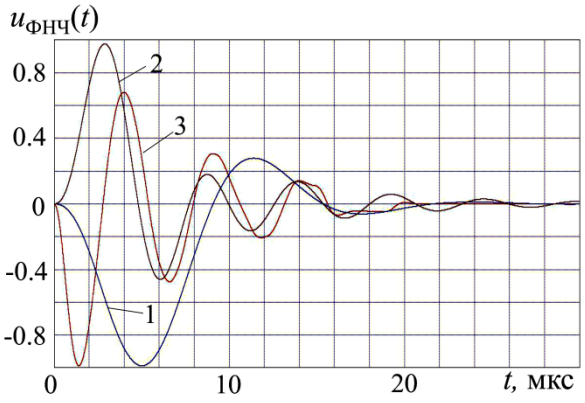


Рис. 4. Нормированные зависимости напряжения на выходе ФНЧ СЧ ИФАПЧ

Моделирование показало, что при последовательном включении колец ФАПЧ в СЧ 2 и в СЧ1 искажения АМЧХ в области нижних модулирующих частот определяются характеристиками петлевого фильтра с меньшей полосой пропускания. Поскольку общее быстродействие определяется параметрами выходного кольца ФАПЧ, для уменьшения

частотных искажений в области нижних частот полосу пропускания в первом кольце СЧ2 следует выбирать узкой. Модуляционные искажения в области нижних частот практически отсутствуют при полосе ФНЧ первого кольца менее 1 кГц (в рассмотренной модели разница составляет более 100 Гц по сравнению с однокольцевым с шириной полосы ФНЧ 40 кГц). При этом, выигрыш в быстродействии двухкольцевого СЧ (0,5 мс) по сравнению с однокольцевым с узкой полосой (21 мс) при минимальных модуляционных искажениях (при частоте среза ФНЧ1 СЧ2 и ФНЧ СЧ1 равной 1 кГц) составляет в рассмотренной модели около 20 мс (более, чем на порядок).

Проведено математическое и имитационное моделирование работы однокольцевой схемы СЧ-ИФАПЧ для сравнительного анализа быстродействия при использовании различных типов частотно-фазовых детекторов: аналоговый ЧФД1 (крутизна дискриминационной характеристики $S_{Д1} = 1,0$ рад/В, $\tau_2 = 1,69 \cdot 10^{-7}$ с, $\tau_1 = 1,96 \cdot 10^{-6}$ с); импульсный частотно-фазовый детектор 3-го типа (ИЧФД3) на основе JK триггера (крутизна дискриминационной характеристики $S_{Д3} = 0,3183$ рад/В), $\tau_2 = 1,88 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_1 = 3,52 \cdot 10^{-5}$ с); импульсный частотно-фазовый детектор 4 типа (ИЧФД4) с бесконечной (по крайней мере теоретически) полосой затягивания частоты (крутизна дискриминационной характеристики $S_{Д4} = 0,1592$ рад/В), $\tau_2 = 1,88 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_1 = 3,52 \cdot 10^{-5}$ с. [4]. ИЧФД3 и ИЧФД4 моделировались совместно с блоком подкачки заряда. Использовались одинаковые для всех схемных реализаций параметры ФАПЧ: полоса петлевого фильтра $\Delta f_{ЦМ} = 4$ МГц; крутизна вольт-частотной характеристики ГУН $S_{ГУН} = 20$ МГц/В; центральная частота ГУН $f_{0\,ГУН} = 400$ МГц; частота ОГ $f_{ОГ} = 10$ МГц; частота сравнения $f_{СР} = 10$ МГц; коэффициент деления ДПКД $N = 40$.

На рис. 4 представлены нормированные зависимости напряжений на выходе ФНЧ $u_{ФНЧ}(t)$ однокольцевого СЧ-ИФАПЧ при использовании ЧФД различных типов (кривая 1 – ЧФД1; кривая 2 – ИЧФД3; кривая 3 – ИЧФД4).

Анализ рисунка 4 позволяет сделать вывод, что при одинаковых параметрах инерционных цепей петли ИФАПЧ цифровые ИЧФД по быстродействию сопоставимы с аналоговыми ЧФД. При этом отклонение управляющего напряжения ГУН (частоты генерируемого колебания) в СЧ-ИФАПЧ с ИЧФД минимизируется быстрее. Вместе с тем, по параметру отклонения частоты, ИЧФД4 превосходит ИЧФД3. Из рассмотренных типов схем ИФАПЧ наиболее предпочтительными к применению являются микросхемы со встроенным ИЧФД4. Улучшить характеристики разрабатываемых широкополосных систем ИФАПЧ можно путем введения дополнительных следящих элементов. В [4] показано, что введение в состав СЧ-ИФАПЧ дополнительного кольца с грубой сеткой частот позволяет уменьшить время переходных процессов за счет форсирования входа в синхронизм.

Таким образом, приведенная схема СЧ может быть рассмотрена с точки зрения повышения быстродействия за счет введения дополнительного кольца ИФАПЧ с грубой сеткой частот. Различные варианты многокольцевых СЧ позволяют синтезировать более плотную сетку частот и рационально использовать частотные ресурсы при организации как авиационной радиосвязи, так и радиоэлектронного подавления с обеспечением заданного быстродействия.

Список литературы

1. Вдовин, Л.М. Авиационные комплексы связи будущего / Л.М. Вдовин, А.В. Комяков // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2013. – № 7. – Т. 11. – С. 3–7.

2. Угловая модуляция цифровых синтезаторов частот: монография / П.А. Попов, Н.А. Ююкин, А.В. Леньшин и др.; под ред. П.А. Попова. – Воронеж: Воронежский ин-т МВД России, 2001. – 262 с.

3. Тихомиров, Н.М. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

4. Леньшин, А.В. Особенности проектирования синтезаторов частот для бортовых систем радиосвязи / А.В. Леньшин, В.В. Лебедев, А.П. Николаев // Всерос. НПК «Академические Жуковские чтения»: сб. науч. ст. – Воронеж: ВУНЦ «ВВА», 2014. – С. 155–158.

5. Авсентьев, О.С. Частотные модуляционные характеристики двухкольцевых синтезаторов частот с угловой модуляцией / О.С. Авсентьев, С.Л. Анисимов // Вестн. Воронеж. ин-та МВД России. – 2007. – № 3. – С. 91–95.

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УДАРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЛОКАЛЬНЫХ КОНФЛИКТАХ

Е. С. Мананников, А. С. Артюх (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Artyukh@list.ru

Рассматриваются особенности информационно-управляющих систем воздушного и космического базирования, актуальность использования разведывательно-информационных систем (РИС) на базе беспилотных летательных аппаратов (БЛА), особенности применения и построения ударных БЛА.

Военные действия последних лет в Югославии, Афганистане, Ираке, Ливии характеризуются массированным применением блоком НАТО авиации и высокоточного ракетного оружия в рамках концепции «бесконтактной войны». Концепция бесконтактной войны определяет ведение боевых действий без контактного противодействия на линии фронта путем разрушения инфраструктуры противника, уничтожения жизненно важных объектов и средств управления войсками на всей территории. Государства, не способные противодействовать воздушным ударам, закономерно отказывались от дальнейшей борьбы и уступали всем требованиям агрессоров. Таким образом, решающую роль в вероятных боевых действиях будет играть хорошо защищенная помехоустойчивая система противовоздушной обороны (ПВО), способная вести эффективную борьбу со всеми средствами воздушного нападения [1].

Система ПВО включает в себя противосамолетную и тактическую противоракетную оборону. Противосамолетная оборона представляет собой комплекс мероприятий по обнаружению аэродинамических летательных аппаратов противника и отражению (срыву) его ударов по охраняемым объектам. Тактическая противоракетная оборона имеет своей целью обнаружение стартов тактических (оперативно-тактических) баллистических ракет противника и их поражение на траектории полета [2].

Успешное функционирование системы ПВО невозможно без обеспечения всестороннего контроля над воздушным пространством, для чего необходимо обладать оперативной и достоверной информацией о средствах воздушного нападения противника, а также возможностью быстрого управления потребными силами и средствами для отражения атаки.

В настоящее время технология пространственно-распределенных информационных систем охватывает все более обширные области деятельности человека, начиная от сверхбыстродействующих вычислительных систем и заканчивая сверхсложными многопозиционными информационно-управляющими системами военного назначения. Объединенные в

единую сеть распределенные системы позволяют получить качественно новые признаки по объему и быстродействию обработки информации, обеспечить ускоренный доступ к ее получению, повысить ее точность и достоверность. Территориально-распределенные информационные системы военного назначения, объединенные в единую сеть, получили название сетецентрических.

В общем случае сетецентрическая система включает в свой состав совокупность спутниковых разведывательных и навигационных систем, авиационных комплексов дальнего радиолокационного обнаружения и управления (АК ДРЛО и У), разведывательно-ударных комплексов, информационных систем и средств поражения кораблей, ракетных систем различного назначения и базирования, беспилотных разведывательных и ударных летательных аппаратов, наземных пунктов управления.

Сетецентрический принцип построения позволит повысить эффективность информационно-управляющей системы ПВО за счет возрастания объема и достоверности получаемой информации, оперативности ее обновления, использования территориально удаленных средств поражения, расширения типов поражаемых целей, в том числе и летательных аппаратов со сниженной радиолокационной заметностью.

Анализ современного состояния информационно-управляющих систем военного назначения показывает следующие недостатки [3]:

– отсутствие сплошного информационного (радиолокационного) и управляющего полей над территорией РФ;

– недостаточное разведывательно-информационное обеспечение боевых действий;

– большое время реакции исполнительных систем различного уровня на изменение обстановки;

– низкую эффективность наземных систем ПВО при обслуживании низколетящих и загоризонтных целей;

– слабое взаимодействие РИС различных родов и видов Вооруженных сил;

– сложность и затратность восполнения потерь летчиков и пилотируемых летательных аппаратов (ЛА);

– низкую живучесть однопозиционных информационных (радиолокационных) систем воздушного и наземного базирования.

Перспективным направлением устранения отмеченных недостатков информационно-управляющих систем военного назначения является использование мобильных информационных и управляющих полей на базе РИС воздушного и космического базирования. Среди них выделяется пять типов систем различного уровня значимости:

– глобальная сетецентрическая система на базе всех типов ЛА, обеспечивающая доступ к информации в реальном масштабе времени потребителям всех уровней;

– оперативно-стратегическая РИС на базе АК ДРЛО и У наземного и корабельного базирования;

– локальные РИС на базе тактических самолетов;

– локальные РИС на базе БЛА;

– смешанные РИС на основе использования АК ДРЛО и У, пилотируемых самолетов и БЛА.

В настоящее время пилотируемые АК ДРЛО и У являются одним из наиболее эффективных средств разведки воздушных и наземных целей, но несмотря на широкие возможности, у них можно выделить следующие недостатки [4]:

– высокая стоимость разработки, производства и эксплуатации самолета-носителя;

– большая эффективная площадь отражения радиоволн;

– низкая маневренность;

– требовательность к характеристикам взлетно-посадочной полосы;

– необходимость обеспечения защиты экипажа от мощного электромагнитного излучения антенны радиолокационной станции (РЛС).

Указанные недостатки АК ДРЛО и У не характерны для РИС на основе БЛА. БЛА обладают меньшей радиолокационной заметностью, более высокой живучестью, большой продолжительностью полета, меньшей стоимостью эксплуатации, возможностью базирования на небольших взлетно-посадочных полосах, экипаж БЛА располагается на защищенном пункте управления, не подвергаясь опасности уничтожения в воздухе [5].

Необходимость существенного расширения областей применения военных БЛА определяется усилением несоответствия физических, психологических и информационных качеств летчиков требованиям современного воздушного боя; увеличением затрат на разработку, эксплуатацию и боевое применение пилотируемой авиации, сложность восполнения ее потерь, на подготовку летного и технического состава. При этом возникает необходимость использования не только беспилотных авиационных комплексов разведки, наблюдения и управления, но и ударных БЛА [3].

Важнейшим информационным элементом перспективного ударного БЛА является бортовая РЛС, позволяющая получать информацию об окружающем пространстве круглосуточно в любых погодных условиях и применять высокоточное оружие. Принципы построения и решаемые задачи бортовых РЛС в значительной степени зависят от способов применения ударных БЛА.

На ударные БЛА, согласно разрабатываемым концепциям боевого применения, могут быть возложены две основные задачи: подавление ПВО ключевых военно-экономических объектов противника и выборочное поражение самих объектов. Предусматривается следующая последовательность применения ударных БЛА: полет в заданный район, поиск объектов, передача на пункты управления (наземные или воздушные на базе АК ДРЛО и У) изображений для идентификации целей, поражение указанных целей, последующее возвращение к месту базирования. Удары необходимо наносить с больших высот, на которых ударные БЛА менее заметны и уязвимы для ПВО противника. Ударные БЛА могут действовать одиночно или совместно с пилотируемыми самолетами. При подходе к объектам, БЛА первыми производят доразведку, обозначают цели, осуществляют подавление средств ПВО, поражают объекты маломощными боеприпасами перед появлением самолетов с мощными средствами поражения [6].

Одной из важнейших составных частей бортовой РЛС ударного БЛА является антенная система, определяющая основные характеристики устройства в целом. В настоящее время к антенным системам предъявляются достаточно жесткие требования: высокий энергетический потенциал при ограниченных размерах апертуры и низкий уровень бокового излучения. Наиболее перспективным путем построения антенной системы РЛС ударного БЛА является использование выпуклой широкополосной активной фазированной антенной решетки (АФАР) с пространственным размещением элементов [7]. Применение выпуклой АФАР позволяет расширить рабочую полосу частот РЛС, увеличить сектор обзора без потери коэффициента усиления, уменьшить уровень бокового излучения, за счет увеличения шага расстановки упростить согласование излучателей.

Таким образом, в условиях современных боевых действий при сетецентрической организации обмена данными перспективные ударные БЛА, имея на борту РЛС, высокоточное оружие, точное целеуказание от наземных пунктов управления и АК ДРЛО и У, используя интеллект человека-оператора, являются эффективной системой вооружения, способной к уничтожению целей как в одиночку, так и совместно с пилотируемыми ЛА. В качестве антенны бортовой РЛС ударного БЛА наиболее перспективно использовать выпуклую конформную АФАР, размещенную на поверхности обтекателя носовой части.

Список литературы

1. Ашурбейли, И.Р. Основные направления развития воздушно-космической обороны Российской Федерации / И.Р. Ашурбейли, А.И. Лаговиер // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 12. – С. 8–12.

2. Справочник офицера воздушно-космической обороны / под общ. ред. С.К. Бурмистрова. – Тверь: ВА ВКО, 2006. – 564 с.

3. Верба, В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Роль и место в составе общегосударственной единой информационно-управляющей системы военного назначения / В.С. Верба // Радиотехника. – 2010. – № 8. – С. 6–8.

4. Радиолокационные системы беспилотных авиационных систем разведки, наблюдения и управления / В.С. Верба, А.В. Васильев, В.И. Меркулов, В.С. Чернов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – № 4. – С. 23–33.

5. Моисеев, С.В. Перспективы развития зарубежных боевых БЛА / С.В. Моисеев // Аэрокосмическое обозрение: Аналитика, комментарии, обзоры. – 2008. – № 1. – С. 48–53.

6. Ударные беспилотные летательные аппараты и их радиолокационные системы / О.Н. Ануфриев, А.А. Герасимов, В.И. Меркулов и др. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – №7. – С. 22–28.

7. Бортовая система интегрированного радиоэлектронного комплекса / Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин, С.Г. Кондратьева // Фазотрон. – 2013. – № 3. – С. 50–57.

ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ СОВРЕМЕННОГО ВОЗДУШНОГО СУДНА

М. А. Мокроусов, Е. В. Чесноков (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а

Рассмотрены характер формирования и тенденция снижения эффективной площади рассеяния современных воздушных судов.

Эффективность применения авиационных группировок и отдельных воздушных судов (ВС) во многом определяется способностью последних к преодолению и прорыву ПВО вероятного противника. В комплексе мероприятий, направленных на решение этой задачи, важное место занимают пути и способы, а также конкретные технические решения, направленные на снижение эффективной площади рассеяния (ЭПР) ВС.

Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) ВС определяется характером вторичного излучения ВС, зависящим от многих факторов, основными из которых являются электрические свойства, геометрическая форма, движение и взаимное перемещение элементов отражающего объекта, соотношение размера объекта и длины облучающей его волны [1].

В настоящее время для определения ЭПР ВС используется метод «блестящих» точек, позволяющий проводить расчеты с достаточной для практики точностью [2].

На рис. 1 приведена типичная картина расположения блестящих точек характеризующая ЭПР планера ВС.

«Блестящие» точки, обусловленные различными видами отражения, неодинаково ведут себя при изменении ракурса цели. «Блестящие» точки «зеркального» типа не связаны жестко с конкретным участком поверхности цели и поэтому могут перемещаться на гладких отражающих участках имеющих кривизну в плоскости изменения ракурса.

В табл. 1 приведены усредненные значения ЭПР некоторых типовых летательных аппаратов рассчитанных методом «блестящих» точек [3].

Из табл. 1 видно, что построение летательных аппаратов (например, как F-22) по технологии «Стелс», позволяют на порядки снизить их ЭПР.

На рис. 2 представлена мировая тенденция изменения радиолокационной заметности сверхзвуковых маневренных самолетов [4].

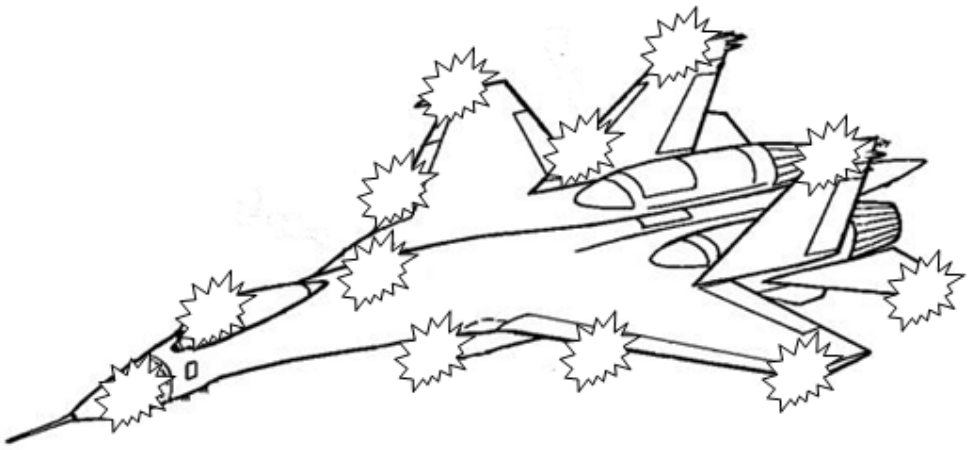


Рис. 1. Расположения блестящих точек на планере воздушного судна

Таблица 1

Усредненные значения ЭПР типовых объектов

Наименование объекта	$\sigma_{Ц.СР}$, м^2
B-52	100
FB-111	7
F-4	6
B-2	0,1
F-117F	0,025
F-22	0,03
Су-24	15…20
Су-27	10...15

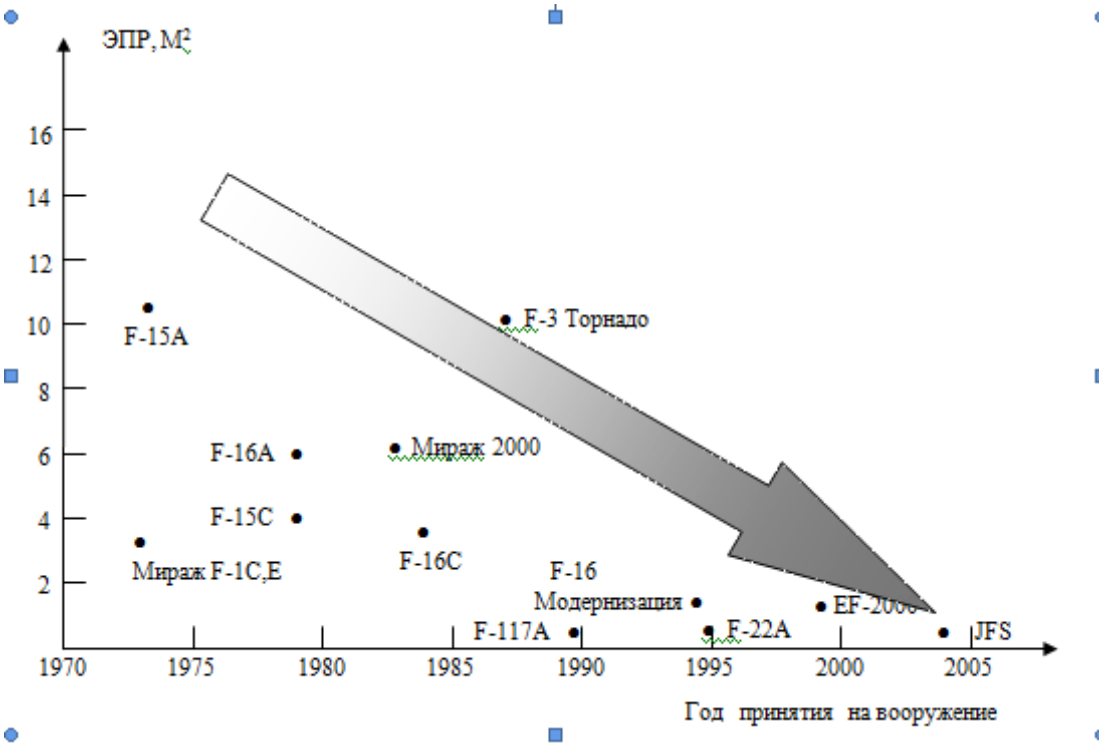


Рис. 2. Мировая тенденция изменения РЛЗ сверхзвуковых маневренных ВС

Опыт применения самолетов выполненных по технологии «Стелс» показывает, что они в большей мере, чем другие летательные аппараты, за счет невысокой радиолокационной заметности обладают способностью действовать скрытно, преодолевать противодействие мощных систем ПВО и наносить внезапные удары по различным объектам.

Способность действовать скрытно при преодолении систем ПВО обуславливается минимальной дальностью их обнаружения РЛС различного назначения.

Дальность обнаружения ВС определяется выражением [1]:

$$D_{обн} = D^1_{обн} \sqrt[4]{\sigma},$$

где $D^1_{обн}$ – справочная дальность обнаружения цели с ЭПР = 1 м^2.

В качестве примера на рис. 3 приведен график зависимости дальности обнаружения ВС от их ЭПР для РЛС AN/MPQ-53 зенитно-ракетного комплекса «Патриот».

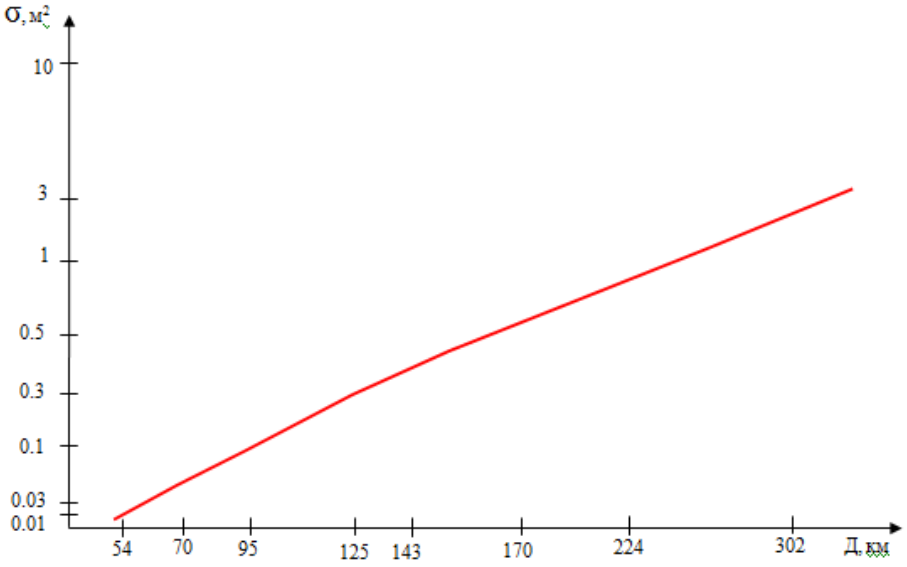


Рис. 3. Дальность обнаружения воздушных целей РЛС AN/MPQ-53 в зависимости от их ЭПР

Оценки вероятности потерь ВС в зависимости от их ЭПР представленные в [5] показывают, что уменьшение ЭПР ВС позволяет существенно снизить дальность их обнаружения при преодолении систем ПВО, и тем самым существенно повысить живучесть.

Таким образом, тенденция снижения эффективной площади рассеяния современного ВС становится логическим следствием развития сил и средств ПВО.

Список литературы

1. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский и др. – М.: ВВИА им. проф. Жуковского Н.Е., 2006.

2. Алмазов Б.В. Локационная системотехника / Б.В. Алмазов. – Харьков: ВИРТА, 1993.

3. Перунов, М.Ю. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / М.Ю. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин. – М.: Радиотехника, 2008.

4. Краснов, А. Малозаметные самолеты в боевых действиях авиации США / А. Краснов, О. Сафронов // Авиационный справочник. – 2006.

5. Лагарьков, А.Н. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий / А.Н. Лагарьков, М.А. Погосян // Вестник РАН. – 2003. – Т. 73. – № 9. – С. 848.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

В. Г. Найдёнкин, А. И. Рымов (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Rymov69@mail.ru

При определении чувствительности приемников радиотехнической разведки необходимо исходить из понятий, используемых в теории радиолокации. Однако в РТР априорно неизвестны ни вид приемного сигнала, ни его параметры. Поэтому заранее можно сказать, что прием сигнала в РТР несогласованный, и, как правило, неизбежны потери чувствительности, а следовательно, и дальности обнаружения сигнала [1].

В радиолокации под чувствительностью понимают максимальную энергию или мощность сигнала, необходимые для его обнаружения с заданными показателями качества. Причем различают предельную чувствительность и пороговую. Понятия чувствительности приемника по мощности или по энергии в радиолокации эквивалентны, так как параметры сигнала заранее известны и мощность сигнала всегда можно пересчитать в энергию и наоборот.

В радиотехнической разведке также пользуются понятиями пороговой и предельной чувствительности. Однако понятия чувствительности по мощности и по энергии не эквивалентны, поскольку заранее длительность сигнала неизвестна. Для анализа приемников удобно пользоваться энергетической характеристикой сигнала.

Предельная чувствительность приемника – это такая энергия или мощность, при которой отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника равно единице. Поскольку речь идет о чувствительности, т.е. о потенциальной характеристике устройства, под шумом следует понимать прежде всего внутренние шумы приемника, характеризуемые спектральной плотностью собственных шумов N_0.

Определим отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника. Допустим, что имеется приемник с частотной характеристикой $K(f)$. На входе приемника присутствует сигнал, спектр которого $G(f)$, и шум со спектральной плотностью $N(f) = N_0$.

Мощность сигнала на выходе приемника

$$P_c = \frac{1}{2}\left|\int_{-\infty}^{\infty} G(f)K(f)e^{j2\pi ft_m}df\right|^2,$$

где t_m – момент появления максимальной амплитуды сигнала.

Мощность помехи на выходе

$$P_П = N_0\int_{-\infty}^{\infty}\left|K(f)\right|^2 df\ .$$

Тогда отношение сигнал/помеха по мощности

$$\frac{P_c}{p_П} = \frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} G(f)K(f)e^{j2\pi ft_m}df\right|^2}{2N_0\int_0^{\infty}\left|K(f)\right|^2 df}.$$

Используя неравенство Шварца – Бунаковского

$$\left|\int_{-\infty}^{\infty} a(t)b(t)dt\right| \le \int_{-\infty}^{\infty}\left|a(t)\right|^2 dt\int_{-\infty}^{\infty}\left|b(t)\right|^2 dt.$$

Выражение можно представить в виде

$$\frac{P_c}{p_П} = |\rho|^2 \frac{E}{N_0},$$

где

$$|\rho|^2 = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} G(f) K(f) e^{j2\pi f t_m} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |K(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df}.$$

Отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника максимально для согласованного приема при $|\rho|^2 = 1$. В остальных случаях она всегда меньше E/N_0.

Известно [2], что для надежного обнаружения сигнала необходимо выполнение энергетического условия

$$\frac{P_c}{p_П} = |\rho|^2 \frac{E}{N_0} = \mathrm{q(D,F)},$$

где q(D,F) – коэффициент различимости сигнала.

Тогда получим, что энергия сигнала, требуемая для надёжного обнаружения, равна $E/|\rho|^2$.

Для заданных значений вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F энергия сигнала должна быть в $1/|\rho|^2$ раз больше, чем для случая согласованного приема. Например, для $|\rho|^2$ =0,1 энергия увеличивается в 10 раз.

Для предельной чувствительности приемника должно выполняться условие

$$|\rho|^2 \frac{E}{N_0} = 1.$$

Тогда

$$E_{пред} = \frac{N_0}{|\rho|^2}.$$

Очевидно, что предельная чувствительность зависит от характеристик приемника (N_0) и от степени согласования характеристик приемника и сигнала. Этот фактор характерен для радиотехнической разведки. Для согласования приема $|\rho|^2$ =1 и $E_{пред.\min} = N_0$. Во всех других случаях $E_{пред.\min} > N_0$.

Список литературы

1. Бакулев, П.А. Анализ эффективности устройств обработки радиолокационных сигналов в обзорных РЛС: учеб. пособие / П.А. Бакулев, А.Н. Клеменьтьев, В.М. Степин. – М.: МАИ, 1992.

2. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский и др.; под ред. П.И. Дудника. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006.

ПРИНЦИПЫ ИНТЕГРАЦИИ УСТРОЙСТВ В ПОСТРОЕНИИ ЕДИНОГО КОМПЛЕКСА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

К. А. Овчинников, Н. Н. Андреев (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а

Рассмотрены существующие принципы интеграции различных устройств в построении единого комплекса радиоэлектронной борьбы с учетом входящих в него систем. Представлена структурная схема объединенной системы РЭБ и принцип функционирования ее элементов.

На сегодняшний день под современным комплексом радиоэлектронной борьбы (РЭБ) понимают комплекс осуществляющий не только сбор информации о радиоэлектронной обстановке и о состоянии собственных сил и средств РЭБ, но и способный:

- производить обработку этой информации и отображать ее на соответствующих индикаторах;
- принимать решение по выбору радиоэлектронных средств (РЭС), подлежащих огневому поражению или радиоэлектронному подавлению;
- определять целесообразные виды маневра и способы применения средств РЭБ;
- управлять средствами РЭБ;
- выполнять контроль эффективности своей работы.

Для эффективного решения вышеперечисленных задач в комплекс РЭБ входят следующие системы:

- система информационного обеспечения (СИО);
- система управления (СУ);
- система исполнительных устройств (СИУ);
- система контроля (СК).

Все перечисленные системы основаны на совокупности отдельных средств и устройств. Так, система информационного обеспечения комплекса РЭБ представляет собой совокупность средств радиоэлектронной разведки. Основу системы управления составляют бортовые цифровые вычислительные машины (БЦВМ). Совокупность средств поражения РЭС, средств радиоэлектронного подавления (РЭП) и устройств управления заметностью формируют систему исполнительных устройств, а устройства контроля работоспособности и боевой эффективности комплекса образуют систему контроля.

Новым в построении единого комплекса РЭБ с учетом входящих в него систем осуществляется на основе централизованного, иерархического или гибридного принципах интеграции различных устройств [1].

Централизованный принцип характеризуется наличием единой системы обработки информации и управления на базе ЦВМ.

Иерархический принцип заключается в построении ряда подчиненных друг другу устройств, систем, комплексов так, что задачи устройств, систем, комплексов низшего ранга определяются задачами устройств, систем, комплексов более высокого ранга. В иерархической системе каждый из подчиненных комплексов управляется собственной системой управления в соответствии с поставленной задачей. Поэтому данный принцип закладывается, когда невозможно организовать сбор информации и управление из одного центра. Недостаток иерархической системы состоит в трудностях ее адаптации и в значительном времени прохождения команд.

В гибридных системах предусматривается как подчиненность комплексов и взаимный обмен информацией снизу вверх и сверху вниз, так и возможность централизованного сбора информации и управления подчиненными звеньями. Гибридный принцип наиболее часто используется при построении современных и перспективных комплексов и систем РЭБ.

Различные составные части комплексов и систем РЭБ (подсистемы СИО, СУ, СИУ, СК; авиационные, вертолетные и другие комплексы РЭБ) могут размещаться на разнотипных летательных аппаратах, на кораблях и на земле. При этом их объединение в комплекс или систему РЭБ происходит на этапе выполнения боевой задачи.

Степень взаимосвязи бортовых и наземных систем и комплексов РЭБ определяется боевой задачей и радиоэлектронной обстановкой в зоне боевых действий. В некоторых случаях наземные и бортовые системы и комплексы РЭБ могут функционировать независимо друг от друга.

Структурная схема объединенной системы РЭБ представлена на рис. 1.

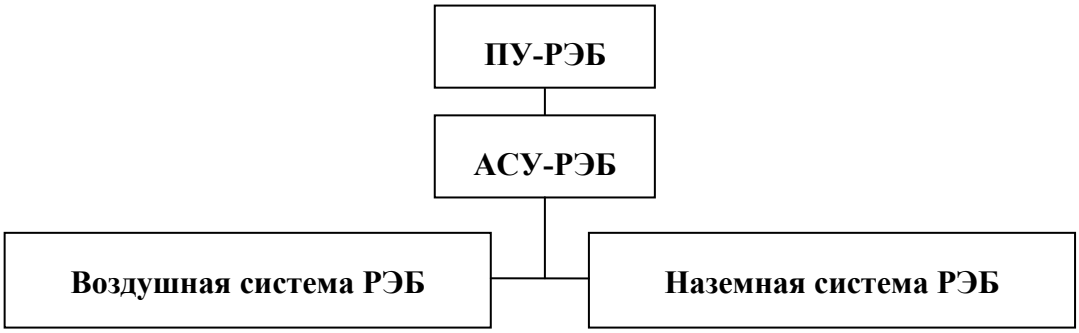


Рис. 1. Структурная схема объединенной системы РЭБ

Управление объединенной автоматизированной системой РЭБ осуществляется с наземного или воздушного пункта управления (ПУ-РЭБ) с помощью автоматизированной системы управления бортовыми и наземными комплексами РЭБ (АСУ-РЭБ).

Автоматизированное управление силами и средствами РЭБ предусматривается во всех звеньях объединенной системы РЭБ, включая автоматизированное управление комплексами РЭБ отдельных летательных аппаратов.

В связи со сложностью решения задач РЭБ и большим влиянием результатов РЭБ на ход и исход боевых действий управление силами и средствами РЭБ является сугубо творческим процессом и осуществляется соответствующим должностным лицом РЭБ под руководством авиационных командиров.

Данные о своих силах и средствах РЭБ, о радиоэлектронной обстановке обобщаются на командные пункты (КП) частей ВВС. Управление силами и средствами РЭБ производится с наземных или воздушных командных пунктов, где предусмотрено специальное рабочее место начальника РЭБ (пункт управления РЭБ) с устройствами отображения информации, управления, ЭВМ и каналами связи.

Основное управление комплексами РЭБ в воздухе предусматривается с помощью аппаратуры управления в типовых комплексов связи (ТКС) ведущих самолетов групп. В процессе предварительной подготовки в память БЦВМ ведущих самолетов закладываются исходные данные о ПВО противника, полученные, в процессе ведения всех видов разведки. В полете с помощью бортовой аппаратуры радиоэлектронной разведки и систем информационного обеспечения ведется непосредственная разведка РЭС противника, производится анализ радиоэлектронной обстановки, определяются типы РЭС и объекты РЭБ, выбираются способы и средства РЭБ из состава комплексов групповых и индивидуальных средств РЭБ, вырабатываются команды управления исполнительными системами, оценивается эффективность ведения РЭБ.

В процессе выполнения разведки выявляются ранее неизвестные РЭС противника. Одновременно с подавлением РЭС разведданные о них и состоянии комплексов РЭБ передаются на наземные и воздушные КП, где они используются для пополнения сведений о противнике, для принятия мер по РЭЗ своих РЭС, а также для оценки эффективности проводимых мероприятий по РЭБ.

Жизненный цикл комплекса РЭБ, состоящий из этапов (научно-исследовательской работы) НИР, (опытно-конструкторской обработки) ОКР, испытаний, производства и эксплуатации, определяется условиями быстро меняющейся радиоэлектронной обстановки. Основное требование на стадиях НИР, ОКР и производства – выполнение ТТТ в заданные сроки с минимальными затратами. Цикл эксплуатации должен иметь наибольшую продолжительность.

Нормативной базой для сокращения сроков разработки и выпуска большой серии комплексов РЭБ при заданных материальных ресурсах и обеспечении взаимозаменяемости элементов и узлов комплексов различных видов и родов авиации является стандартизация техники РЭБ. В данном случае под стандартизацией понимается установление и упорядочение соответствующих современному уровню развития норм и требований к характеристикам средств РЭБ и их составным частям с целью сокращения времени разработки и максимальной экономии материальных затрат при обеспечении функционирования требований по боевой эффективности.

Разбиение средств РЭБ на функциональные узлы и блоки, а также выделение наиболее общих функциональных связей между ними позволяют упорядочить технические решения по построению комплексов РЭБ – унифицировать схему функционально-блочного построения и перейти на функционально-блочный принцип конструирования средств на этапах ОКР.

Таким образом, применение функционально-блочного принципа конструирования позволит увеличить серийность выпуска блоков (модулей) и приведет к снижению стоимости комплексов РЭБ, что в свою очередь сократит сроки их разработки.

Список литературы

1. Куприянов, А.И. Основы радиоэлектронной борьбы / А.И. Куприянов, Л.Н. Шустов. – М.: Вузовская книга, 2009.

ПОВЫШЕНИЕ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ ЛЧМ-РАДИОСИГНАЛОВ ПУТЕМ УПРАВЛЕНИЯ КВАДРАТУРАМИ DDS-СИНТЕЗАТОРА

С. В. Поваляев, Ю. Т. Карманов (научный руководитель)

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)
454080, г. Челябинск, пр. Ленина, 76
E-mail: svp.drts@gmail.com

Представлены результаты исследования характеристик сигнала биений (частота биений, искажения во временной области) частотного радиодальномера, использующего метод повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала.

Введение

Хорошо известно [1], что существенное влияние на точность измерения расстояний частотным радиодальномером оказывает линейность перестройки частоты СВЧ-генератора и величина девиации частоты зондирующего линейно-частотно-модулированного радиосигнала (ЛЧМ-радиосигнала).

Современные цифровые системы синтеза частот и сигналов позволяют формировать ЛЧМ-радиосигналы с высокой линейностью перестройки частоты и стабильными характеристиками, однако девиация частоты ЛЧМ-радиосигналов в таких системах обычно ограничена значением $(0{,}4...0{,}45)f_T$, где f_T – тактовая частота системы цифрового синтеза частоты (DDS-синтезатора) [2].

Для расширения диапазона значений девиации частоты ЛЧМ-радиосигналов, генерируемых DDS-синтезатором, авторами был разработан метод повышения девиации частоты, основанный на управлении квадратурами ЛЧМ-радиосигнала.

Целью данной статьи является представление результатов исследования характеристик сигнала биений (частота биений, искажения во временной области) при использовании указанного метода повышения девиации частоты.

1. Метод повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала

Рассмотрим сущность метода повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала. DDS-синтезатор формирует два квадратурных ЛЧМ-радиосигнала $u_c(t)$ и $u_s(t)$ с симметричным треугольным законом изменения частоты, длительностью T_c и девиацией частоты $F_{дев}$ (рис. 1). Синфазный сигнал $u_c(t)$ поступает на первый низкочастотный вход квадратурного модулятора (КМ), а квадратурный $u_s(t)$ – на вход делителя мощности (ДМ), распределяющего мощность сигнала на два выхода.

Сигнал с первого выхода делителя мощности после прохождения инвертора синусоидального сигнала (ИСС) поступает на первый аналоговый вход управляемого электронного ключа (УК), на второй вход которого подается сигнал со второго выхода делителя мощности. В результате формируются два дифференциальных сигнала $u_s(t)$ и $-u_s(t)$, которые поступают на аналоговые входы управляемого ключа.

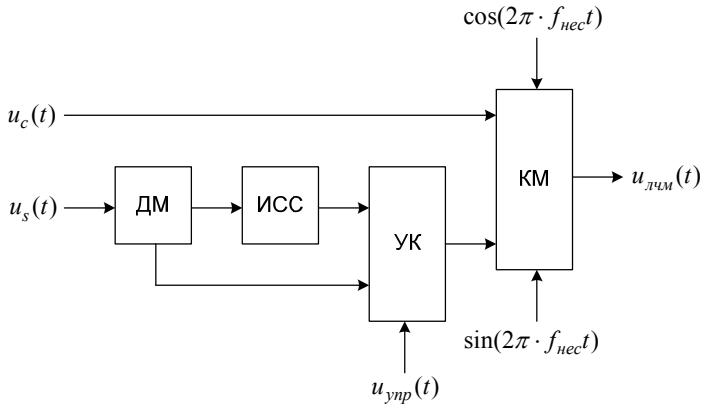


Рис. 1. Структурная схема формирователя широкополосных ЛЧМ-радиосигналов с расширенным диапазоном девиации частоты

Управляемый ключ осуществляет коммутацию одного из входных аналоговых сигналов на второй низкочастотный вход квадратурного модулятора в моменты времени, определяемые управляющим сигналом $u_{упр}(t)$, поступающим от устройства управления:

$$u_{упр}(t) = \begin{cases} -1, iT_c \le t \le (i+0{,}5)T_c \\ 1, \quad (i+0{,}5)T_c \le t \le (i+1)T_c \\ i = 0, 1, 2, \ldots \end{cases} \qquad (1)$$

На высокочастотные входы квадратурного модулятора подаются от задающего генератора квадратуры несущего радиосигнала частотой $f_{нес}$.

В результате на выходе квадратурного модулятора формируется широкополосный ЛЧМ-радиосигнал:

$$u(t) = u_c(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_{нес} t) + u_{упр}(t) \cdot u_s(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_{нес} t). \qquad (2)$$

Частота ЛЧМ-радиосигнала $u(t)$ изменяется от $f_{нес} - F_{дев}$ до $f_{нес} + F_{дев}$, при этом верхняя граница диапазона девиации частоты ЛЧМ-радиосигнала смещается к значению $(0{,}8 \ldots 0{,}9)\, f_T$.

2. Модель сигнала биений при использовании метода повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала

Положим, что квадратурные ЛЧМ-радиосигналы $u_c(t)$ и $u_s(t)$, генерируемые DDS-синтезатором, представляют собой последовательности из $2N-1$ примыкающих друг к другу радиоимпульсов длительностью τ_0, причем $T_c=(2N-1)\tau_0$:

$$\begin{cases} u_c(t)=U_0\sum\limits_{k=1}^{2N-1}\left\{u_{ог}(t-(k-1)\tau_0)\cdot\cos(2\pi\cdot f(k)t+\Delta\psi(k))\right\}; \\ u_s(t)=U_0\sum\limits_{k=1}^{2N-1}\left\{u_{ог}(t-(k-1)\tau_0)\cdot\sin(2\pi\cdot f(k)t+\Delta\psi(k))\right\}, \end{cases} \tag{3}$$

где U_0 – амплитуда ЛЧМ-радиосигнала.

Радиоимпульсы, образующие ЛЧМ-радиосигнал, имеют прямоугольную огибающую:

$$u_{ог}(t)=\begin{cases}1,\ 0\le t\le\tau_0\\ 0,\text{ в противном случае.}\end{cases}. \tag{4}$$

Частота ЛЧМ-радиосигнала изменяется по ступенчатому псевдолинейному закону симметричной треугольной модуляции:

$$f(k)=\begin{cases} f_н+0{,}5\cdot\Delta F,\ k=1; \\ f_н+(k-0{,}5)\Delta F,\ k=\overline{2,N}; \\ f_н+F_{дев}-(k-N-0{,}5)\Delta F,\ k=\overline{N+1,2N-2}; \\ f_н+0{,}5\cdot\Delta F,\ k=2N-1, \end{cases}, \tag{5}$$

где $f_н$ – начальное значение синтезируемой частоты, ΔF – шаг переключения по частоте DDS-синтезатора, $F_{дев}=(N-1)\Delta F$ – девиация частоты ЛЧМ-радиосигнала.

Начальная фаза каждого последующего радиоимпульса равна фазе предыдущего радиоимпульса в момент его окончания:

$$\Delta\psi(k)=\begin{cases} 0,\ k=1; \\ -2\pi\tau_0(f_н+0{,}5\Delta F),\ k=2; \\ -2\pi\tau_0\left[f_н\left(1+\sum\limits_{i=1}^{k-2}i\right)+\Delta F\left(0{,}5+\sum\limits_{j=1}^{k-2}(j+0{,}5)\right)\right],\ k=\overline{3,N}; \\ -2\pi\tau_0\left[f_н\left(N-1+\sum\limits_{i=1}^{k-N}i\right)+0{,}5\Delta F+\Delta F\sum\limits_{j=1}^{N-2}(j+0{,}5)\right]- \\ \qquad -2\pi\tau_0\Delta F\sum\limits_{m=1}^{k-N}(N-m+0{,}5),\ k=\overline{N+1,2N-1}. \end{cases} \tag{6}$$

Тогда математическая модель ЛЧМ-радиосигнала на выходе формирователя, реализующего рассматриваемый метод повышения девиации частоты, примет вид:

$$\begin{cases} u_{лчм}(t) = u_c(t)\cdot\cos(2\pi\cdot f_{нес}t) + u_{упр}(t)\cdot u_s(t)\cdot\sin(2\pi\cdot f_{нес}t); \\ u_{упр}(t) = \begin{cases} -1, 0 \le t \le N\tau_0; \\ 1, \quad N\tau_0 \le t \le (2N-1)\tau_0. \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

Предположим, что сформированный ЛЧМ-радиосигнал (7) излучается в направлении исследуемого объекта. Отраженный от объекта радиосигнал поступает на приемную антенну радиодальномера с задержкой $\tau_з = (2D)/c$, где D – дальность до объекта, c – скорость распространения радиоволн. Искажениями отраженного радиосигнала при распространении до объекта и обратно, а также его искажениями в приемном тракте радиодальномера, будем пренебрегать. При этом будем полагать, что отраженный радиосигнал является точной задержанной копией зондирующего радиосигнала с уменьшенной амплитудой:

$$u_{лчм\ отр}(t) = \alpha\cdot u_{лчм}(t-\tau_з), \quad (8)$$

где α – коэффициент затухания радиоволн при распространении в среде.

В частотных радиодальномерах смесь зондирующего $u_{лчм}(t)$ и отраженного $u_{лчм\ отр}(t)$ радиосигналов преобразуется в смесителе приемника радиодальномера в сигнал биений [1]:

$$u_б(t) = u_{лчм}(t)\cdot u_{лчм\ отр}(t). \quad (9)$$

По частоте сигнала биений $f_б$ определяется задержка $\tau_з$ и дальность D до исследуемого объекта.

3. Результаты исследования характеристик сигнала биений при использовании метода повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала

Исследование характеристик сигнала биений производилось путем анализа временного и спектрального представления сигнала биений, полученных в системе компьютерной математике MATLAB [3].

На рис. 2, *а* представлен амплитудный спектр сигнала биений (9), полученный при следующих параметрах: $T_c = 970\,\text{мкс}$, $F_{дев} = 400\,\text{МГц}$, $\tau_0 = 10\,\text{нс}$, $f_{нес} = 3\,\text{ГГц}$, $D = 25\,\text{м}$, $U_0 = 1\,\text{В}$, $\alpha = 1$. Для сравнения на рис. 2, *б* приведен амплитудный спектр сигнала биений, рассчитанный при тех же параметрах, в случае использования зондирующего ЛЧМ-радиосигнала с несимметричным пилообразным законом изменения частоты, сформированного путем переноса спектра низкочастотных ЛЧМ-радиосигналов (сгенерированных DDS-синтезатором) в область высоких частот с помощью квадратурного модулятора:

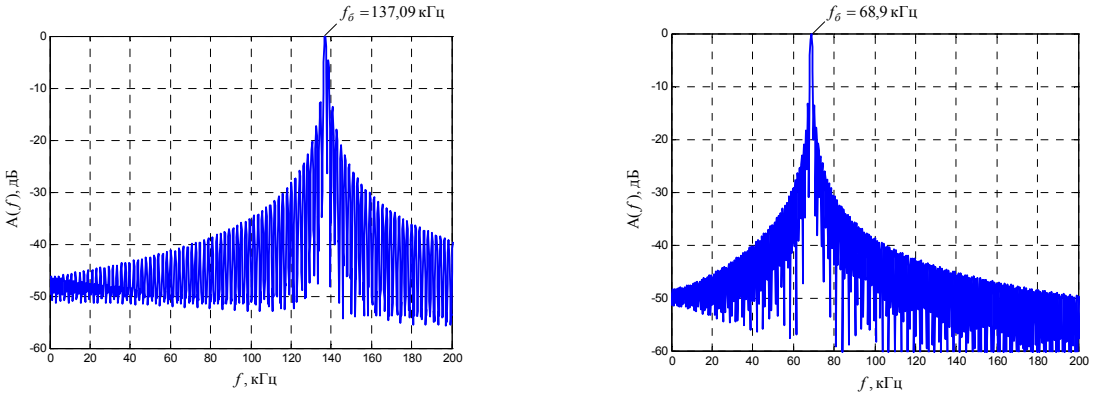
$$\begin{cases} u_{б\ нп}(t) = u_{лчм\ нп}(t)\cdot u_{лчм\ нп\ отр}(t); \\ u_{лчм\ нп\ отр}(t) = \alpha\cdot u_{лчм\ нп}(t-\tau_з); \\ u_{лчм\ нп}(t) = u_{с\ нп}(t)\cdot\cos(2\pi\cdot f_{нес}t) - u_{s\ нп}(t)\cdot\sin(2\pi\cdot f_{нес}t), \end{cases} \quad (10)$$

где

$$\begin{cases} u_{с\ нп}(t) = U_0\sum\limits_{k=1}^{N}\{u_{ог}(t-(k-1)\tau_0)\cdot\cos(2\pi\cdot f_{нп}(k)t + \Delta\psi_{нп}(k))\}; \\ u_{s\ нп}(t) = U_0\sum\limits_{k=1}^{N}\{u_{ог}(t-(k-1)\tau_0)\cdot\sin(2\pi\cdot f_{нп}(k)t + \Delta\psi_{нп}(k))\}; \end{cases}$$

$$f_{нп}(k) = \begin{cases} f_н + 0{,}5 \cdot \Delta F, k = 1; \\ f_н + (k - 0{,}5)\Delta F, k = \overline{2, N}; \end{cases}$$

$$\Delta\psi_{нп}(k) = \begin{cases} 0, k = 1; \\ -2\pi\tau_0(f_н + 0{,}5\Delta F), k = 2; \\ -2\pi\tau_0\left[f_н\left(1 + \sum_{i=1}^{k-2} i\right) + \Delta F\left(0{,}5 + \sum_{j=1}^{k-2}(j + 0{,}5)\right)\right], k = \overline{3, N}. \end{cases}$$

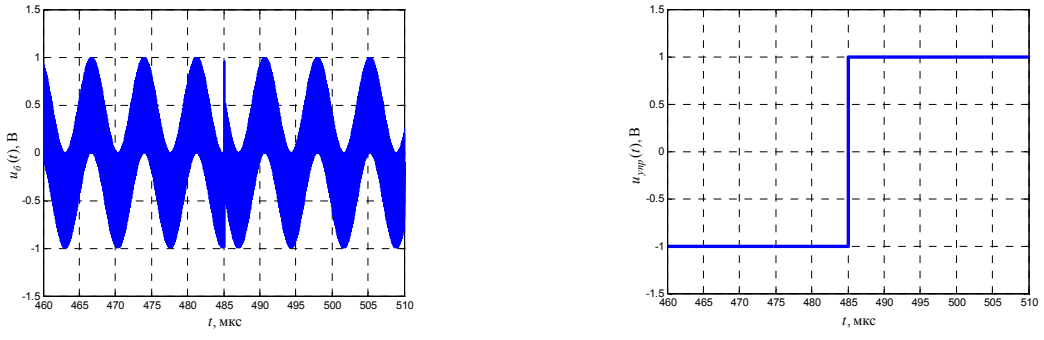


а *б*

Рис. 2. Амплитудные спектры сигнала биений

Из рис. 2 видно, что частота сигнала биений при использовании метода повышения девиации частоты зондирующих ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала в два раза превышает значение частоты биений при формировании зондирующего ЛЧМ-радиосигнала квадратурным переносом ЛЧМ-радиосигналов DDS-синтезатора.

Рассмотрим временное представление сигнала биений. На рис. 3, *а* приведен фрагмент сигнала биений $u_б(t)$, а на рис. 3, *б* – график управляющей функции $u_{упр}(t)$, полученные для параметров: $T_c = 970$ мкс, $F_{дев} = 400$ МГц, $\tau_0 = 10$ нс, $f_{нес} = 3$ ГГц, $D = 25$ м, $U_0 = 1$ В, $\alpha = 1$.



а *б*

Рис. 3. Временное представление сигнала биений и управляющей функции

Анализ рис. 3 показывает, что в сигнале биений возникает скачок фазы в момент времени $N\tau_0$, обусловленный переключением второго низкочастотного входа квадратурного модулятора с сигнала $-u_s(t)$ на сигнал $u_s(t)$. Данное обстоятельство необходимо учитывать при выборе соответствующего метода обработки сигнала биений.

Выводы

1. Частота сигнала биений при использовании метода повышения девиации частоты ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала в два раза превышает значение частоты биений в случае применения ЛЧМ-радиосигналов, полученных путем непосредственного переноса спектра ЛЧМ-радиосигналов с выхода DDS-синтезатора в высокочастотную область с помощью квадратурного модулятора.

2. Метод повышения девиации частоты ЛЧМ-радиосигналов на основе управления квадратурами ЛЧМ-радиосигнала приводит к появлению в сигнале биений скачков фазы, которые происходят в момент переключения между дифференциальными сигналами $u_s(t)$ и $-u_s(t)$. Данный факт необходимо принимать во внимание при выборе соответствующих методов обработки сигнала биений в приемнике радиолокационного дальномера.

Список литературы

1. Комаров, И.В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний / И.В. Комаров, С.М. Смольский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 392 с.

2. Мерфи, Е. Все о синтезаторах DDS / Е. Мерфи, К. Слэттери // Компоненты и технологии. – 2005. – № 1. – С. 28–32.

3. Дьяконов, В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров / В.П. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 976 с.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СПАСЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. А. Сиротинин, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, д. 28
E-mail: boev@uav-siberia.com

Рассматриваются вопросы построения систем автоматического спасения для беспилотных летательных аппаратов малого и среднего класса. Авторами приводятся основные функции и требования к современным системам автоматического спасения.

Система автоматического спасения (САС) является обязательным атрибутом беспилотного летательного аппарата (БПЛА) взлетной массой более 5 кг [1]. Перечислим основные функции, которые должна выполнять САС:

- мониторинг состояния линий питания бортовой кабельной сети (БКС) летательного аппарата (ЛА);
- мониторинг линий цифровой передачи информации между автопилотом (АП) и исполнительными устройствами (сервоприводы, контроллер двигателя, контроллер парашюта, контроллер полезной нагрузки и др.);
- прием и сохранение в энергонезависимую память телеметрической информации от АП;
- измерение вектора направления на наземный комплекс управления (НКУ);

- передача низкоскоростной телеметрической информации на НКУ в нештатных ситуациях;
- коммутация линий питания исполнительных устройств (выброс парашюта и др.).

В штатном режиме функционирования аппаратуры летательного аппарата САС производит запись телеметрической информации от АП в энергонезависимую память. Мониторинг напряжения на линиях питания устройств позволяет следить за работой силовой установки и состоянием силовых АКБ ЛА. Слежение за цифровыми линиями передачи информации между АП и исполнительными устройствами позволяет своевременно детектировать выход из строя АП, БКС или исполнительных устройств. В случае обнаружения проблем в работе устройств ЛА незамедлительно начинается передача телеметрической информации по резервному каналу связи САС на НКУ. Наличие системы измерения вектора направления на НКУ дает возможность реализации механизмов возврата БПЛА на базу при выходе из строя бортового приемника спутниковой радионавигационной системы (СРНС).

К САС предъявляются следующие требования:

- высокая надежность;
- индустриальный диапазон рабочих температур;
- наличие собственного резервного источника питания (аккумуляторная батарея), системы заряда аккумуляторной батареи (АКБ) с температурной стабилизацией;
- максимально малая масса и габаритные размеры вместе с антенно-фидерными устройствами (АФУ);
- наличие различных интерфейсов (RS232, RS422, RS485, CAN и др.);
- широкий диапазон питающих напряжений (9-36 В), гальваническая изоляция.

На рис. 1 показана структурная схема системы автоматического спасения БПЛА.

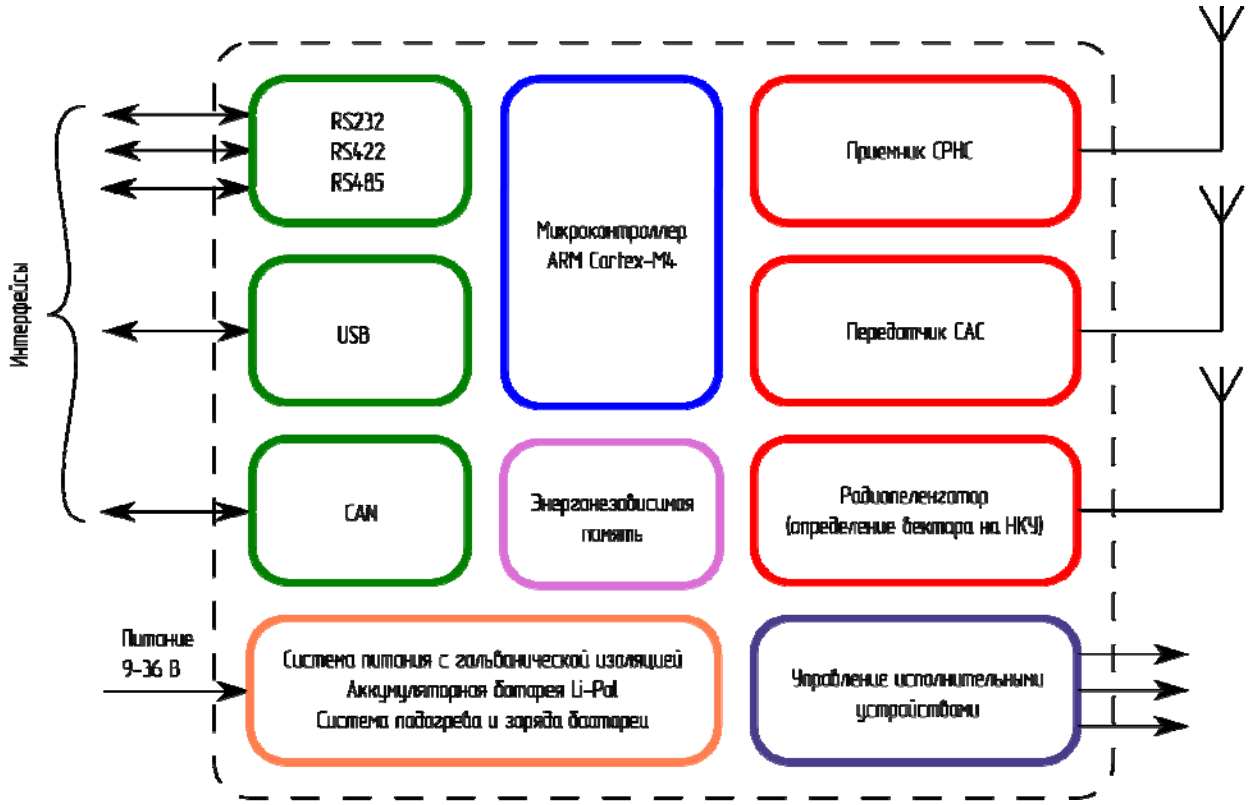


Рис. 1. Структурная схема системы автоматического спасения БПЛА

Для передачи информации между устройством и АП может быть использован один из интерфейсов, показанных на рис. 1. Остальные интерфейсы могут быть сконфигуриро-

ваны для слежения за состоянием бортовых шин передачи информации. Энергонезависимая память включает в себя модули памяти SPI FLASH и MicroSD в индустриальном исполнении. В штатном режиме функционирования бортовых систем ЛА происходит накопление телеметрической информации. При необходимости накопленная информация может быть считана на земле с использованием стандартного интерфейса USB персонального компьютера. Система подогрева и заряда батареи выполняет обслуживание АКБ в соответствии с ее техническими требованиями. Передатчик системы автоматического спасения используется для передачи телеметрической информации в нештатных ситуациях. Для аварийного выпуска парашюта и управления другими исполнительными устройствами предусмотрены специальные каналы управления. При необходимости САС может комплектоваться собственным приемником СРНС, что позволяет определять координаты ЛА даже при полной неработоспособности бортового оборудования. Актуальная информация о местоположении БПЛА сохраняется в энергонезависимой памяти и передается на землю при помощи передатчика САС.

На рис. 2 приведена блок-схема системы определения вектора направления на НКУ.

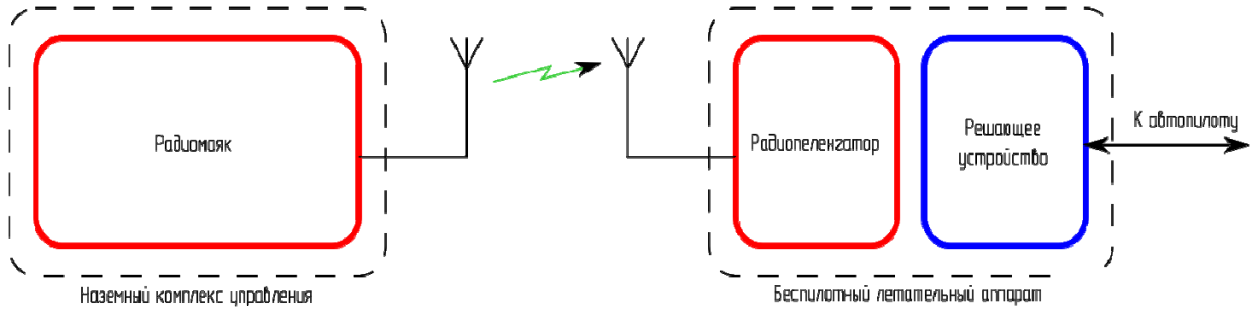


Рис. 2. Определение направления на НКУ (радиопеленгация)

К системе определения направления на НКУ предъявляются особые требования по массе и габаритным размерам. Устройство должно быть максимально компактным и простым, потреблять малую мощность и использовать антенно-фидерные устройства минимальных размеров. Одним из способов определения направления на НКУ является радиопеленгация [2]. На НКУ размещается радиомаяк, излучающий непрерывное высокочастотное колебание. На борту ЛА размещается радиопеленгатор, состоящий из антенно-фидерного устройства, приемника и решающего устройства (вычислителя). Для решения навигационной задачи предлагается использовать амплитудный метод радиопеленгации. В силу ограничений по габаритным размерам и массе антенна радиопеленгатора не может иметь высокую направленность. В процессе полета ЛА происходит запись значений амплитуды принимаемого сигнала. За счет изменения пространственного положения ЛА и, как следствие, изменения затухания на трассе между радиомаяком НКУ и радиопеленгатором БПЛА, удается определить вектор направления на НКУ. При движении ЛА в направлении НКУ происходит непрерывное слежение за максимумом мощности принимаемого сигнала при поддержании постоянной высоты полета за счет информации с барометрических датчиков высоты.

Список литературы

1. Боев, Н.М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами / Н.М. Боев // Вестн. СибГАУ. – № 42. – С. 86–91.

2. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

К. А. Якименко, В. В. Ромашов (научный руководитель)

Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н. Г. Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru

Рассмотрена структурная схема гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС) и однокольцевой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Также проанализированы способы уменьшения уровня фазовых шумов гибридного синтезатора частот, основанные на увеличении выходной частоты ЦВС. Предложена схема гибридного синтезатора с использованием дополнительных составляющих спектра выходной частоты ЦВС. Приведены результаты моделирования и сравнения шумовых характеристик гибридных синтезаторов.

К современным синтезаторам частот предъявляются высокие требования к уровню фазовых шумов. В настоящее время распространяются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС), к достоинствам которых можно отнести очень малый шаг сетки частот. Однако современные интегральные синтезаторы имеют относительно невысокую выходную частоту (до 1,5 ГГц), а также значительный уровень дискретных спектральных составляющих.

Широко применяемые системы косвенного синтеза легко обеспечивают формирование СВЧ сигнала с хорошими шумовыми параметрами, однако для простых систем ФАПЧ уменьшение шага синтезируемых частот ведет к возрастанию уровня фазовых шумов. Например, для простейшей ФАПЧ с делителями частоты уменьшение шага сетки частот приводит к увеличению коэффициента деления в цепи обратной связи N и, соответственно, к возрастанию спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов в N^2 раз. Для уменьшения уровня фазовых шумов используют схемы фазовой автоподстройки частоты со смесителем, многокольцевые системы, однако шаг сетки частот определяется частотой сравнения в системе ФАПЧ, дальнейшее уменьшение которой оказывается невозможным.

Формировать сигналы СВЧ диапазона с достаточно малым шагом сетки частот позволяют гибридные синтезаторы частот, использующие ФАПЧ и ЦВС [1, 2]. При этом малый шаг обеспечивает ЦВС, а хорошую фильтрацию шумов и дискретных составляющих – система ФАПЧ с достаточно большой частотой сравнения. В [3] приведены результаты исследования СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и однокольцевой ФАПЧ со смесителем.

Целью данной работы является моделирование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и однокольцевой ФАПЧ со смесителем, а также исследование способов уменьшения СПМ фазовых шумов данного синтезатора за счет модернизации схемы.

Обобщенная структурная схема гибридного синтезатора на основе ЦВС и однокольцевой ФАПЧ со смесителем приведена на рис. 1.

На структурной схеме применены обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты; ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор; ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3 – делители частоты с фиксированными коэффициентами деления N_1, N_2, N_3; ЧФД – частотно-фазовый детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением; СМ – смеситель частоты.

Для формирования сигнала тактовой частоты введен умножитель частоты УЧ, реализуемый в виде встроенной в интегральный ЦВС петли ФАПЧ с коэффициентом умножения n_1 (до 255). Для достижения лучших шумовых показателей тактовая частота ЦВС f_T должна быть близка к максимально возможной (у современных интегральных ЦВС она достигает 3500 МГц). Делитель ДЧ3 служит для возможности уменьшения выходной частоты ГУН примерно в N_3 раз по сравнению с выходной частотой ЦВС $f_{ЦВС}$. Коэффициент деления N_3 не должен иметь большие значения, иначе возрастут фазовые шумы.

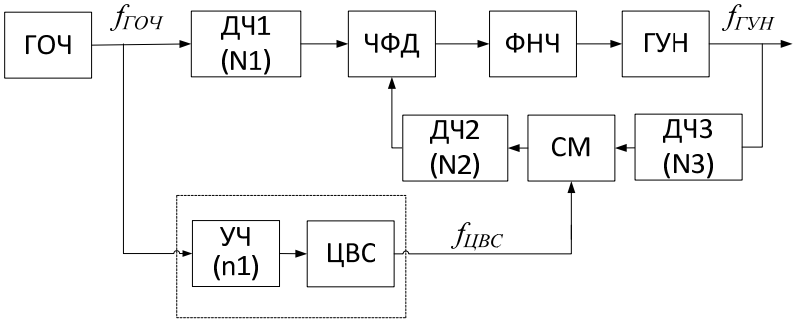


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот
на основе ЦВС и однокольцевой ФАПЧ со смесителем

Использование смесителя в цепи обратной связи позволяет снизить коэффициент деления ДЧ2, а, следовательно, уровень фазовых шумов выходной частоты ГУН. При этом шаг сетки частот гибридного синтезатора определяется шагом изменения частоты ЦВС и может достигать единиц Герц.

Делитель ДЧ1 с коэффициентом деления N_1 используется для уменьшения выходной частоты ГОЧ до значения максимально возможной частоты сравнения в ЧФД (у современных ЧФД она достигает 100 МГц). Коэффициент деления делителя ДЧ1:

$$N_1 = \frac{f_{ГОЧ}}{f_{СРЧФД}}.$$

Коэффициент деления N_2 делителя ДЧ2 выбирается таким, чтобы обеспечить равенство между выбранной частотой сравнения в ЧФД с разностной частотой смесителя между частотой ГУН и выходной частотой ЦВС. В большинстве современных микросхем ФАПЧ делитель ДЧ2 встроен в микросхему, и коэффициент деления N_2 может быть дробным

$$N_2 = \frac{\frac{f_{ГУН}}{N_3} - f_{ЦВС}}{f_{СРЧФД}}.$$

Структурной схеме гибридного синтезатора, представленной на рис. 1, соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 2.

На схеме применены обозначения: $\Phi_{ГОЧ}$ – флуктуации фазы ГОЧ; $\Phi_{УЧ}$ – флуктуации фазы УЧ; $\Phi_{ЦВС}$ – флуктуации фазы ЦВС; $\Phi_{ДЧ1}$, $\Phi_{ДЧ2}$, $\Phi_{ДЧ3}$ – флуктуации фазы ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3 кратностью N_1, N_2, N_3; $\Phi_{ЧФД}$ – эквивалентные флуктуации ЧФД; $\Phi_{ГУН}$ – флуктуации фазы ГУН; $\Phi_{СМ}$ – шумы смесителя СМ.

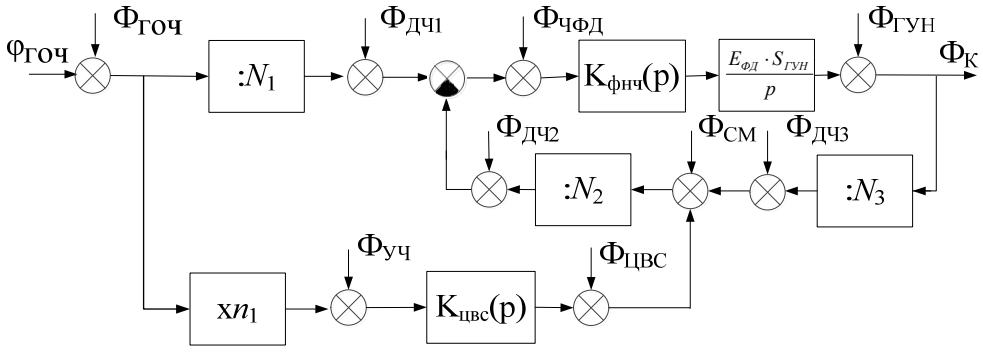


Рис. 2. Эквивалентная схема гибридного синтезатора со всеми источниками шумов

На основе эквивалентной схемы рис. 2 запишем выражение для фазовых флуктуаций выходного сигнала синтезатора:

$$\Phi_{ГС} = \left[\frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_1} - \Phi_{ДФКД1} + \Phi_{ЧФД} - \Phi_{N2} - \frac{1}{N_2}\left(\Phi_{СМ} - \left(\Phi_{ГОЧ} \cdot n_1 + \Phi_{УЧ}\right)K_{ЦВС} - \Phi_{ЦВС} + \Phi_{ДФКД3}\right)\right] H_{31}(p) + \quad (1)$$
$$+ \Phi_{ГУН} H_{32}(p),$$

где $K_{\text{ЦВС}} = f_{\text{ЦВС}} / f_T$ – коэффициент передачи ЦВС; $H_{31(p)} = \dfrac{H_1(p)N_2}{1 + H_{1(p)}}$ – передаточная функция кольца ФАПЧ по внешним шумам; $H_{32(p)} = \dfrac{1}{1 + H_{1(p)}}$ – передаточная функция кольца ФАПЧ по внутренним шумам; $H_{1(p)} = \dfrac{F_{ФНЧ}(p) \cdot K}{p} \dfrac{1}{N_2}$ – передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ; $F_{ФНЧ}(p)$ – передаточная функция ФНЧ.

На основании (1) запишем выражение для спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридного синтезатора:

$$S_{ГС1}(F) = \left[\frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ЧФД}(F) + S_{ДЧ2}(F) + \frac{1}{N_2^2}\left[S_{СМ}(F) + \left[S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F)\right] \cdot \left(K_{ЦВС}\right)^2 + S_{ЦВС}(F) + S_{ДЧ3}(F)\right]\right] \times$$
$$\times \left|H_{31}(F)\right|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot \left|H_{32}(F)\right|^2 . \quad (2)$$

Символами *S* обозначены модели СПМ фазовых шумов соответствующих звеньев на рис. 1.

В [4] предложена модель СПМ фазовых шумов ЦВС для основной частоты в виде

$$S_{ЦВС}(F) = K_{\text{ЦВС}}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + \left(10^{k_3} + 2^{-2N-0{,}59} \left(\frac{K_{\text{ЦВС}}}{f_T} \right) \right), \quad (3)$$

где $K_{\text{ЦВС}} = f_{\text{ЦВС}} / f_T$ – коэффициент деления ЦВС, $f_{ЦВС}$ – основная выходная частота ЦВС; f_T – тактовая частота; коэффициенты k_1, k_2, k_3, k_4 определяют уровень СПМ $1/F^2$ шума, $1/F$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно; $S_{кв} = 2^{-2N-0.59}\left(\dfrac{f_{out}}{f_T^2}\right)$ – СПМ фазового шума квантования ЦАП; N – число разрядов ЦАП ЦВС.

Чтобы снизить уровень фазовых шумов гибридного синтезатора необходимо уменьшить значения коэффициента деления N2 и N3 делителей ДЧ2 и ДЧ3. Этого можно достигнуть путем повышения выходной частоты ЦВС.

Одним из способов повышения частоты ЦВС является использование дополнительных умножителей частот на биполярных и полевых транзисторах. Однако использование умножителей приводит к значительному увеличению фазовых шумов синтезатора.

В [5] предлагается использовать в качестве умножителя выходной частоты ЦВС дополнительную систему ФАПЧ. Шаг сетки частот такого синтезатора увеличится в число, соответствующее значению коэффициента деления в цепи обратной связи системы ФАПЧ. Несмотря на это шаг все равно может достигать единиц Герц. Недостатком данной схемы является сложность и дороговизна, а также увеличение времени перестройки из-за дополнительной системы ФАПЧ.

В [6] предложен гибридный синтезатор частот на основе системы ФАПЧ и ЦВС, в котором для повышения выходной частоты используются дополнительные спектральные составляющие на выходе ЦВС – образы основной частоты. Структурная схема такого синтезатора представлена на рис. 3.

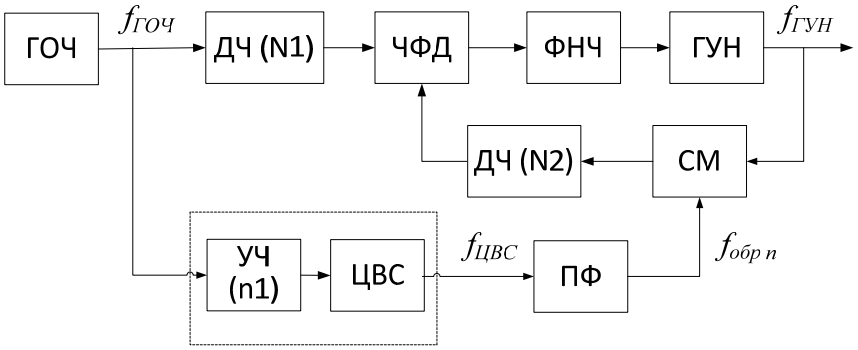


Рис. 3. Структурная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты

Выходной сигнал ЦВС содержит частоты

$$f_{обр\ n} = |n| f_T + \mathrm{sgn}(n) f_{осн},$$

где $f_{осн}$ – основная частота ЦВС; $n = \pm 1, \pm 2\ldots$ – номера образов основной частоты; sgn(x) – функция выделения знака аргумента x.

Для выделения необходимого спектрального компонента с частотой соответствующего n-го образа необходимо использовать полосовой фильтр ПФ, причем для лучшей фильтрации дискретных составляющих желательно использовать коэффициент передачи ЦВС

$$K_{ЦВС} = f_{осн} / f_T = 0{,}15 \ldots 0{,}35.$$

На выходе смесителя формируется сигнал с разностной частотой ($f_{ГУН} - f_{обр\ n}$). На выходе ЧФД вырабатывается сигнал ошибки, который через фильтр нижних частот ФНЧ подстраивает частоту ГУН.

Поскольку выходная частота ЦВС за счет использования образов может быть увеличена до значения, сравнимого с выходной частотой $f_{ГУН}$, необходимость в использовании делителя ДЧ3 отпадает.

Модель фазовых шумов (2) с учетом изменений в схеме принимает следующий вид:

$$S_{ГС\,2}(F) = \left[\frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ЧФД}(F) + S_{ДЧ2}(F) + \frac{1}{N_2^2} \left[S_{СМ}(F) + \left[S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F) \right] \cdot \left(n - K_{ЦВС} \right)^2 + S_{ЦВС_обр}(F) \right] \right] \times \quad (4)$$
$$\times |H_{31}(F)|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32}(F)|^2,$$

где

$$S_{ЦВС_обр}(F) = \left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T} \right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + \left(10^{k_3} + 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T^2} \right) \right) \left(\frac{\left(\pi \frac{|nf_T + f_{ЦВС}|}{f_T} \right)}{\sin\left(\pi \frac{|nf_T + f_{ЦВС}|}{f_T} \right)} \right)^2 \quad (5)$$

– модель СПМ фазовых шумов ЦВС на образах основной частоты [7].

Шумовые характеристики гибридных синтезаторов, были рассчитаны для следующих значений частот: $f_{ГОЧ}$ = 96 МГц, $f_{ГУН}$ = 3 ГГц и 11 ГГц. Для сравнения на рис. 4 приведены результаты моделирования шумовых характеристик гибридного синтезатора для случаев использования основной частоты ЦВС и образов основной частоты.

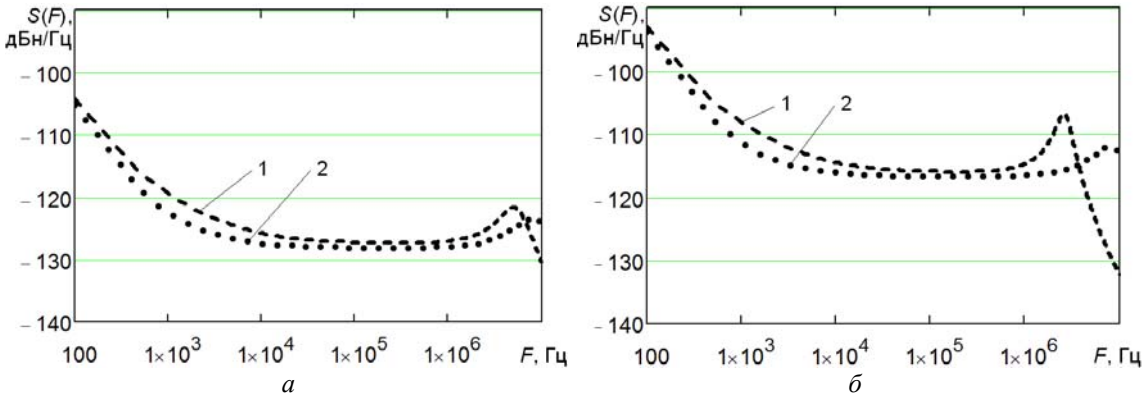


Рис. 4. СПМ фазовых шумов: 1 – синтезатора с однопетлевой ФАПЧ со смесителем и ЦВС на основной частоте; 2 – гибридного синтезатора со смесителем и ЦВС, работающим на образах основной частоты при выходной частоте 3 ГГц (*а*) и 11 ГГц (*б*)

Для синтезатора, использующего основную частоту ЦВС, получение высокой выходной частоты требует включения делителя частоты ДЧ3, так как основная частота ЦВС существенно меньше частоты ГУН.

Таким образом, в данной работе были представлены результаты моделирования шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и однокольцевой системы ФАПЧ. Полученные модели позволяют рассчитать СПМ фазовых шумов синтезатора для любых частот. Также были проанализированы способы уменьшения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов частот, основанные на увеличении выходной частоты ЦВС. Показано, что одним из наиболее приемлемых способов является использование образов выходной частоты.

Из приведенных на рис. 4 графиков видно, что фазовые шумы предлагаемого гибридного синтезатора с использованием образов основной частоты ЦВС меньше, чем у аналогичного синтезатора на основной частоте, на 3-5 дБ/Гц.

Список литературы

1. Alexander Chenakin. Frequency synthesis: current solutions and new trends / // Microwave journal. – May 2007. – P. 256–266.

2. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко, А.Н. Коровин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 1. – С. 10–15.

3. Ромашов, В.В. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 4. – С. 23–29.

4. Romashov, V.V. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers / V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov // in Proc. of the 2011 IEEE Int. Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON-2011. – Krasnoyarsk, Russia, September 15–16, 2011. – Pp. 168–171.

5. US Patent, Frequency synthesizer and frequency synthesizing method / Furkan Dayi; Sony Corporation. – №2012/0112806; Filed 25.10.2011; date of patent 10.05.2012. – 15 p.

6. Применение образов основной частоты ЦВС в гибридных синтезаторах частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 3. – С. 19–24.

7. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С. 38–48.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ТРАЕКТОРНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С ФИЛЬТРАЦИЕЙ ОЦЕНОК КООРДИНАТ ЦЕЛИ В ПРИЕМНЫХ ПОЗИЦИЯХ И ЦЕНТРЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

В. Г. Баранов, Н. П. Богомолов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
E-mail: bnp1949@mail.ru

Рассматриваются алгоритмы траекторной обработки информации в двухпозиционной радиолокационной системе с вторичной обработкой оценки векторов состояния в приемных позициях. В центре обработки информации осуществляются алгоритмы многоканальной калмановской фильтрации. Проведен сравнительный анализ результатов имитационного математического моделирования при различных вариантах применения упрощенного и расширенного фильтров Калмана в приемных позициях и в центре обработки информации.

Модель измерений и движения цели

Пусть вектор состояния $\boldsymbol{\alpha}_k$ динамической системы и вектор измеряемых параметров $\boldsymbol{\lambda}_k$ описываются уравнениями в дискретном времени

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \boldsymbol{\alpha}_{k-1} + \boldsymbol{\mu}_k, \tag{1}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \mathbf{h}_k\left(\boldsymbol{\alpha}_k\right) + \boldsymbol{\eta}_k, \tag{2}$$

где $\mathbf{B}_{k-1}$ – динамическая матрица пересчета вектора состояния на следующий шаг измерения (матрица прогноза); $\boldsymbol{\mu}_k$ – вектор шумов модели движения цели, являющийся случайной величиной, подчиняющийся нормальному закону распределения с нулевым средним значением и корреляционной матрицей дискретного маневра цели $\mathbf{Q}_k = \overline{\boldsymbol{\mu}_k \cdot \boldsymbol{\mu}_k^T}$; $\boldsymbol{\eta}_k$ – вектор ошибок измерений, элементы которого являются белым шумом с нулевым средним значением и корреляционной матрицей $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k}^{-1}$, в которой диагональные элементы соответствуют дисперсиям ошибок измерения дальности $\sigma_{r,k}^2$, азимута $\sigma_{\beta,k}^2$ и угла $\sigma_{\varepsilon,k}^2$ места цели, а вне диагональные элементы равны нулю; $\mathbf{h}_k\left(\boldsymbol{\alpha}_k\right)$ – нелинейная векторная функция пересчета вектора состояния в вектор измеряемых параметров; k – номер шага измерения

Алгоритм децентрализованной вторичной обработки с фильтрацией информации в ЦОИ (ФФ-алгоритм)

В данном алгоритме фильтрация Калмана осуществляется как в ПП, так и в ЦОИ. Результирующая оценка вектора состояния на выходе ЦОИ имеет вид

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p(k+1)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1)/k} + \mathbf{K}_{(k+1)/k} \cdot \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1),1} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1)/k} \\ \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1),2} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1)/k} \end{pmatrix}, \tag{3}$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k+1/k}$ – результирующая экстраполированная оценка вектора состояния; $\mathbf{K}_{k+1}$ – матричный коэффициент усиления, который зависит от результирующей экстраполированной корреляционной матрицы ошибок измерений ($\mathbf{C}^{-1}_{(k+1)/k}$) и корреляционных матриц ошибок измерений $\mathbf{C}^{-1}_{\alpha(k+1),i}$ оценок векторов состояния $\hat{\alpha}(k+1),i$ на выходах ПП. В виду того, что аналитическое выражение $\mathbf{K}_{k+1}$ имеет громоздкий вид, то в тезисах доклада оно не приводится.

Результирующая корреляционная матрица ошибок измерений определяется выражением.

$$\mathbf{C}^{-1}_{p(k+1)} = \left(\mathbf{C}_{(k+1)/k} + \sum_{i=1}^{m} \mathbf{C}_{\alpha(k+1),i} \right)^{-1}, \qquad (4)$$

В зависимости от принятой модели движения цели – прямолинейное равномерное, прямолинейное равноускоренное и т.д., структура векторов и матриц, входящих в соответствующие алгоритмы фильтрации Калмана, может быть различной.

Алгоритм фильтра Калмана, в оценке вектора состояния которого присутствуют оценка координат и скорости их изменении, обозначают УФК-алгоритм, если в оценке вектора состояния имеется и оценка ускорения, то это РФК-алгоритм.

Рассмотрим следующие модификации способов обработки в декартовой системе координат:

– фильтрация в ПРП УФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ УФК-фильтр (УФК-УФК алгоритм);

– фильтрация в ПРП УФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ РФК-фильтр (УФК-РФК алгоритм);

– фильтрация в ПРП РФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ УФК-фильтр (РФК-УФК алгоритм);

– фильтрация в ПРП РФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ РФК-фильтр (РФК-РФК алгоритм).

Имитационное математическое моделирование

Результаты имитационного математического моделирования с применением метода Монте-Карло приведены в виде графической зависимости среднеквадратической ошибки σ_x и ошибок оценивания Δ_x в нормированных к базе единицах, которая соответствует расстоянию между ЦОИ и ПП от номера такта измерения k для декартовой координаты X. Для двух других координат (Y и Z) результаты аналогичны.

Для полного анализа достаточно исследовать качество фильтрации оценок координат объекта при двух траекториях его движения:

– равномерное прямолинейное движение объекта в направлении на РЛС;

– движение по окружности с перегрузкой для выявления возможностей сопровождения маневрирующих объектов.

– равномерная прямолинейная и скорость движения $\upsilon_ц$ = 500 м/с, высота полета цели H = 10000 м, СКО: по дальности – 300м, по угловым координатам – 30 минут.

Рамки исследования:

– фильтрация в декартовой системе координат;

– первичная обработка РЛИ произведена;

– шумы модели движения и измерения – гауссовские;

– вопросы, связанные с синхронизацией блоков и устройств РЛС приемных позиций, а также согласование их диаграмм направленности ФАР, в работе не рассматриваются.

Рассмотрим эффективность функционирования каждой системы обработки информации погрешностей фильтрации на этапе равномерного прямолинейного движения. На рис. 1 представлены зависимости СКО и ошибки оценивания координаты X в метрах от такта измерения для всех предлагаемых к исследованию алгоритмов сопровождения (УФК-УФК – кривая 1, РФК-РФК – кривая 2, УФК-РФК – кривая 3, РФК-УФК – кривая 4). Из анализа приведенных графиков следует, что УФК-УФК алгоритм при слежении за не маневрирующим объектом имеет более лучшие качественные показатели измерений, СКО оценивания в 1.5 раза меньше СКО алгоритмов, основанных на расширенных фильтрах Калмана. РФК-РФК алгоритм имеет максимальные среднеквадратические ошибки. Это объясняется тем, что при сопровождении объекта движущегося равномерно и прямолинейно в декартовой системе координат, учет второй производной (ускорения) в векторе состояния приводит к увеличению ошибок оценивания. УФК-РФК алгоритм имеет результаты фильтрации оценок координат сравнимые с УФК-УФК алгоритмом. Это указывает на то, что применение в приемных позициях фильтров с упрощенным вектором состояния позволяет получать высокие точности оценивания вектора состояния при сопровождении объектов с прямолинейной равномерной траекторией движения. РФК-УФК алгоритм занимает промежуточное положение среди анализируемых алгоритмов. Таким образом, среднеквадратическая ошибка для УФК-УФК алгоритма к десятому шагу фильтрации уменьшается в 1,2 раза, к двадцатому шагу – в два раза. Для модификации РФК-РФК результаты следующие - к десятому шагу фильтрации СКО уменьшается в 1,2 раза, а к двадцатому в 1,4 раза. Из данных результатов видно, что до десятого шага фильтрации результаты практически одинаковые, а потом фильтры сопровождения с упрощенным вектором состояния имеют значительный выигрыш в точности оценивания вектора состояния.

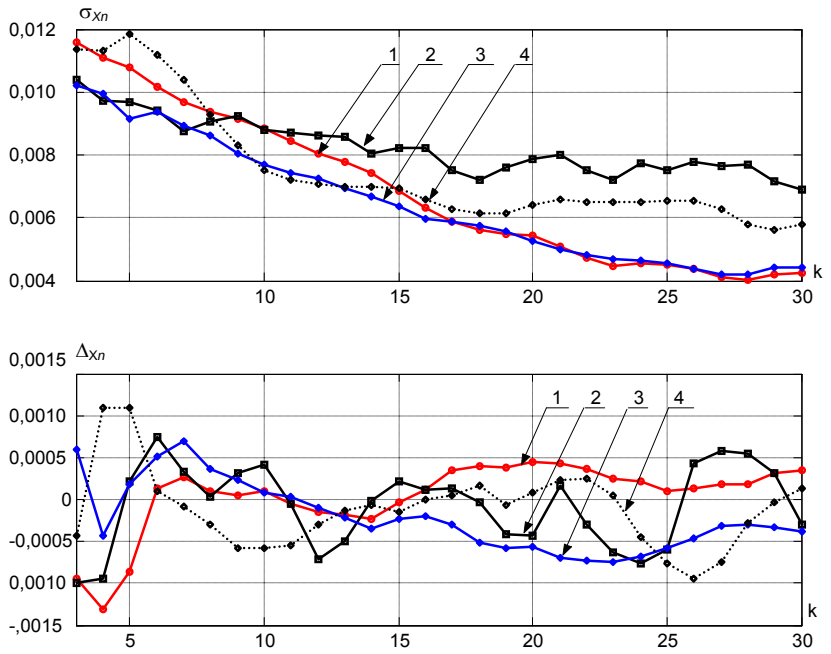


Рис. 1. Зависимость СКО σ_x и ошибок оценивания Δ_x координаты x от номера шага фильтра k

Работа рассматриваемых алгоритмов сопровождения имеет несколько особенностей. Как видно из структурной схемы (см. рис. 1) при сопровождении объектов используется несколько фильтров Калмана. Каждый из фильтров можно настраивать, учитывая особенности внешних и внутренних факторов, влияющих на точность оценивания. Основным элементом управления в фильтре Калмана является матрица дискретного маневра $\mathbf{Q}_k$, физический смысл которой заключается в регулировании полосы пропускания фильтра. Не-

обходимо выбрать такой нижний порог полосы пропускания фильтра, который позволит с минимальными ошибками оценивать координаты объекта и, в то же время, не будет наблюдаться процесс расходимости фильтра. Если полоса пропускания фильтра уменьшается, то фильтр при поступлении обновляющей информации начинает слабо реагировать на нее и основной вес в результирующей оценке в этом случае имеет прогнозированное значение оцениваемого параметра.

Чрезмерное уменьшение полосы пропускания приводит к тому, что фильтр практически полностью доверяет прогнозированному значению, не принимая во внимание обновляющую информацию. В этом случае может наблюдаться процесс расходимости фильтра сопровождения, который заключается в увеличении ошибок оценивания. В случае, если ошибки оценивания значительно превышают ошибки первичных измерений, то здесь речь идет о срыве сопровождения объекта.

Список литературы

1. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

2. Петров, А.В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / А.В. Петров, А.А. Яковлев. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

3. Bogomolov, N. Algoritm of decentralized secondary processing radar information / N. Bogomolov, S. Grebenjuk, V. Sidorov, G. Shydurov // 2002 6TH International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings «APEIE-2002». – Vol. 1. – Novosibirsk, Russia. – 2002. – P. 155–159.

4. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

5. Кузьмин, С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиоэлектронной информации / С.З. Кузьмин. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ФИЛЬТРАЦИИ КАЛМАНА В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ПРИ УЧЕТЕ В ВЕКТОРЕ НАБЛЮДАЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ОЦЕНКИ СКОРОСТИ

И. Н. Корж, Н. П. Богомолов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: Ka4ok373@mail.ru

Исследован алгоритм многоканальной калмановской фильтрации с предварительным сжатием данных в центре обработки информации многопозиционной радиолокационной системы с учетом в векторе наблюдаемых параметров оценки скорости, сформированной на основе доплеровских фильтров, функционирующих в приемных позициях. Проведен сравнительный анализ показателей качества разработанного и известного алгоритмов.

Эффективным способом повышения точности оценивания вектора состояния $\hat{\alpha}$ в многопозиционной радиолокационной системе (МПРЛС) является совместная обработка координатной информации, поступающей по линиям связи из приемных позиций (ПРП) в центр обработки информации (ЦОИ). В ЦОИ реализован оптимальный алгоритм многоканальной калмановской фильтрации с предварительным сжатием данных (ОПТ ПСД – алгоритм) [1]. Характерной особенностью разработанного алгоритма является наличие оценки скорости в результирующем векторе наблюдаемых параметров, сформированном на основе оценок радиальных скоростей цели, рассчитанных в ПРП (минимум 3-х) на основе применения доплеровских фильтров (ОПТ ПСД ДФ – алгоритм).

При разработке централизованной системы траекторной обработки (ЦСТО) важное значение имеет выбор модели движения цели, модели измерения и параметры цели, измеряемые в данной РЛС (дальность, угловые координаты, радиальные скорость и ускорения и др.). Стохастическая дискретная линейная модель движения цели и модель измерения заданы линейным разностными векторными уравнениями [2–4]:

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \boldsymbol{\alpha}_{k-1} + \boldsymbol{\mu}_k \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \mathbf{H}_k \cdot \boldsymbol{\alpha}_k + \boldsymbol{\delta}_k, \quad (2)$$

где $\mathbf{B}_{k-1}$, $\boldsymbol{\mu}_k$, $\mathbf{H}_k$ – известные матрицы; $\boldsymbol{\delta}_k$ – шум модели движения с корреляционной матрицей ошибок измерения вектора $\hat{\boldsymbol{\lambda}}$ $\mathbf{C}^{-1}_{\hat{\boldsymbol{\lambda}},k}$; k – номер такта измерения.

В работе проводиться сравнительное исследование и анализ в сферической системе координат (ССК). Моделирование движения цели в ССК в общем случае включает решение сложных нелинейных дифференциальных уравнений. Однако если для аппроксимации движения найти более простую (линеаризованную) сферическую схему, то наблюдения будут являться линейными функциями новых переменных состояния, при этом может быть получена практическая адаптивная формула оценки вектора состояния [5, 6]. С использованием аппроксимации сферической схемы достигается значительное уменьшение объема вычислений.

При моделировании было принято, что слежение за целью начинается с 300 км, высота полета – 10 км, модель движения – равномерное прямолинейное со скоростью 1800 км/час в направление на приемо-передающую позицию (ПРП). При данных условиях моделирования нелинейности модели движения являются незначительными и ими можно пренебречь. В состав МПРЛС входят три РЛС с одинаковыми погрешностями измерения и осуществляющие обнаружение цели, измерение ее параметров. Среднеквадратические ошибки измерения (СКО) вектора $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}$ составляют по дальности 300 метров, по скорости – 22,5 м/с, что соответствует соответствующим характеристикам современных РЛС сантиметрового диапазона. Центр системы координат совмещен с передающей позицией, где также находится первая приемная позиция. Вторая и третья приемные позиции разнесены на местности относительно приемо-передающей позиции. В РЛС оценки дальности R, азимута β и угла места ε цели определяются различными методами, т.е. они не коррелированны между собой.

Вышеназванные условия оценивания вектора наблюдаемых параметров при траекторной обработке РЛИ в ССК позволяют осуществлять раздельную фильтрацию оценок координат цели.

Ввиду того, что в работе рассматриваются только алгоритмы фильтрации и объединения фазовых координат – параметров траектории цели, то предыдущие этапы системы траекторной обработки радиолокационных данных в МПРЛС: обнаружение цели, идентификация новой отметки с той или иной из сопровождаемых траекторий, привязки их на каждой ПРП к единому моменту времени считаем успешно реализованными.

Для объединения параметров траектории цели от различных позиций использована централизованная модель построения МПРЛС (рис. 1).

Условием реализации оптимального алгоритма многоканальной калмановской фильтрации в МПРЛС является совместная (централизованная) обработка векторов наблюдаемых параметров (3) от каждой приёмной позиции, т.е. вычисление оценки результирующего вектора наблюдаемых параметров, получаемый путем сжатия входных данных (ОПТ ПСД – алгоритм) [1]:

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{p,k} = \Big(\sum_{l=1}^{L} \mathbf{C}_{l,k}\Big)^{-1} \cdot \sum_{l=1}^{L} \mathbf{C}_{l,k} \cdot \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}. \quad (3)$$

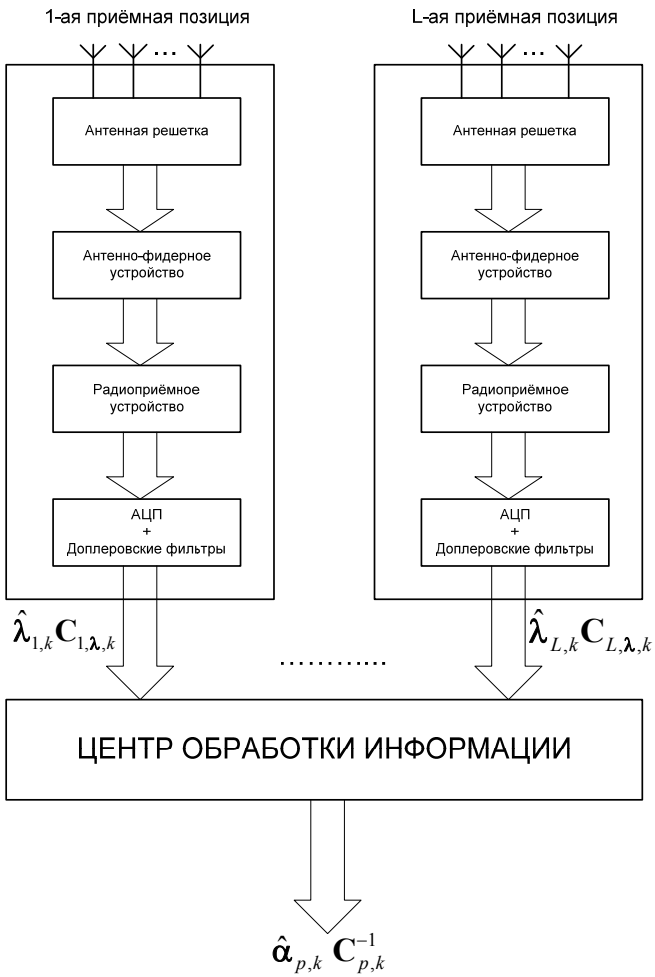


Рис. 1. Структура алгоритма централизованной обработки траекторной информации в МПРЛС

Выражения результирующей оптимальной оценки вектора состояния и результирующей корреляционной матрицы ошибок измерений на выходе ЦОИ с учетом данных текущего измерения имеют вид:

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1} + \mathbf{C}_{p,k}^{-1} \cdot (\sum_{l=1}^{L} \mathbf{C}_{l,k}) \cdot [\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1}], \tag{4}$$

$$\mathbf{C}_{p,k}^{-1} = (\mathbf{C}_{p,k/k-1} + \sum_{l=1}^{L} \mathbf{C}_{l,k})^{-1}, \tag{5}$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1}, \mathbf{C}_{p,k/k-1}^{-1}$ – соответственно, прогнозированная оценка результирующего вектора состояния и её корреляционная матрица ошибок измерения; $\mathbf{C}_{l,k}$ – корреляционная матрица точности измерений вектора $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}$; $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{p,k/k-1}$ – прогнозированный вектор наблюдаемых параметров с соответствующей корреляционной матрицей точности $\mathbf{C}_{\hat{\boldsymbol{\lambda}},p,k/k-1}$.

Структурная схема многоканального фильтра с предварительным сжатием входных данных представлена на рис. 2. С ростом числа каналов объем вычислений в таком фильтре возрастает незначительно, так как увеличение числа каналов L отражается только на процедуре сжатия данных и не затрагивает алгоритма фильтрации, поэтому, реализация такого фильтра требует использования однотипных измерителей.

От каждой ПРП в ЦОИ по линиям связи передаются вектора наблюдаемых параметров $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}$. В ОПТ ПСД – алгоритме в векторе $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}$ присутствует оценка координаты дально-

сти, в разработанном ОПТ ПСД ДФ – алгоритме – оценка координаты дальности и радиальной скорости с соответствующей корреляционной матрицей ошибок измерения (6).

На первом этапе обработки в ЦОИ осуществляется расчет оценки скорости на основе оценки радиальных скоростей цели от трех позиций и предварительного сжатия данных (3). На втором этапе обработки рассчитывается результирующая оценка вектора состояния (4) с соответствующей результирующей корреляционной матрицей ошибок измерения вектора $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k}$.

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k} = (\hat{r}_{l,k}, \hat{\dot{r}}_{l,k})^T \quad \mathbf{C}^{-1}_{\hat{\boldsymbol{\lambda}},k} = \begin{pmatrix} \sigma^2_{\hat{r},l,k} & 0 \\ 0 & \sigma^2_{\hat{r},l,k} \end{pmatrix}. \tag{6}$$

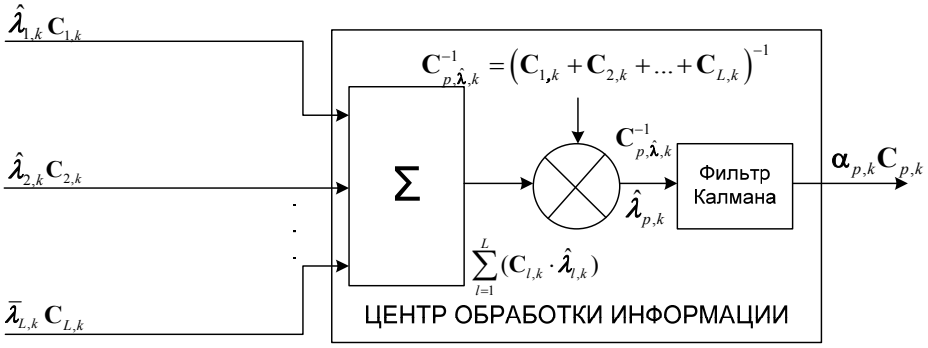


Рис. 2. Структура алгоритма многоканального фильтра Калмана
с предварительным сжатием данных

Сравнительную оценку эффективности работы ОПТ ПСД – алгоритма и ОПТ ПСД ДФ – алгоритма траекторной обработки проведен путем имитационного математического моделирования с применением метода Монте-Карло и соответствующие результаты изображены на рис. 3–4.

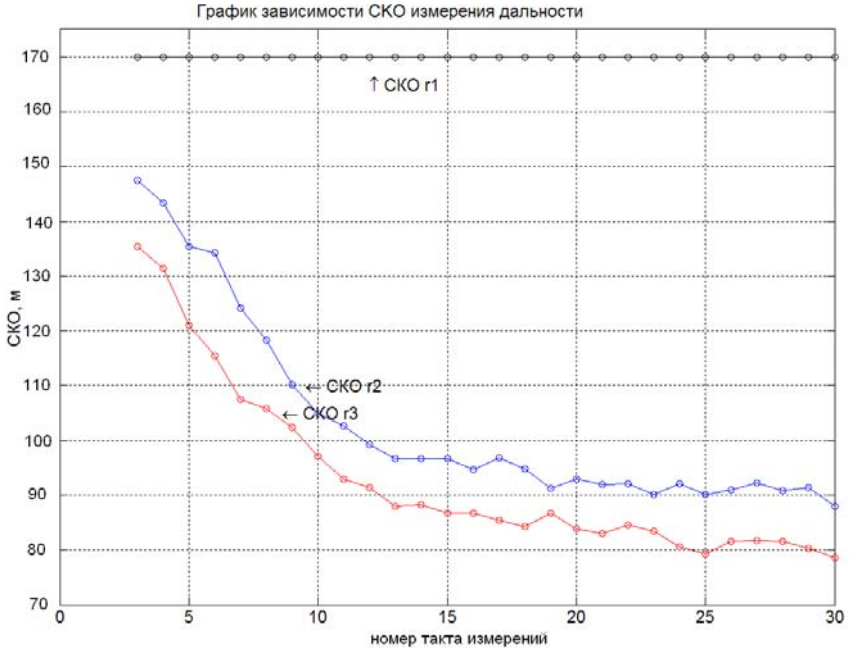


Рис. 3. Зависимость СКО измерения координаты дальности в метрах от номера такта измерения:
СКОr1 – на входе ЦОИ. Результаты траекторной обработки в ЦОИ:
СКОr2 – ОПТ ПСД – алгоритма; СКОr3 –ОПТ ПСД ДФ – алгоритма

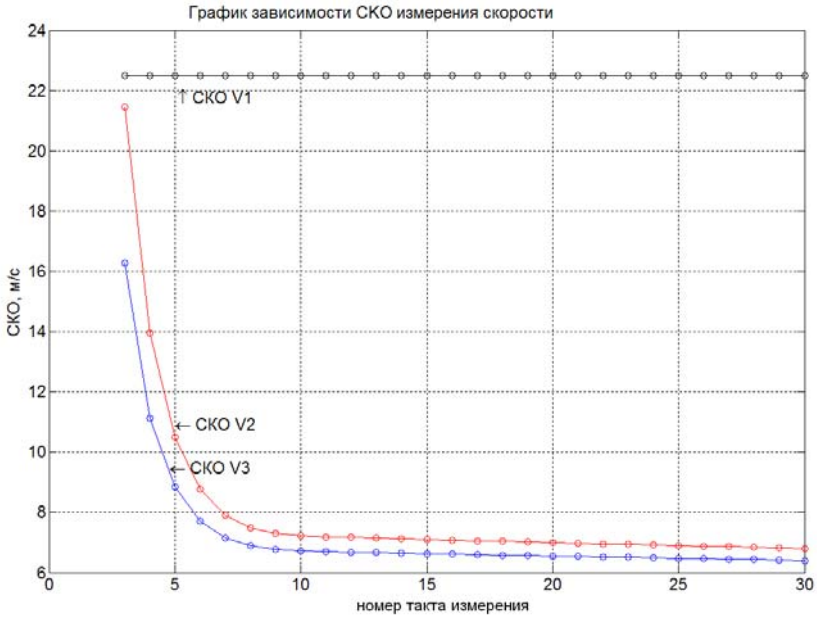


Рис. 4. Зависимости СКО измерения оценки скорости от номера такта измерения:
СКОV1 – на входе ЦОИ. Результаты траекторной обработки в ЦОИ:
СКОV1 – ОПТ ПСД – алгоритма; СКОV2 – ОПТ ПСД ДФ – алгоритма

На основании результатов проведенного моделирования можно сделать следующие выводы.

1. Погрешности измерения траекторной обработки РЛИ в ЦОИ, основанная на алгоритме многоканальной калмановской фильтрации, в установившимся режиме в обоих ЦСТО является сходящимся.

2. СКО измерения координаты дальности, рассчитанные на основании ОПТ ПСД ДФ – алгоритма, на 10…20 % меньше, чем у ОПТ ПСД – алгоритма и в 2,1–2,3 раза меньше, чем соответствующая СКО измерения на входе фильтра Калмана после сжатия данных.

Список литературы

1. Гришин, Б.П. Динамические системы, устойчивые к отказам / Б.П. Гришин, Ю.М. Казаринов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

2. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

3. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. – Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширман. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил.

4. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации / А. Фарина, Ф. Студер. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.

5. Gholson, N.H. Maneuvering target tracking using adaptive state estimation / N.H. Gholson and R.L. Moose // IEE Transactions on Aerospace and Electronic, Systems, May 1977.

6. Moose, R.L. Modeling and estimation for tracking maneuvering targets, Maneuvering target tracking using adaptive state estimation / R.L. Moose, H.V. Vanlandingham // IEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – V.AES -15. – № 3, may 1979.

ТРАЕКТОРНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В ЦЕНТРЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С ФИЛЬТРАЦИЕЙ ОЦЕНОК В ПРИЕМНЫХ ПОЗИЦИЯХ

О. В. Сидоров, Н. П. Богомолов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: bnp1949@mail.ru

Рассматриваются методы траекторной обработки информации в двухпозиционной радиолокационной системе с калмановской фильтрацией в приемных позициях. В центре обработки информации осуществляются алгоритмы или многоканальной калмановской фильтрации, или комплексирования (объединения) результатов фильтрации оценок векторов состояния, рассчитанных в приемных позициях. Приведены сравнительные результаты имитационного моделирования.

Постановка задачи

Задача обеспечения высокой точности оценивания фазовых координат – параметров траектории цели может быть решена путем объединения или многоканальной калмановской фильтрации в центре обработки информации (ЦОИ) многопозиционной радиолокационной системы (МПРЛС) результатов фильтрации оценок векторов состояния, рассчитанных в приемных позициях (ПП) с применением алгоритмов фильтрации Калмана.

Алгоритм децентрализованной системы траекторной обработки (ДЦСТО) радиолокационной информации (РЛИ), в котором результаты фильтрации оценок векторов состояния ПП объединяются в ЦОИ, обозначим ФО – алгоритмом. При применении в ЦОИ многоканальной калмановской фильтрации – ФФ – алгоритмом.

Ввиду того, что в работе анализируется и исследуется только алгоритмы фильтрации и объединения оценок параметров траектории цели, то предыдущие этапы траекторной обработки радиолокационных данных в МПРЛС (преобразование отметок цели в единую систему координат, привязки их и в каждой ПП к единому моменту времени, процедуры идентификации отметок с траекториями систем) считаем успешно реализованными.

Модель измерений и движения цели

Пусть вектор состояния $\boldsymbol{\alpha}_k$ динамической системы и вектор измеряемых параметров $\boldsymbol{\lambda}_k$ описываются уравнениями в дискретном времени [5]

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \boldsymbol{\alpha}_{k-1} + \boldsymbol{\mu}_k, \tag{1}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \mathbf{h}_k\left(\boldsymbol{\alpha}_k\right) + \boldsymbol{\eta}_k, \tag{2}$$

где $\mathbf{B}_{k-1}$ – динамическая матрица пересчета вектора состояния на следующий шаг измерения (матрица прогноза); $\boldsymbol{\mu}_k$ – вектор шумов модели движения цели, являющийся случайной величиной, подчиняющийся нормальному закону распределения с нулевым средним значением и корреляционной матрицей дискретного маневра цели $\mathbf{Q}_k = \overline{\boldsymbol{\mu}_k \cdot \boldsymbol{\mu}_k^T}$; $\boldsymbol{\eta}_k$ – вектор ошибок измерений, элементы которого являются белым шумом с нулевым средним значением и корреляционной матрицей $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k}^{-1}$, в которой диагональные элементы соответствуют дисперсиям ошибок измерения дальности $\sigma_{r,k}^2$, азимута $\sigma_{\beta,k}^2$ и угла $\sigma_{\varepsilon,k}^2$ места цели, а вне диагональные элементы равны нулю; $\mathbf{h}_k\left(\boldsymbol{\alpha}_k\right)$ – нелинейная векторная функция пересчета вектора состояния в вектор измеряемых параметров; k – номер шага измерения

Структура обобщенного алгоритма ДЦСТО в двухпозиционной радиолокационной системе (РЛС) изображена на рис. 1, где $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k}$ лямбда – вектор наблюдения с соответствую-

щей матрицей ошибок измерения $\mathbf{C}^{-1}{}_{\boldsymbol{\lambda},l,k}$ на воде ПП (l =1, 2 – номер приемной позиции); $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{l,k}, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k}$ – оценки векторов состояния и соответствующие корреляционная матрица точности измерения $\mathbf{C}^{-1}{}_{\boldsymbol{\alpha},l,k}, \mathbf{C}^{-1}{}_{\boldsymbol{\alpha},p,k}$ (индекс l – рассчитанные в ПП, p – результирующие, рассчитанные в ЦОИ).

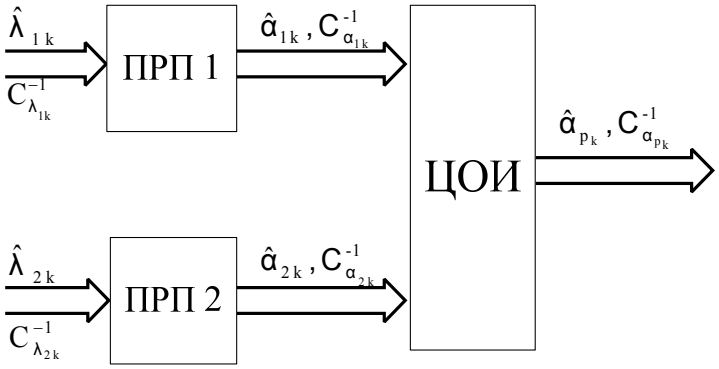


Рис. 1. Структура обобщенного алгоритма ДЦСТО

Уравнения алгоритма фильтрации Калмана для l-й ПП приведены в [2].

Разработка ФФ – алгоритма, который основывается на алгоритме многоканальной калмановской фильтрации в ЦОИ оценок $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{1,k}$ и $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{2,k}$, полученных в результате вторичной обработки в ПП [1].

Результирующую оценку вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k}$, рассчитанную в ЦОИ, получим на основе алгоритмов фильтрации Калмана [2]

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1} + \mathbf{K}_{p,k} \cdot \left[\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{p,k} - \mathbf{h}_k(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1}) \right], \tag{3}$$

$$\mathbf{C}^{-1}{}_{p,k} = \mathbf{C}^{-1}{}_{p,k/k-1} - \mathbf{K}_{p,k} \cdot \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{C}^{-1}{}_{p,k/k-1}, \tag{4}$$

$$\mathbf{K}_{p,k} = \mathbf{C}^{-1}{}_{p,k/k-1} \cdot \mathbf{H}_k{}^T \cdot (\mathbf{H}_k \cdot \mathbf{C}^{-1}{}_{p,k/k-1} \cdot \mathbf{H}_k{}^T + \mathbf{C}^{-1}{}_{\boldsymbol{\lambda}_p,k})^{-1}, \tag{5}$$

$$\mathbf{C}^{-1}{}_{p,k/k-1} = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \mathbf{C}^{-1}{}_{p,k-1} \cdot \mathbf{B}^T{}_{k-1} + \mathbf{Q}_{k-1}, \tag{6}$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k-1} = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k-1}$ – прогнозированная оценка вектора состояния; $\mathbf{K}_{p,k}$ – матричный коэффициент усиления; $\mathbf{h}_k(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1})$ – прогнозированная оценка вектора наблюдаемых параметров; $\mathbf{H}_k$ – матрица статического пересчета измерений вектора состояния в вектор наблюдаемых параметров; $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{p,k} = (\hat{\boldsymbol{\alpha}}^T_{1,k}, \hat{\boldsymbol{\alpha}}^T_{2,k})^T$ – вектор наблюдений на входе ЦОИ с соответствующей корреляционной матрицей:

$$\mathbf{C}^{-1}_{\boldsymbol{\lambda}_p,k} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}^{-1}_{1,k} & 0 \\ 0 & \mathbf{C}^{-1}_{2,k} \end{pmatrix}. \tag{7}$$

Результирующая оценка вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k}$ имеет вид [3]

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k\text{-}1} + \sum_{l=1}^{2} \mathbf{K}_{1\,l,\,k} \cdot \left(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{l,k} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k\text{-}1} \right). \tag{8}$$

Результирующая корреляционная матрица ошибок измерения определяется выражением

$$\mathbf{C}_{p,k}^{-1} = \mathbf{C}_{p,k/k\text{-}1}^{-1} - \sum_{l=1}^{2} \mathbf{K}_{ll,k} \cdot \mathbf{C}_{p,k/k\text{-}1}^{-1} = \left(\mathrm{I} - \sum_{l=1}^{2} \mathbf{K}_{ll,k} \right) \cdot \mathbf{C}_{p,k/k\text{-}1}^{-1}. \quad (9)$$

В экстраполяторе результирующая оценка вектора состояния, сформированная в ЦОИ, прогнозируется на следующий такт измерения. Невязка $\mathbf{v}_{l,k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{l,k} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k/k\text{-}1}$, рассчитанная в каждом из ПП, с установленным матричным весом добавляется к прогнозированной оценке, что и дает результирующую оценку вектора состояния [2].

Другим способом обработки информации в ЦОИ является комплексирование (объединение) результатов фильтрации оценок вектора состояния, полученных в ПП с весами обратно пропорциональным соответствующим дисперсиям измерения координат элементов вектора $\boldsymbol{\alpha}$. Комплексирование можно производить по методике, приведенной в [4]. Дополнительные индексы будем опускать в случаях, когда это не вызывает неоднозначного толкования.

$$p(\boldsymbol{\alpha}) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \cdot |\mathbf{C}_i|^{\frac{1}{2}} \cdot \exp\left[-0,5 \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_i)^T \cdot \mathbf{C}_i \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_i) \right], \quad (10)$$

где $\boldsymbol{\alpha}$ – оцениваемый случайный вектор состояния; $\mathbf{C}_1$,$\mathbf{C}_2$ – симметричные матрицы точности $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_i$ для первой и второй ПП.

Найдем выражение логарифма совместной плотности вероятности:

$$\ln p(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2) = -\left(\frac{1}{2}\right) \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_1)^T \cdot \mathbf{C}_1 \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_1) - \left(\frac{1}{2}\right) \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2)^T \cdot \mathbf{C}_2 \cdot (\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2) + const. \quad (11)$$

Ввиду того, что оценки векторов состояния, сформированных уравнениями фильтрации Калмана в ПП, независимы и подчинены нормальному закону распределения, то для определения результирующей оценки вектора состояния, полученной в результате комплексирования соответствующих оценок в центре обработки информации, применим методику, приведенную в [4].

После изменения постоянной принимает вид:

$$\ln p(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2) = -\left(\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_p\right)^T \cdot \mathbf{C}_p \cdot \left(\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_p\right) \cdot const. \quad (12)$$

Определяя отсюда плотность вероятности $p(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2)$ и постоянную (14) из условия нормировки, приходим к стандартной форме записи многомерного нормального закона

$$p(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \cdot |\mathbf{C}_p|^{\frac{1}{2}} \cdot \exp\left[-\left(\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_p\right)^T \cdot \mathbf{C}_p \cdot \left(\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_p\right) \right]. \quad (13)$$

Формально введенные величины $\mathbf{C}_p$ и $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_p$ приобретают отчетливый смысл результирующей матрицы точности и результирующей оценки вектора состояния на выходе системы обработки ЦОИ. Последняя сводится к весовой сумме оценок $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1$ и $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_2$ и определяется выражением

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_p = \mathbf{C}_p^{-1} \cdot \left(\mathbf{C}_1 \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_1 + \mathbf{C}_2 \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2 \right), \quad (14)$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2$ и $\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2$ - оценки вектора состояния и соответствующие им корреляционные матрицы точности измерения; $\mathbf{C}_p^{-1}$ – результирующая корреляционная матрица ошибок измерения, имеющая вид

$$\mathbf{C}_p^{-1} = \left(\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2\right)^{-1}. \qquad (15)$$

Оценка $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_p$ соответствует максимуму послеопытной плотности вероятности $p\left(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_2\right)$.

Тактико-технические характеристики РЛС приемных позиций:

- модель движения цели – равномерная прямолинейная, движения по дуге окружности с перегрузкой равной шести;
- скорость движения цели υ = 400 м/с;
- высота полета цели постоянная H = 10 000 м;
- СКО измерения: по дальности – 300 м, по угловым координатам – 30′;
- период обзора T = 10 с.

Рамки исследования:

- цель обнаружена;
- произведена первичная обработка радиолокационной информации;
- погрешности измерения РЛС приемных позиций одинаковы;
- оценки векторов состояния приемных позиций являются независимыми.

Проведем сравнение полученных результатов фильтрации оценок координат цели с известным алгоритмом децентрализованной обработки, который предполагает комплексирование результатов фильтрации оценок координат вектора состояния в ЦОИ. Имеет смысл привести зависимость параметров только для одной декартовой координаты, так как для остальных координат результаты аналогичные.

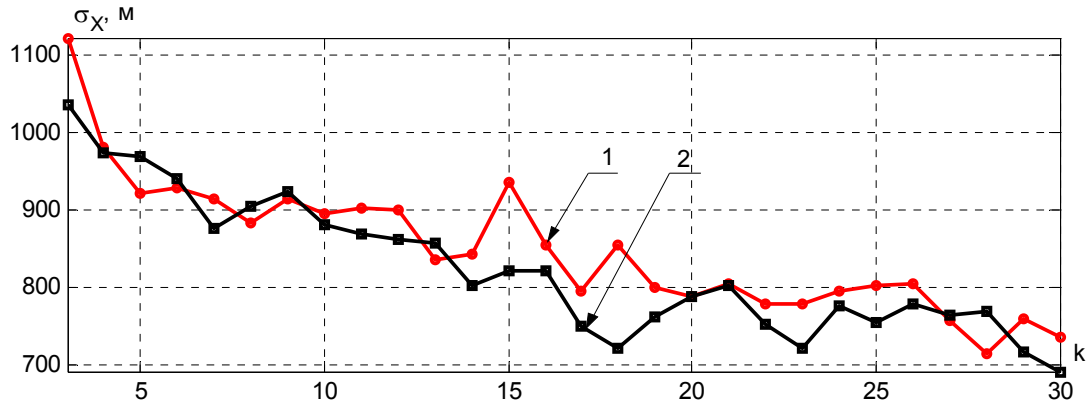


Рис. 2. Зависимость СКО σ_x координаты x

На рис. 2 представлены зависимость СКО координаты X цели при прямолинейном равномерном движении, причем кривая 1 соответствует комплексированию информации в ЦОИ, а кривая 2 – обработке оценок вектора состояния цели на основе алгоритмов фильтрации Калмана в ЦОИ, полученных от каждой приемной позиции.

Из анализа кривых следует, что результаты фильтрации оценок координаты X практически одинаковые. Среднеквадратическая ошибка к десятому шагу уменьшается в 1,22 раза, а к двадцатому – в 1,37 раза. К пятнадцатому шагу фильтрации фильтр работает в установившемся режиме. Ошибки оценивания при фильтрации оценок вектора состояния цели в ЦОИ изменяются более плавно, чем в случае их комплексирования.

На рис. 3 представлены результаты фильтрации оценок координаты X цели на этапе движения по дуге окружности с перегрузкой равной шести.

Кривая 1 соответствует комплексированию информации, полученной от приемных позиций, кривая 2 – фильтрации в ЦОИ, полученной от приемных позиций. Из полученных результатов можно сделать вывод, что СКО при фильтрации в ЦОИ оценок вектора состояния маневрирующей цели, полученных в приемных позициях, соизмеримы с СКО при комплексировании указанных оценок.

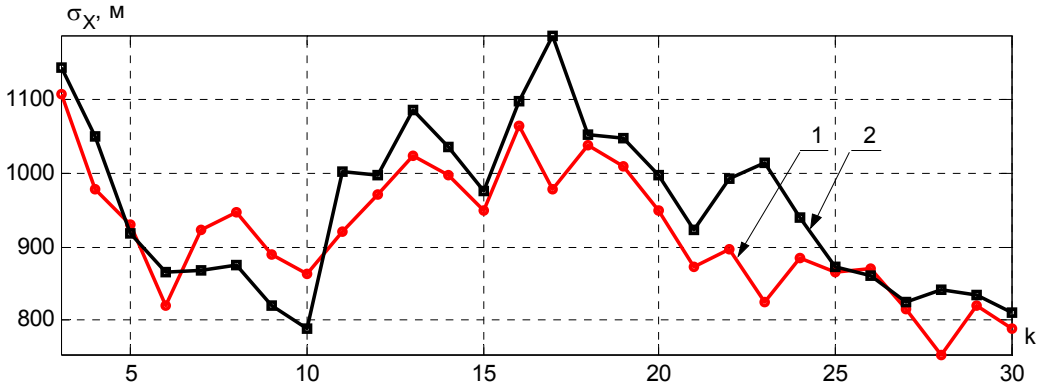


Рис. 3. Зависимость СКО σ_x координаты *x*

Вследствие того, что повышения точности оценивания не наблюдается, рекомендуется использовать в ЦОИ комплексирование оценок вектора состояния лоцируемой цели. Кроме того, операция комплексирования требует меньшей производительности вычислительных средств.

Список литературы

1. Гришин, Б.П. Динамические системы, устойчивые к отказам / Б.П. Гришин, Ю.М. Казаринов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

2. Петров, А.В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / А.В. Петров, А.А. Яковлев; под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

3. Богомолов, Н.П. Децентрализованные алгоритмы обработки информации в двухканальных измерительных системах / Н.П. Богомолов // Вестн. Сиб. гос. аэрокосм. ун-та. Вып. в СибГАУ. – Красноярск, 2005. – С. 7–11.

4. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

5. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

6. Кузьмин, С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиоэлектронной информации / С.З. Кузьмин. – М.: Радио и связь, 1986. – 352с.

АЛГОРИТМЫ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МАТРИЦЫ ДИНАМИЧЕСКОГО ПЕРЕСЧЕТА ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ КООРДИНАТЫ УГЛА МЕСТА

А. А. Яницкий, Н. П. Богомолов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: alex260491@mail.ru

Исследованы алгоритмы калмановской фильтрации в бистатической радиолокационной системе с различными видами матрицы динамического пересчета для оценки координаты угла места. Проведен анализ алгоритмов вторичной обработки информации при равномерном прямолинейном движении цели.

1. Постановка задачи

В настоящее время актуальной является задача защиты РЛС от применения противником искусственных помех. Бистатическая РЛС, состоящая из разнесенных в пространстве передающей и приемной позиций, является одним из вариантов реализации поставленной

задачи [1, 3]. В работе произведено исследование алгоритма фильтрации Калмана. Выбор сферической системы координат устраняет необходимость преобразования полученных оценок вектора состояния цели из одной системы координат в другую. Кроме того, в связи с независимостью и стационарностью ошибок измерений фильтр может быть представлен в виде совокупности трех простых фильтров, в каждом из которых раздельно обрабатываются результаты измерений дальности, азимута и угла места [4, 5]. В ССК движение цели не может быть описано линейными разностными уравнениями (1) и соответствующая фильтрация становится нелинейной [3–5]. Вследствие этого, при применении алгоритмов фильтрации Калмана, будут накапливаться ошибки прогнозирования. В целях уменьшения данных ошибок в работе прилагается простой и в тоже время эффективный подход который заключается в применении модифицированной матрицы $\mathbf{B}_{k,м}$, в которой применяется коррекция скорости цели в зависимости от ее пространственного положения (k – номер такта измерения). Алгоритм фильтрации Калмана с матрицей $\mathbf{B}_{k,м}$ обозначим РФКМ – алгоритмом.

2. Математическая модель движения и измерения

При разработке системы вторичной обработки РЛИ в бистатической радиолокационной системе важное значение имеет выбор модели движения цели, модели измерения и параметры цели, измеряемые в данной РЛС (дальность, угловые координаты, радиальные скорость и ускорения и др.). Модель движения цели и модель измерения заданы линейными разностными векторными уравнениями [1–3]:

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \boldsymbol{\alpha}_{k-1} + \boldsymbol{\mu}_k , \tag{1}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \mathbf{h}_k \left(\boldsymbol{\alpha}_k \right) + \boldsymbol{\eta}_k , \tag{2}$$

где $\mathbf{B}_{k-1}$ – динамическая матрица пересчета вектора состояния на следующий шаг измерения (матрица прогноза); $\boldsymbol{\mu}_k$ – вектор шумов модели движения цели, являющийся случайной величиной, подчиняющийся нормальному закону распределения с нулевым средним значением и корреляционной матрицей дискретного маневра цели $\mathbf{Q}_k = \overline{\boldsymbol{\mu}_k \cdot \boldsymbol{\mu}_k^T}$; $\boldsymbol{\eta}_k$ – вектор ошибок измерений, элементы которого являются белым шумом с нулевым средним значением и корреляционной матрицей $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k}^{-1}$, в которой диагональные элементы соответствуют дисперсиям ошибок измерения дальности $\sigma_{r,k}^2$, азимута $\sigma_{\beta,k}^2$ и угла $\sigma_{\varepsilon,k}^2$ места цели; $\mathbf{h}_k \left(\boldsymbol{\alpha}_k \right)$ – нелинейная векторная функция пересчета вектора состояния в вектор измеряемых параметров.

3. Алгоритм фильтрации Калмана

Алгоритм обобщенного дискретного фильтра Калмана (ФК) для дискретной линейной модели движения цели в ССК описывается следующими соотношениями [1-3]:

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k-1} + \mathbf{K}_k \cdot \left(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k - \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k/k-1} \right), \tag{3}$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1} = \mathbf{K}_{k-1} \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k-1} , \tag{4}$$

$$\mathbf{C}_{k/k-1}^{-1} = \mathbf{B}_{k-1} \cdot \mathbf{C}_{k-1}^{-1} \cdot \mathbf{B}_{k-1}^T \cdot \mathbf{Q}_k , \tag{5}$$

$$\mathbf{C}_k^{-1} = \left[\mathbf{C}_{k/k-1} + \mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k} \right]^{-1}, \tag{6}$$

$$\mathbf{K}_k = \left[\mathbf{C}_{k/k-1} + \mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k} \right]^{-1} \cdot \mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda},k} , \tag{7}$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k$ – оценка вектора состояния; $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k$ – вектор наблюдения; $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1}$ – прогнозированная оценка вектора состояния; $\mathbf{C}_{k/k-1}^{-1}$ – априорная матрица ошибок измерения вектора $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1}$;

$\mathbf{C}_k^{-1}$ – апостериорная матрица ошибок измерения вектора $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k$; $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\lambda}_k}^{-1}$ – матрица ошибок измерения вектора $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k$; $\mathbf{K}_k$ – матричный коэффициент усиления.

4. Алгоритм фильтрации Калмана с модифицированной матрицей динамического пересчета

При этом были рассмотрены три алгоритма ФК с различной структурой оценки вектора состояния: в первом присутствует оценка координаты угла места $\hat{\varepsilon}_k$ и оценка ее скорости $\hat{\dot{\varepsilon}}_k$ (УФК – алгоритм), во втором – кроме вышеназванных и оценка ускорения $\hat{\ddot{\varepsilon}}_k$ (РФК – алгоритм). Третий алгоритм отличается от второго применением матрицы $\mathbf{B}_{k,m}$.

В РФК алгоритме закон изменения скорости имеет линейный характер и описывается выражением

$$\hat{\dot{\varepsilon}}_k = \hat{\dot{\varepsilon}}_k + \hat{\ddot{\varepsilon}}_k \cdot T\,. \tag{8}$$

На практике скорость изменения координаты меняется нелинейно, поэтому при применения данной матрицы будут накапливаться ошибки прогнозирования.

Таким образом, необходимо сформировать матрицу $\mathbf{B}_{k,m}$, которая бы соответствовала закону изменения скорости оцениваемой координаты. Для решения этой задачи предлагается метод, который заключается в изменении значений элементов матрицы $\mathbf{B}_{k,m}$ в соответствии с пространственным положением цели. Закон изменения скорости запишем в следующем виде

$$\hat{\dot{\varepsilon}}_k = \hat{\dot{\varepsilon}}_k + \hat{\ddot{\varepsilon}}_k \cdot K(\varepsilon_k) \cdot T\,, \tag{9}$$

где $K(\varepsilon_k)$ – коэффициент коррекции.

Для оценки координаты угла места коэффициент коррекции рассчитывается на основании того, что скорость изменения угла места изменяется нелинейно при приближении лоцируемой цели к РЛС.

В этом случаях для повышения точности сопровождения предлагается использовать динамическую матрицу пересчета с коэффициентом коррекции скорости изменения угла места следующего вида

$$K(\varepsilon_k) = e^{-\frac{\varepsilon_k - D_{max}}{\varepsilon_k}} \tag{10}$$

Зависимость коэффициента коррекции для канала угла места от расстояния до цели показана на рис. 2.

Модифицированная матрица динамического пересчета для алгоритмов обработки координатной информации была получена экспериментальным путем и может быть представлена для координаты угол места в виде:

$$\mathbf{B}_{k,m} = \begin{pmatrix} 1 & \mathrm{T} & \dfrac{\mathrm{T}^2}{2} \\ 0 & 1 & K(\varepsilon_k) \cdot \mathrm{T} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{11}$$

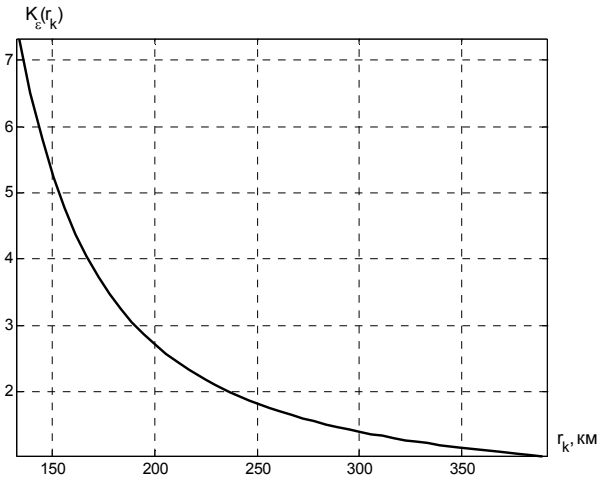


Рис. 1. Зависимость коэффициента коррекции для канала угла места

5. Исследование фильтрации оценки координаты угла места методом статистического моделирования

В работе приведены сравнительные результаты имитационного статистического моделирования (методом Монте-Карло) при различных моделях движения.

При моделировании было принято: слежение за целью начинается с 300 км, высота полета цели 10 км, СКО измерения координаты угла места – 30 минут, модель движения – равномерное прямолинейное со скоростью 1500 км/час в направлении на РЛС.

Оценить качество фильтрации и сходимость протекающих процессов можно по истечении 30 шагов фильтрации. Проведем исследование алгоритмов фильтрации оценок пространственных координат в ССК для РЛС при различных траекториях движения цели. Главным критерием качества фильтрации является минимизация СКО оценок вектора состояния цели от номера такта фильтрации k.

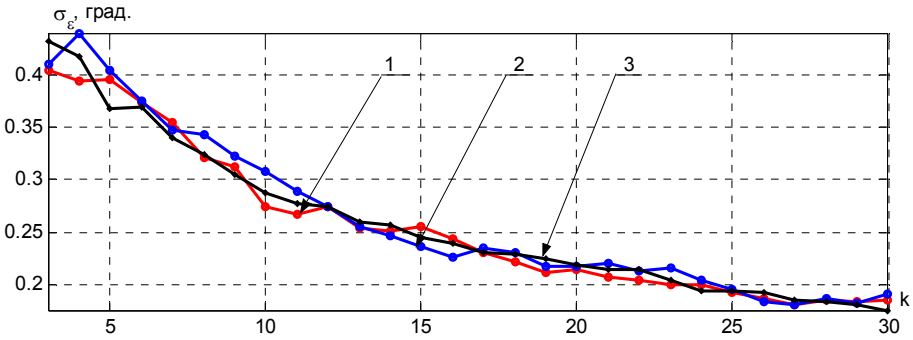


Рис. 2. Зависимость СКО измерения угла места цели от k

На рис. 2 представлены зависимость СКО измерения координаты угла места в градусах от номера такта фильтрации k. Из анализа кривых 1–3 следует, что алгоритмы фильтрации оценок координаты угла места с применением УФК-фильтра (кривая 1), РФК-фильтра – с классической матрицей прогноза **B** (кривая 2), а также РФКМ-фильтра с модифицированной матрицей прогноза, показали практически одинаковые точностные характеристики. СКО измерения к десятому шагу фильтрации уменьшается в 1,7 раз, а к двадцатому – в 2,2 раза.

Выводы

1. Исследованы возможности применения алгоритмов вторичной обработки информации сопровождаемой цели на основе бистатической РЛС. Предложена простая в реали-

зации матрица динамического пересчета, позволяющая с высокой точностью оценивать координату угла места цели в сферической системе координат.

2. Ошибки оценивания координаты угла места цели для исследуемых алгоритмов сходятся к нулю, что говорит об устойчивой работе алгоритмов.

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред Я.Д. Ширман. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил.

2. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

3. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации / А. Фарина, Ф. Студер. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.

4. Gholson, N.H. Maneuvering target tracking using adaptive state estimation / N.H. Gholson and R.L. Moose // IEE Transactions on Aerospace and Electronic, Systems. – May 1977.

5. Moose, R.L. Modeling and estimation for tracking maneuvering targets, Maneuvering target tracking using adaptive state estimation / R.L. Moose, H.V. Vanlandingham // IEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – V.AES -15. – № 3, may 1979.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ БОРТОВОЙ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОЙ РЛС

М. В. Харчевский, Р. М. Русяев, В. В. Филоненко (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153
E-mail: maksharchevskii@mail.ru

Показана проблема обнаружения высокоскоростных воздушных целей (ВВЦ) и разработан способ радиолокационного обнаружения, способный обеспечить увеличение отношения сигнал/шум в каналах обработки отраженного сигнала при наблюдении ВВЦ.

В настоящее время во многих странах ведутся разработки ВВЦ, в числе которых гиперзвуковые летательные аппараты (ГЗЛА). ГЗЛА характеризуются большой дальностью применения и высокой скоростью (от 5 М, где М – число Маха) и способны маневрировать с помощью аэродинамических сил. Первым образцом ГЗЛА была американская крылатая ракета Х-7, которая достигла скорости 4.61 М, а в настоящее время известны образцы, которые способны достигать 8 М и более, например, Х-51А [1].

Существует необходимость быстрого обнаружения ВВЦ, т.к. это предопределяет получение дополнительного запаса времени, затрачиваемого на выполнение процедур опознавания, анализа сигнально-помеховой обстановки и совершение маневра по занятию более выгодного положения для атаки. Единственным реальным приемом решения этой задачи является использование импульсно-доплеровских (ИД) РЛС с увеличенным временем когерентного накопления сигналов [2].

Цель работы – разработка способа первичной обработки отраженных сигналов в импульсно-доплеровской РЛС, посредством которого возможно повысить вероятность обнаружения ВВЦ.

Существует проблема несогласованности устройства первичной обработки и отраженного сигнала по скорости сближения при наблюдении высокоскоростных целей. На рис. 1 показаны временные диаграммы функционирования ИД РЛС. Зондирующий сигнал представляет собой когерентную пачку радиоимпульсов длительностью T_c. Длительность

импульсов $\tau_и$ =1–2 мкс. Зона приема между зондирующими импульсами (ЗИ) разбивается стробами Стр. 1-Стр. 3 на участки. Длительность стробов такая же, как и длительность ЗИ, т. к. при этом выполняется условие оптимального приема.

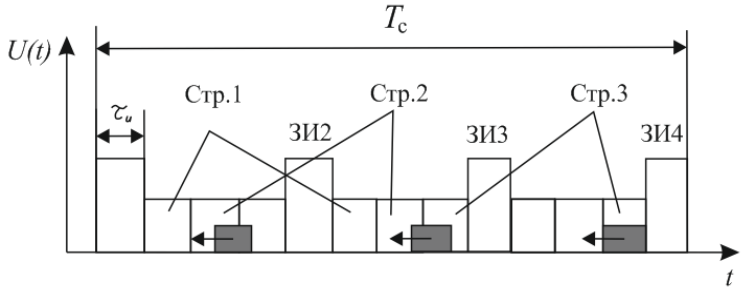


Рис. 1. Временные диаграммы работы ИД РЛС

Для полного использования энергетического потенциала РЛС необходимо, чтобы энергия сигнала, отраженного от цели, накапливалась в одном стробе, т. к. при ее перетекании в течении длительности сигнала (когерентной пачки) из строба в строб накопленная энергия отраженного сигнала делится между несколькими каналами обнаружения [3].

В РЛС самолетов 4-го поколения изменение времени задержки отраженного сигнала за время когерентного накопления не учитывается. Это объясняется малой длительностью сигналов (до 5 мс) [4, 5]. При увеличении длительности когерентного накопления (до 100 мс) и повышении скорости цели, положение импульса цели заметно меняется в течении времени когерентного накопления. На рис. 1 импульс цели выделен цветом, направление его перемещения показано стрелкой. Другими словами, в течение времени когерентного накопления происходит перетекание энергии отраженного сигнала из строба в строб, что снижает отношение сигнал/шум (ОСШ) в каждом из них. Таким образом, можно сформулировать проблему, связанную с тем, что существующие алгоритмы обнаружения не учитывают смещение по времени задержки $\tau_з$ отраженного сигнала за время когерентного накопления, что приводит к снижению ОСШ, а следовательно, к снижению эффективности устройства первичной обработки БРЛС.

Например, при перемещении импульса цели за длительность сигнала на $\tau_и$ энергия делится поровну между двумя каналами обработки, т.е. ОСШ снизится в 2 раза, при перемещении на $2\tau_и$ – энергия делится между тремя каналами и ОСШ снижается в 3 раза и т. д. Исходя из этого формула для учета коэффициента уменьшения ОСШ $k_{ВВЦ}$ имеет вид

$$k_{ВВЦ} = 1 + \Delta t_{отн}, \tag{1}$$

где $\Delta t_{отн}$ – изменение времени задержки отраженного сигнала, приведенное к $\tau_и$.

В [5] показано, что $\Delta t_{отн}$ можно определить по формуле

$$\Delta t_{отн} = \frac{2\left(V_c + V_{ВВЦ}\right)}{c\,\tau_и} T_c, \tag{2}$$

где V_c – скорость носителя РЛС; $V_{ВВЦ}$ – скорость ВВЦ; c – скорость света.

Возможность увеличения вероятности правильного обнаружения ВВЦ $P_{по}$ будет рассмотрена в идеальных условиях работы РЛС. Положим, что для выбора порога использу-

ется критерий Неймана-Пирсона с заданной вероятностью вероятность ложной тревоги $P_{лт} = 10^{-5}$. Расчет $P_{по}$ начинается с выбора порога z_n из соотношения [6]

$$P_{по}(R) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_n}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \,, \tag{3}$$

где z – переменная, связанная с энергетическими характеристиками смеси сигнала с шумом на выходе оптимального устройства обработки.

Интеграл (3) представляет собой интеграл вероятности, значения которого представлены в справочных таблицах. В данной работе пороговое значение определено путем решения (3) относительно z_n в среде MathCad. Для заданного значения вероятности ложной тревоги значение порога $z_n = 4.26$.

Вероятность правильного обнаружения $P_{по}(R)$ определяется, как [6]

$$P_{по}(R) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_n}^{\infty} \exp\left(-\frac{\left(z - \sqrt{R}\right)^2}{2}\right) dz \,, \tag{4}$$

где R – ОСШ на выходе оптимального устройства обработки.

Повышение вероятности правильного обнаружения ВВЦ $\Delta P_{по}$ в системе с учетом высокой скорости сближения рассчитывается, как

$$\Delta P_{по} = P_{по}(R_1) - P_{по}(R_2), \tag{5}$$

где R_1 – ОСШ в системе с учетом высокой скорости сближения с ВВЦ (согласованная по скорости сближения обработка); R_2 – ОСШ при обработке без учета высокой скорости сближения с ВВЦ.

При условиях: длительность импульса τ_u= 1 мкс, T_c= 50 мс, V_c= 1.5 М и $V_{ВВЦ}$= 5 М отраженный сигнал переместится более чем на 0.7 τ_u, что соответствует, согласно (1), снижению ОСШ в 1.7 раза или на 2.3 дБ.

При R_1=18.1 (12.6 дБ), обеспечивающим, согласно (4), $R_{по} = 0.5$ при полностью согласованной обработке, $R_2 = R_1 / 1.7 = 10.6$ (10.3 дБ). Увеличение ОСШ в системе с учетом скорости сближения с ВВЦ приводит к увеличению вероятности правильного обнаружения, которая, используя (4) и (5), равна

$$\Delta P_{по} = P_{по}(R_1) - P_{по}(R_2) = 0.5 - 0.16 = 0.34 \,.$$

Таким образом, показана возможность увеличения вероятности обнаружения до 0.34 путем учета высокой скорости сближения при обработке отраженного сигнала.

Для проверки адекватности полученных значений выигрыша в дальности и вероятности обнаружения ВВЦ за счет учета высокой скорости сближения выполнено имитационное моделирование в среде MatLab. Комплексный сигнал на входе устройства обработки ИД РЛС описывается как сумма действительной $U_{re}(t)$ и мнимой $U_{im}(t)$ составляющих, получаемых в каналах квадратурной обработки

$$\dot{S}(t) = U_{re}(t) + iU_{im}(t) \,, \tag{6}$$

$$U_{re}(t) = U_m U_V(t) \cos(2\pi f_d t + \varphi_0) + n(t) \,, \tag{7}$$

$$U_{re}(t) = U_m U_V(t)\sin(2\pi f_d t + \varphi_0) + n(t), \quad (8)$$

где U_m – амплитуда полезного сигнала, определяемая значением ОСШ; $U_V(t)$ – коэффициент учета изменения амплитуды сигнала из-за высокой скорости сближения с ВВЦ; f_d – доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала; φ_0 – случайная начальная фаза, равномерно распределенная от 0 до 2π; $n(t)$ – шум приема, распределенный по нормальному закону.

Для определения закона изменения $U_V(t)$ следует учесть, что влияние высокой скорости сближения приводит к линейному уменьшению времени совпадения импульсов отраженного сигнала со стробом, определяющим границы канала обнаружения по времени. Энергия отдельных импульсов пачки $E_{ВВЦ1}$, отраженных от ВВЦ и попавших в канал обнаружения, равна

$$E_{ВВЦ1} = \begin{cases} E_{\max 1}(1 - \Delta t_{тек}), при\ 0 < \Delta t_{тек} \le 1 \\ 0, при\ \Delta t_{тек} > 1 \end{cases}, \quad (9)$$

где $\Delta t_{тек}$ – текущее значение относительного изменения времени задержки отраженного сигнала в течение времени когерентного накопления.

Значение $\Delta t_{тек}$ с учетом (2) равно

$$\Delta t_{тек} = \frac{2\left(V_c + V_{ВВЦ}\right)}{c\tau_u} t. \quad (10)$$

При моделировании изменение энергии учитывается эквивалентным изменением амплитуды напряжения отраженного сигнала $U_V(t)$, причем

$$U_V(t) = \sqrt{1 - \Delta t_{тек}}. \quad (11)$$

Сигнал, описанный (6)–(11), преобразуется в цифровой вид $\dot{S}_t(j)$, где $j = \overline{1, N}$, где N – количество отсчетов, и подвергается узкополосной доплеровской фильтрации, реализованной посредством операции дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Модули комплексных частотных отсчетов ДПФ $S_f(j)$ сравниваются с установленным порогом h и для каждого отсчета принимается одна из гипотез: H_1 – цель обнаружена, H_0 – цель отсутствует.

Порог установлен по критерию Неймана-Пирсона при $P_{лт} = 10^{-5}$. При моделировании выполнялось по $K = 10000$ опытов, $P_{по}$ определялась, как

$$P_{по} = \frac{K_{H1}}{K}, \quad (12)$$

где K_{H1} – количество опытов, в которых принято решение об обнаружении цели.

Результаты моделирования процесса обнаружения ВВЦ при условиях: τ_u = 1 мкс, T_c = 50 мс, V_c = 1.5 М и $V_{ВВЦ}$ = 5 М представлены на рис. 2.

Характеристика 1 соответствует обнаружению ВВЦ с точным учетом высокой скорости сближения, при котором вся энергия отраженного сигнала попадает в один канал об-

наружения. ВВЦ в этом случае обнаруживается с $P_{по} = 0.5$ при $R \approx 13.5$ дБ. Характеристика 2, соответствующая непринятию мер по компенсации высокой скорости сближения, сдвинута относительно характеристики 1 немногим более, чем на 2 дБ. Разность вероятностей обнаружения ВВЦ двумя обнаружителями, например при R = 14 дБ, примерно равна 0.35. Данные результаты имитационного моделирования с погрешностью не более 5 % соответствуют результатам аналитических исследований.

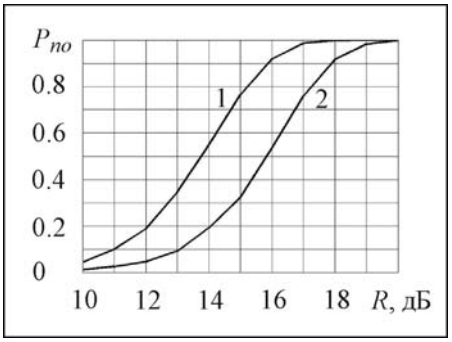


Рис. 2. Характеристики обнаружения УР бортовой ИД РЛС

В результате аналитического и имитационного моделирования показано, что высокая скорость сближения с ВВЦ негативно влияет на значения показателей обнаружения. Учет скорости сближения с ВВЦ может обеспечить выигрыш в вероятности обнаружения до 0.35.

Таким образом, в ходе работы показан проблема радиолокационного обнаружения ВВЦ, определены условия, при которых ее необходимо учитывать и предложен способ первичной обработки радиолокационных сигналов, посредством которого возможно повысить вероятность обнаружения ВВЦ импульсно-доплеровской РЛС.

Список литературы

1. Щербаков. В.А. В погоне за гиперзвуком. Гиперзвуковые исследовательские ракеты / В.А. Щербаков // Аэрокосмическое обозрение. – 2011. – № 6. – С. 36–39.

2. Меркулов, В.И. Динамичность авиационных комплексов и бортовые радиоэлектронные системы / В.И. Меркулов. – М.: Радиотехника, 2010. – № 1. – С. 88–96.

3. Харчевский, М.В. Бортовая импульсно-доплеровская РЛС с каналом обнаружения гиперзвуковых воздушных целей / М.В. Харчевский, В.В. Филоненко // Междунар. межотрасл. молодежн. науч.-техн. форум – конкурс науч.-техн. работ и проектов «Молодежь и будущее авиации и космонавтики». Аннотации работ. – М.: Моск. авиац. ин-т (нац. исслед. ун-т), 2013. – С. 203–204.

4. Купцов, И.М. Борьба с гиперзвуковыми летательными аппаратами: новая задача и требования к системе воздушно-космической обороны / И.М. Купцов // Военная мысль. – 2011. – № 1. – С. 10–17.

5. Харчевский, М.В. Радиолокационное наблюдение гиперзвуковых воздушных целей / М.В. Харчевский, В.В. Филоненко // Сб. ст. по материалам докл. Всеросс. науч.-практ. конф. курсантов, слушателей, молодых ученых, посвященной Дню образования войск связи. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2013. – С. 27–29.

6. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов; под ред. П.И. Дудника. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

СЕТЕВЫЕ СЕРВИСЫ ДЛЯ АКТИВНОГО ОБУЧЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЮ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Б. И. Борде

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26

Инициатива CDIO предполагает активное обучение в проектной команде. Для выполнения проектов в ограниченное время необходимы программно-методические комплексы. Приведен пример многоуровневого развиваемого комплекса COD – Conceptual Object Design, для многовариантного проектирования вычислительных систем и автоматической оценки ресурсов для локальной установки и в виде сетевых сервисов.

Инициатива CDIO (Conceive – Design – Implement – Operate) (Планировать – проектировать – производить – применять) рекомендует 12 стандартов (www.cdio.org), восьмой из которых предполагает активное обучение в проектной команде.

На верхнем уровне абстракции (рис. 1) рассматривают функциональные модели систем в целом, которые называются макромоделями и описываются функциями выходов и переходов. На следующем уровне абстракции находятся структурные модели, в которых отражается внутренняя структура компонентов. Такие модели будем называть микромоделями.

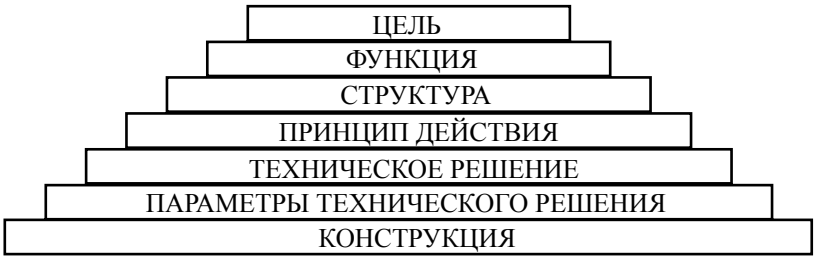


Рис. 1. Иерархия технических решений на различных уровнях абстракции

Одна и та же структура вычислительной системы может быть реализована с помощью компонентов с различными принципами действия. Возможно сравнение вариантов из компонентов с различными принципами действия. Обрабатывающая подсистема может быть реализована на одних физических принципах, а коммуникационная – на других, физических принципах действия [1–3, 6]. На уровне технического решения можно грубо оценить ресурсы: массу и габариты, статическую мощность и энергию переключения, тепловые характеристики, допустимую внешнюю среду и стоимость.

Процесс проектирования и испытаний нового объекта является итерационным. В каждом итерационном цикле выполняются проектные процедуры синтеза, анализа и принятия решения. Результатом синтеза является описание объекта, результатом анализа оценка характеристик и диаграмма поведения объекта при определенных внешних воздействиях.

Для простых объектов анализ поведения проще его описания, однако с увеличением сложности объектов анализ поведения становится очень трудной задачей по сравнению с его описанием. Управление итерационным процессом осуществляется с целью получения описания объекта, характеристики и поведение которого удовлетворяют заданию. Управлять можно описанием объекта, получаемым в результате синтеза, и внешними воздействиями на объект.

Промышленные системы ориентированы на техническое проектирование и были закрытыми [1, 3]. Для обучения студентов и инженеров системотехников нужны были открытые учебно-исследовательские системы из небольших модулей.

Автором было предложено создание открытой учебно-исследовательской САПР вычислительных систем концептуального проектирования (COD – Conceptual Object Design). Министерство Образования России приказом 195 от 16.03.1987 года постановило создание учебно-исследовательских САПР в вузах по отраслям, пункт 3.2.17 утвердил предложение автора.

Основой предлагаемого подхода является однократный ввод описаний объектов в виде формализованных заданий для различных уровней анализа и конструкторско-технологического проектирования. Привычные инженеру графические документы в виде временных диаграмм, схем и сборочных чертежей должны получаться автоматически в результате интерпретации формализованных заданий и решений. При этом повышается производительность труда студентов и инженеров и становится реальным активное обучение в проектной команде.

Программно-методический комплекс COD [3–6] используется для обучения студентов и повышения квалификации инженеров малыми проектными группами с индивидуальным темпом работы. Методический материал в виде лекций с контрольными вопросами и презентациями выполнения заданий находятся на веб-сервере в системе Moodle (ms.sfu-kras.ru). Выполнение заданий возможно на локальных машинах или на серверах приложений. Быстрое развитие мобильных интернет устройств стимулирует развитие сетевых сервисов САПР, которые обеспечивают работу на любом расстоянии и не зависят от рабочего времени.

Неоднородные вычислительные системы являются сочетанием средств обработки и передачи информации с различными формами представления и носителями [1–3, 5, 6].

Многоуровневая САПР COD (Conceptual Object Design) служит для синтеза и анализа множества вариантов структур и автоматического преобразования формализованного задания в графические отображения для принятия решения, проектные решения для промышленных САПР. COD состоит из множества подсистем [4, 6].

$$COD = < HSC, COMM, SAT, AAT>,$$

где HSC (Human Control) – подсистема управления проектированием, служит для снижения нагрузки на человека при переходе на второй уровень сложности задач проектирования; COMM – коммуникационная подсистема проектирования. Обеспечивает возможность проектирования объектов в сети Интернет; SAT (Synthesis Automation Tools) – инструментальные средства автоматизированного синтеза объектов; AAT (Analysis Automation Tools) – инструментальные средства автоматического анализа поведения, оценки ресурсов и сравнения объектов.

WEB серверы (WS) содержат методические материалы и ссылки на серверы приложений (Application Server – APS). Например, WEB сервер WS1 обеспечивает обучение в системе MOODLE (ms.sfu-kras.ru), а WS2 – просто методические материалы. Серверы приложений служат для выполнения формализованных заданий на проектирование (ФЗ-FZ). Результатом выполнения ФЗ являются сетевые сервисы, содержащие временные диаграммы поведения объекта, множество файлов проекта или макрокоманд для специализированной или комплексной САПР. Серверы приложений могут соединяться с аппаратурой (HW) с помощью устройств и процедур ADCUSB. Устройства ADCUSB содержат цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. Серверы реализованы на виртуальных машинах DATA центра СФУ и используют ресурсы только при обращении к ним.

Мобильные персональные средства представлены переносными компьютерами (МПК – MPC), карманными (КПК – PPC), планшетными (ППК – TPC) и коммуникаторами с беспроводным соединением с сетью передачи данных (TEL). Достоинством мобильных средств является удобство использования на рабочем месте, а недостатком необходимость адаптивных средств отображения информации.

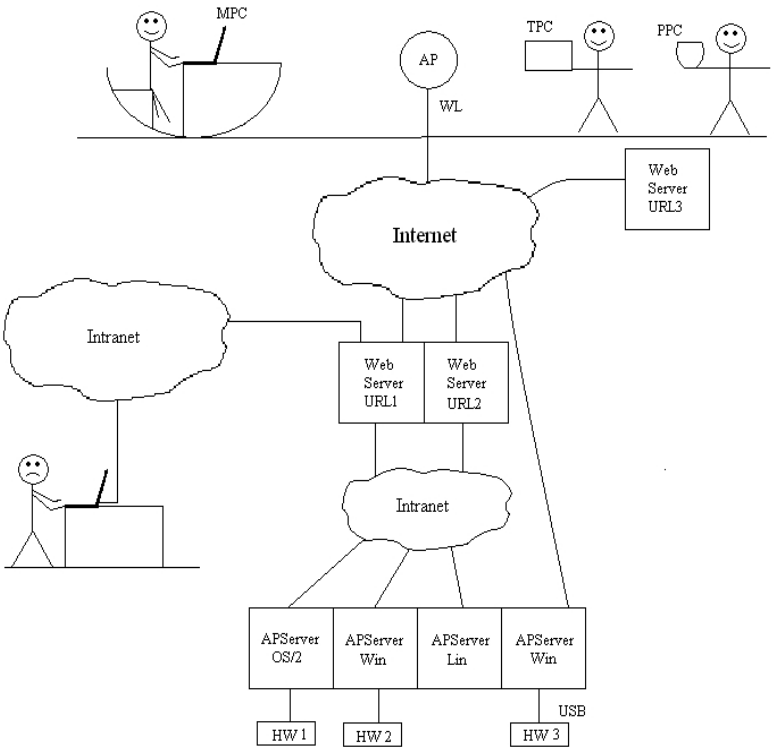


Рис. 1. Вариант системы

Программное обеспечение рабочего места определяется категорией пользователей. Для просмотра проекта имеются бесплатные программы. Выполнение файлов макрокоманд возможно только в полноценном пакете САПР. Для обучения студенту и преподавателю предоставляются бесплатные версии САПР, иногда с ограничением количества компонент. Полноценные версии для обучения предоставляет фирма AUTODESK. AUTODESK REVIT обеспечивает создание комплексной, мультидисциплинарной модели здания. Для группового обучения требуется учебная лицензия. В остальных случаях требуется коммерческая лицензия. Поэтому может оказаться оптимальной структура с выделенным рабочим местом с полноценной САПР для выполнения файлов макрокоманд и пересылкой только готовых проектов.

Проектное решение, удовлетворяющее заданию, получается в результате итерационного процесса, включающего процедуры синтеза, анализа и управления. Результатом синтеза является описание объекта, а результатом анализа оценка характеристик и предсказание поведения объекта при определенных внешних воздействиях.

Для принятия решения и синтеза объектов в программно методическом комплексе COD СФУ из формализованного описания объектов (ФЗ) формируются временные диаграммы с автоматическим сравнением предполагаемых и фактических сигналов, таблицы параметров и критериев оптимальности, принципиальные схемы и образы объектов для всех вариантов. На конструктивах компонент могут отображаться цифровые сигналы и температура. Для перехода к техническому проектированию ФЗ преобразуется в формат конкретной системы проектирования.

При описании множества решений на языке низкого уровня количество описаний равно мощности множества решений, а при описании на языках высокого уровня в одном описании может быть множество вариантов решений. Рациональным является описание на языке высокого уровня множества решений для одного класса вычислительных систем или устройств.

Для структурной оптимизации необходимы критерии эффективности [1, 5]. Для стационарных вычислительных систем критерием эффективности является стоимость едини-

цы производительности. Для мобильных объектов таким критерием может быть масса единицы производительности или масса вычислительной системы и источника энергии на единицу производительности. Подобные оценки для множества решений представляют сложную и трудоемкую задачу, для реального решения которой требуются инструментальные средства и информационное обеспечение. Часто используется ограниченное количество критериев, выражения для которых сведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные критерии оптимальности вычислительных систем

Критерии	Размерность	Выражение	Область применения
Стоимость единицы производительности	Относительная стоимость / MIPS	K = C / P	Вычислительные системы общего назначения
Масса единицы производительности	г / MIPS	K = M / P	Бортовые вычислительные системы
Мощность и масса единицы производительности	Вт / MIPS · г / MIPS	K = M/P · PF/P	Переносные вычислительные системы

Пользователь САПР COD выбирает требуемый результат проектирования или анализа с помощью подсистем PRJSEL, а не последовательность проектных процедур и операций для достижения цели. Таким образом, снижается нагрузка на пользователя и повышается уровень интеллекта комплекса. Формализуемая часть подсистемы управления проектированием представлена в форме оболочки САПР COD, которая может быть реализована различными средствами. Представлены реализации оболочки для различных операционных систем на базе многофункционального редактора LPEX, входящего в инструментальные средства IBM Visual Age, инструментальных средств Eclipse, входящих в комплекс Web Sphere, и сетевых программ просмотра (Mozilla FireFox).

Подсистема управления проектированием HSC состоит из множества подсистем

$$HSC = < SETSEL, PRJSEL, RESSEL, RPRJ>,$$

где SETSEL – подсистема выбора формализованного задания, языков описания проекта, выбора САПР и типа описания для импорта, выбора САПР и типа интерфейса для экспорта, языка сообщений и сервера в сети; PRJSEL – подсистема выбора результатов проектирования; RESSEL – подсистема выбора представления результатов; RPRJ – правила, соответствующие маршрутам проектирования, определяющие выбор последовательности проектных процедур и операций для получения результатов проектирования и анализа. По мере развития комплекса увеличивается доля правил, реализуемая в подсистемах синтеза и анализа.

Подсистема выбора результатов проектирования PRJSEL представляется в виде

$$PRJSEL=<SETCADOUT, SETINTF>,$$

где SETCADOUT – множество допустимых выходных САПР; SETINTF – множество используемых интерфейсов для выходных САПР.

Подсистема выбора представления результатов проектирования RESSEL представляется в виде

$$RESSEL=< VIEWTXT VIEWAD, VIEWSCH, VIEWMOD, VIEWNET>,$$

где VIEWTXT – программа просмотра сообщений для одного или множества вариантов; VIEWAD – множество программ просмотра диаграмм цифровых и аналоговых сигналов для многовариантного анализа; VIEWSCH, VIEWMOD, VIEWNET – множество программ отображения схем, модулей и сетевых объектов.

Множество правил проектирования RPRJ состоит из подмножеств

RPRJ=<RNAMEVAR, RMCADIN, RMCADOUT, RFTSCH, RFTAB>,

где RNAMEVAR – правила образования вариантов имен результатов проектирования; RMCADIN – правила выбора модулей и функций заполнения таблицы варианта схемы; RFTSCH – правила выбора модулей и функций извлечения данных из таблицы варианта схемы; RFTAB – правила выбора модулей и функций извлечения данных из таблицы информации о компонентах схемы; RMCADOUT – правила выбора модулей и функций заполнения варианта схемы конкретной САПР.

Подсистема выбора исходных данных проектирования SETSEL состоит из множества подсистем

SETSEL=<SETPR, SETCADIN, SETTYPD, SETLANG, SETSERV>,

где SETPR — подсистема выбора проекта в виде формализованных заданий; SETCADIN – подсистема выбора входной САПР; SETTYPD – подсистема выбора видов описаний во входных САПР; SETLANG – подсистема выбора языков описания проекта; SETSERV – подсистема выбора серверов приложений для выполнения проектов в виде формализованных заданий и получения требуемых результатов.

Множества входных САПР (MCADIN), видов описаний во входных САПР (MTYPD), языков описания проектов (MLANG), серверов приложений для выполнения проектов в виде формализованных заданий и получения требуемых результатов (MSERV) имеют небольшую размерность с незначительными изменениями. В отличие от остальных множеств, множество проектов MPRFZ расширяется и использование меню не является оптимальным. Лучшие результаты дает поиск по ключевым словам с использованием языка SparQL. Для поиска используется свободная библиотека, содержащая java script, а в каждое формализованное задание проекта вставляется комментарий с ключевыми словами [3–6]. Результатом являются только формализованные задания требуемых проектов.

Процедуры анализа должны допускать реализацию изменений в описании объекта. Синтез варьируемых описаний объектов в отличие от основных можно назвать дифференциальным. Процедуры дифференциального синтеза позволяют получать описание объекта для многовариантного анализа, вносить изменения для получения нового описания из существующего. Описание отличий удобно использовать в многовариантном анализе вычислительных систем.

Основой автоматического преобразования формализованного задания в описании конкретных САПР являются многофункциональные модели компонент с общим интерфейсом [6]. Наличие моделей компонент с общим интерфейсом позволяет преобразовать формализованные задания в результаты для различных приложений. В зависимости от приложения синтезируются модели компонент и управляющие модули. Модели компонент и управляющих модулей объединяются в статические и динамические библиотеки и выбираются в зависимости от вида приложения. С целью снижения трудоемкости создания моделей компонент и управляющих модулей используются модели различных уровней. Модели верхнего уровня передают параметры моделям среднего уровня, а модели среднего уровня формируют разделы выходного файла с использованием модели нижнего уровня. Модели верхнего уровня не зависят от вида приложения. Вид приложения определяется моделями среднего и нижнего уровней.

Информационное обеспечение подсистемы ААТ автоматического анализа поведения, оценки ресурсов и сравнения объектов представлено в табличной форме. Таблица BRD.dbt служит для представления конструктивов модулей, в таблице PAC.dbt находятся параметры конструктивов компонент, в таблицах UIPCAD.dbm (.dbt) находится основная информация об именах компонент, документах, параметрах, типах и выводах компонент. Информационное обеспечение используется в форме XML файлов.

Для формирования множества результатов используется единственное описание и создается таблица варианта составного объекта. Для специализированных САПР Altium Designer, PCAD формируются файлы схемы и командные файлы, а для комплексных САПР CATIA, AUTOCAD REVIT только командные файлы построения объекта.

Список литературы

1. Норенков, И.П. Основы автоматизированного проектирования: учебник для вузов / И.П. Норенков. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 440 с.

2. Артамонов, Е.И. Структурное проектирование систем / Е.И. Артамонов // Информационные технологии в проектировании и производстве. – 2008. – № 2. – С. 3–10.

3. Борде, Б.И. Основы САПР неоднородных вычислительных устройств и систем / Б.И. Борде. – Красноярск: КГТУ (с грифом Минобразования), 2001. – 352 с.

4. Борде, Б.И. Основы САПР неоднородных вычислительных устройств и систем: программно-методический комплекс / Б.И. Борде. – Красноярск: КГТУ, 2002. – CDROM (рус., англ.). Номер гос. регистрации НТЦ ИНФОРМРЕГИСТР 0320702238.

5. Борде, Б.И. Многоуровневая структурная оптимизация неоднородных вычислительных систем / Б.И. Борде // Вестн. Красн. гос. ун-та. Физико-математические науки. – Вып. 7. – 2006. – С. 155–161.

6. Борде, Б.И. Сетевые сервисы проектирования неоднородных вычислительных систем. / Б.И. Борде // Тр. междунар. конф. CAD/CAM/PDM – 2012. – М.: ИПУ РАН, 2012 – С. 242–244.

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ИНТЕНСИВНО МАНЕВРИРУЮЩИХ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ДЛЯ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ В РЕЖИМЕ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

И. В. Лютиков[1], В. В. Замараев[4], А. А. Кучин[5], А. Н. Фомин[1,2], Н. П. Богомолов[6], В. А. Копылов[1,3]

[1]*Военно-инженерный институт СФУ*
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: ILutikov@sfu-kras.ru
[2]E-mail: Fomin@bk.ru
[3]E-mail: kopilovva@mail.ru
[4]*2-й центральный научно-исследовательский институт*
Министерства обороны Российской Федерации
170026, Набережная Афанасия Никитина, 32
[5]*Военная академия воздушно-космической обороны им. Маршала Советского Союза Г.К. Жукова*
170022, г. Тверь, ул. Жигарева, д. 50
E-mail: kuchin.a.a@gmail.com
[6]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: bnp1949@mail.ru

Как известно, для многофункционального истребителя задача по обнаружению воздушных целей (ВЦ), в том числе интенсивно маневрирующих является первичной и весомо влияющей на исход предстоящего воздушного боя [1]. Некоторые существующие однопозиционные импульсно-доплеровские бортовые радиолокационные станции (ИД БРЛС) обладают рядом недостатков, обусловленных следующими особенностями решения ими задачи обнаружения. Использование нескольких $n = 1,2,..,N$ частот повторения зондирующих импульсов $F_{\text{П}}^{(n)}$ с целью устранения, так называемых «слепых» зон, обуслов-

ленных бланкированием приемника на время излучения и для однозначного измерения дальности до ВЦ [2, 3], реализует согласованную обработку принимаемой пачки импульсов и принятие решения о её наличии или отсутствии за время каждого интервала её накопления (когерентного и (или) некогерентного). Объединение информации о результатах обработки сигналов за интервалы накопления на нескольких частотах повторения $F_{\text{П}}^{(n)}$ при этом не производится. Это приводит к нерациональному расходу энергетического ресурса станции, к потере потенциальной возможности использования результатов обработки сигналов за всё время облучения цели (все интервалы накопления на различных частотах повторения). Из работы [4] известно, для устранения указанных недостатков в теории синтезированы алгоритмы обнаружения ВЦ для ИД БРЛС отличающиеся от существующих использованием многоканальной корреляционно-фильтровой обработки с частой во время-частотной области сеткой, учитывающей априорную неопределенность по трем параметрам (частоте Доплера, времени задержки и длительности принимаемых импульсов), а также некогерентной обработки на основе метода отношения правдоподобия за несколько частот повторения $F_{\text{П}}^{(n)}$ зондирующих импульсов. Однако данные алгоритмы не позволяют эффективно обнаруживать ВЦ, осуществляющие интенсивное маневрирование в условиях, при которых резко проявляются ракурсные зависимости как радиальной, так и тангенциальной составляющих вектора скорости ВЦ (при выполнении фигур высшего пилотажа, «зависания» её в воздухе, выполнения противоракетного манёвра, движения по касательной), особенно на малых дальностях.

По мере сближения истребителя с ВЦ, на которую он не наводится и находящейся на дальности R, тангенциальная составляющая скорости v_{τ} растёт и соответственно увеличивается частотная девиация df/dt принимаемого на фиксированной длине волны λ отраженного сигнала от ВЦ.

$$\frac{df}{dt} = \frac{v_{\tau}^2}{R\lambda}. \qquad (1)$$

Это обстоятельство потребует увеличения размерности параметрического пространства и её учёт при создании дополнительной многоканальности путем введения в алгоритм обнаружения линейки ЛЧМ-фильтров, тем самым устраняя априорную неопределенность девиации частоты принимаемого сигнала и увеличивая тем самым степень согласованности его обработки. Этот сигнальный признак может быть использован в алгоритмах сопровождения и наведения для оценки угловой скорости линии визирования (по координатной информации измерений частотной девиации).

В [5–11] представлены различные варианты построения обнаружителей сигналов, отражённых от маневрирующих воздушных целей, показаны их недостатки и достоинства.

Учитывая указанные недостатки существующих однопозиционных ИД БРЛС по обнаружению интенсивно маневрирующих целей предлагается аналогично [4] использовать многоканальную корреляционно-фильтровую обработку с частой время-частотной сеткой, но учитывающей априорную неопределенность уже по четырем параметрам (частоте Доплера, девиации частоты, времени задержки, длительности принимаемых импульсов), а также некогерентную обработку на основе метода отношения правдоподобия за несколько частот повторения $F_{\text{П}}^{(n)}$ зондирующих импульсов (т.е. за всё время облучения цели, используя при этом результаты наблюдений за время предыдущих интервалов накопления). Решить данную задачу позволит разрабатываемый алгоритм.

Ц е л ь р а б о т ы – описание синтеза алгоритма обнаружения интенсивно маневрирующих воздушных целей для ИД РЛС воздушного базирования в режиме высокой частоты повторения импульсов устраняющего априорную неопределенность по времени задержки, длительности, частоте Доплера и девиации частоты принимаемого сигнала.

Синтез алгоритма осуществлен в следующей последовательности:

1. Определение максимального значения отношения правдоподобия по информации с выходов частотно-временных каналов ИД БРЛС, вычисление решающей статистики $l_{\varepsilon\beta k}^{(N)}(Z_{\varepsilon\beta k}^{(N)})$;

2. Получение закона распределения решающей статистики $f(Z_{\varepsilon\beta k}^{(N)})$;

3. Определение критической области критерия отношения правдоподобия по распределению решающей статистики $f(Z_{\varepsilon\beta k}^{(N)})$ путем нахождения значения порога $V_{лт}^{(N)}$, обеспечивающего заданную условную вероятность ошибки первого рода – условную вероятность ложной тревоги $P_{лт}$.

Как известно [12], под обнаружением понимается процесс принятия решения о наличии или отсутствии цели в разрешаемом объеме за время наблюдения с требуемым качеством. Отраженный от интенсивно маневрирующей ВЦ квазинепрерывный сигнал на входе приемника ИД БРЛС в режиме высокой частоты повторения (ВЧП) представляет собой многомерную величину в пространстве своих параметров: угол места ε, азимут β, наблюдаемое время задержки $t_{\text{з.н}}^{(n)}$ в пределах одного *n*-го периода однозначного измерения дальности, длительность принимаемых импульсов $\tau_{\text{и}}^{(\text{n})}$, частота Доплера $F_{Д}$, девиация частоты $\Delta f_{\text{Д}}(\mu)$ и, таким образом, на фиксированном за время наблюдения азимутально-угломестном положении главного луча диаграммы направленности (ДН) ФАР является пачкой из $M^{(\text{n})}$ линейно-частотно модулированных импульсов с параметром $\mu = 2\pi\Delta f_{\text{Д}} / \tau_{u}^{(n)}$, длительность $\tau_{u}^{(n)}$ которых на *n*-й частоте $F_{\text{П}}^{(n)}$ повторения представляет собой кусочно-заданную функцию от наблюдаемого времени задержки $\tau_{u}^{(n)}(t_{\text{з.н}}^{(n)})$ (2).

$$\tau_{u}^{(n)} = \begin{cases} 0, t_{зн}^{(n)} = 0 _ или _ t_{зн}^{(n)} = T^{(n)} \\ 0{,}0 < t_{зн}^{(n)} \le \tau_{\text{бл}}^{(n)} \\ t_{зн}^{(n)} - \tau_{бл}^{(n)}, \tau_{бл}^{(n)} - \tau_{\text{и}}^{(\text{n})} < t_{зн}^{(n)} \le \tau_{бл}^{(n)} + \tau_{u}^{(n)} \\ T^{(n)} - t_{зн}^{(n)}, \tau_{бл}^{(n)} < t_{зн}^{(n)} < T^{(n)} \end{cases} . \quad (2)$$

Ввиду отсутствия априорной информации о местоположении и скорости ВЦ объективно существует неопределенность этих параметров. Вид ограниченной области двумерной функции неопределенности (функции рассогласования) от рассогласования по времени и частоте, при условиях, что девиация частоты $\Delta f_{\text{Д}} = 0$ и $\Delta f_{\text{Д}} \neq 0$ показан на рис. 1 и 2, соответственно.

Для устранения неопределенности ожидаемых параметров принимаемого сигнала и тем самым увеличения степени согласованности его обработки, предлагается в обнаружителе ИД БРЛС «нарезать» сетку по этой области пространства с заданными шагами по каждому из параметров: $\Delta\varepsilon$, $\Delta\beta$, ΔT_S, $\Delta F_{\text{Д}}$, $\Delta\tau_{\text{и}}^{(n)}$, $\Delta f_{\text{Д}}$. Таким образом, устройство, реализующее согласованную обработку сигнала должно быть многоканальным по каждому из его параметров.

При определении правила принятия решения об обнаружении используем схему обнаружителя для ИД БРЛС, изображенную на рис. 3.

На фиксированной угломестной ε и азимутальной β позиции главного луча приемной диаграммы направленности (ДН) фазированной антенной решетки (ФАР) на каждом *n*-м

интервале накопления (при фиксированной частоте $F_{\text{П}}^{(n)}$ повторения) на вход обнаружителя на промежуточной частоте поступает аддитивная смесь $y_{\varepsilon\beta}^{(n)}(t)$ «сигнал+шум».

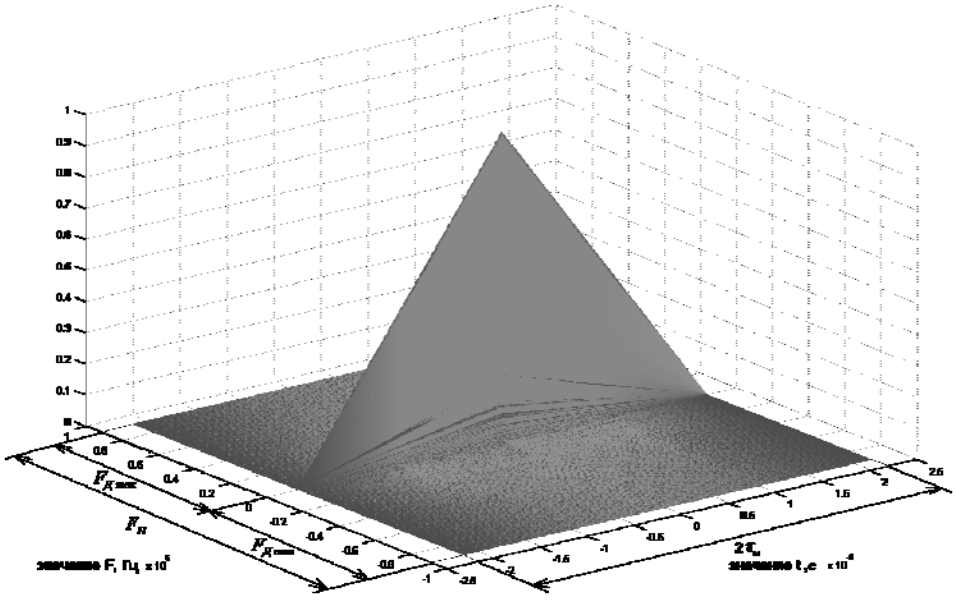


Рис. 1. Главный пик функции рассогласования пачки радиоимпульсов при $\Delta f_{\text{Д}} = 0$

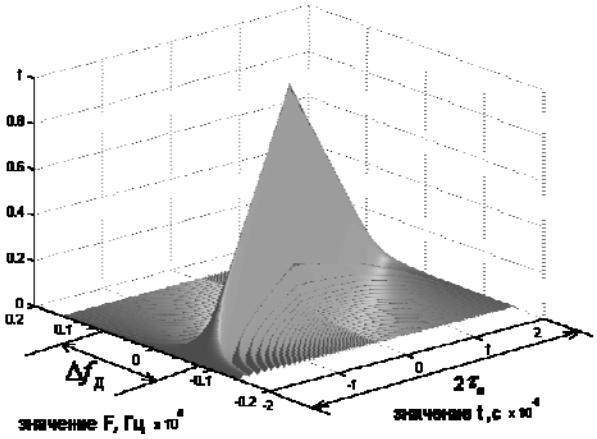


Рис. 2. Главный пик функции рассогласования пачки ЛЧМ-радиоимпульсов при $\Delta f_{\text{Д}} \neq 0$

На рис. 4 в зоне однозначного измерения дальности показано положение огибающей принимаемых импульсов $y_{\varepsilon\beta}^{(n)}(t)$ (широкой пунктирной линией показана огибающая бланкированной части, широкой сплошной линией показана огибающая небланкированной части импульса) и стробирующих импульсов $B_1(t), B_2(t), \ldots B_I(t)$ временных каналов (показаны узкой сплошной линией в пределах «зоны прозрачности») относительно «слепой зоны» (заштрихованная область) на каждой частоте $F_{\text{П}}^{(n)}$ повторения. Количество временных каналов $I = T_{П} / \Delta T_s - 1$, где $T_{П}$ – период повторения, ΔT_s – шаг сетки по времени (для упрощения шаг ΔT_s должен быть кратен периоду $T_{П}$). Для примера, значение $\Delta T_s = \tau_u / 2$, $I = 4$, $n = 1, 2, 3, 4$, дальность до ВЦ $Д_{ВЦ} = \text{const}$, скважность $Q_u = 2.5$. Работа схемы на этапе корреляционно-фильтровой обработки (до выходов цифровых процессоров быстрого преобразования Фурье (БПФ) за время $t_{\text{кн}}^{(\text{n})}$ когерентного накопления) является классической.

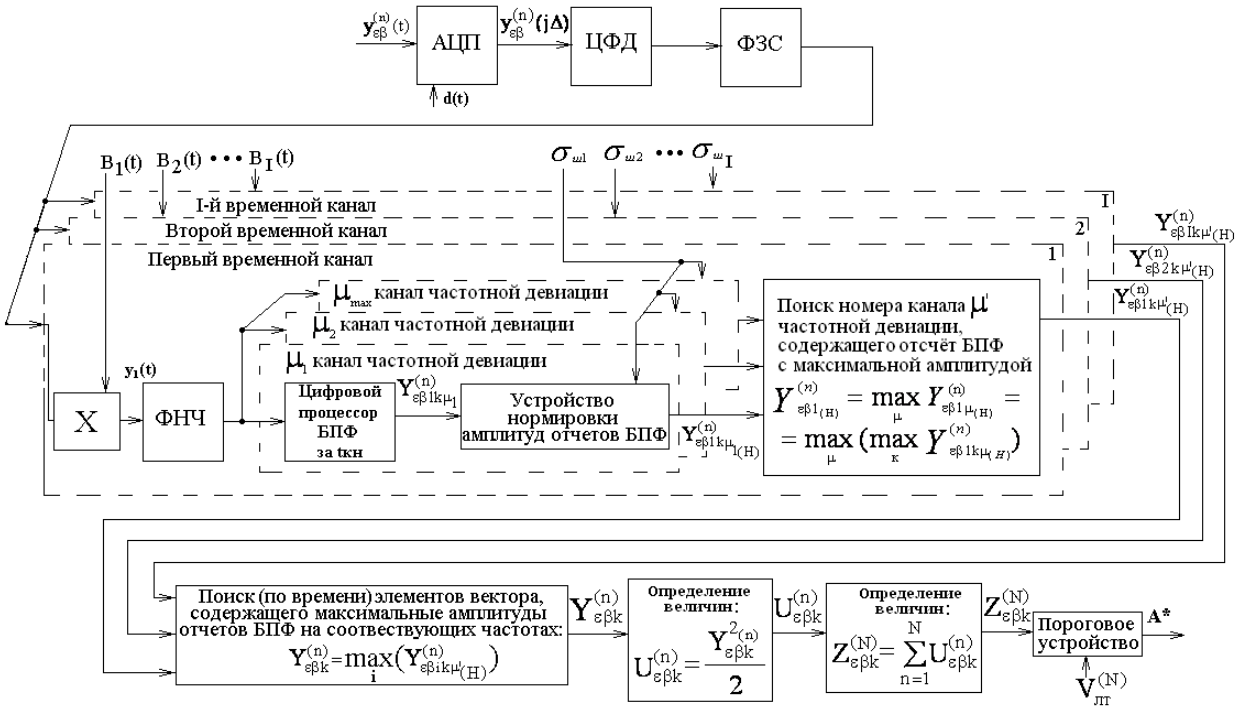


Рис. 3. Схема обнаружителя для ИД БРЛС

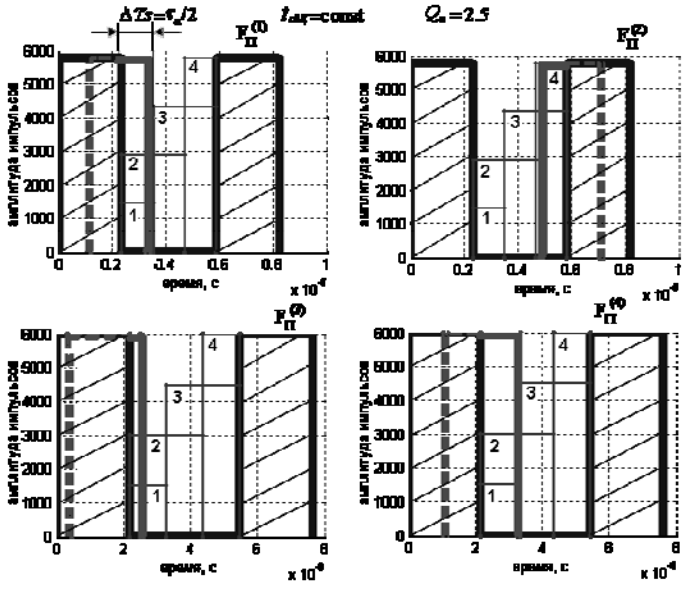


Рис. 4. Взаимное положение временных каналов и огибающих принимаемых импульсов в пачке на каждой частоте $F_{\text{П}}^{(n)}$ повторения относительно «слепой» зоны (зоны бланкирования) и зоны «прозрачности»

Пусть в каждом разрешаемом объеме {ε, β, *i*, *k*, μ} на каждом *n*-м интервале когерентного накопления за время $t_{\text{кн}}^{(n)}$ амплитуды $Y_{\varepsilon\beta ik\mu}^{(n)}$ компонентов БПФ на выходе цифрового процессора БПФ в *i*-м канале дальности в μ-м канале частотной девиации на к-й частоте на фиксированной угломестной ε и азимутальной β позиции распределены по закону Рэлея – Райса и имеют плотность распределения:

$$p\ (Y_{\varepsilon\beta ik\mu}^{(n)}) = \frac{Y_{\varepsilon\beta ik\mu}^{(n)}}{\sigma_{\varepsilon\beta ik\mu}^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_{\varepsilon\beta ik\mu}^2}\left(Y^{2}{}_{\varepsilon\beta ik\mu}^{(n)} + \alpha_{\varepsilon\beta ik\mu}^2 \right)\right] I_0\left(\frac{\alpha_{\varepsilon\beta ik\mu} Y_{\varepsilon\beta ik\mu}^{(n)}}{\sigma_{\varepsilon\beta ik\mu}^2} \right). \qquad (3)$$

В каждом разрешаемом объеме {ε, β, *i*, *k*, μ} ИД БРЛС на каждом *n*-м интервале когерентного накопления необходимо проверить гипотезу $H_0 : \alpha_{\varepsilon\beta k\mu} = 0$ против альтернативы $H_1 : \alpha_{\varepsilon\beta k\mu} \neq 0$. Используем для этого метод отношения правдоподобия (ОП) (МОП) [13]. Учитывая, что безусловный максимум по параметру $\alpha_{\varepsilon\beta k\mu}$ функции правдоподобия случайных величин $Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k\mu}$ – амплитуд компонентов БПФ после операций: 1) нормирования по шумам; 2) операции поиска номера μ′ канала частотной девиации, содержащего компонент БПФ с максимальной (по параметру девиации μ и частотному *k*) амплитудой $Y^{(n)}_{\varepsilon\beta 1_{(\text{H})}} = \max\limits_{\mu} Y^{(\text{n})}_{\varepsilon\beta 1\mu_{(\text{H})}} = \max\limits_{\mu}(\max\limits_{\text{к}} Y^{(n)}_{\varepsilon\beta 1k\mu_{(H)}})$; 3) операции поиска (по времени) элементов вектора, содержащего максимальные амплитуды компонентов БПФ на соответствующих частотах по правилу $Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k} = \max\limits_{i} Y^{(n)}_{\varepsilon\beta ik\mu'_{(\text{H})}}$, после превышения $Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k}$ некоторого значения монотонно убывает незначительно, то знаменатель ОП в каждом разрешаемом объеме за время нескольких *N* интервалов когерентного накопления можно заменить константой и окончательно ОП запишется так:

$$l^{(N)}_{\varepsilon\beta k} = \frac{\prod\limits_{n=1}^{N} p\left(Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k}\middle|\alpha_{\varepsilon\beta k} = 0\right)}{\prod\limits_{n=1}^{N}\max\limits_{\alpha_{\varepsilon\beta k}} p(Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k}\middle|\hat{\alpha}_{\varepsilon\beta k} \neq 0)} = \frac{\prod\limits_{n=1}^{N} p(Y^{(n)}_{\varepsilon\beta k}\middle|\alpha_{\varepsilon\beta k} = 0)}{C^N}. \tag{4}$$

После проведения некоторых преобразований с заменой переменной и прологарифмировав ОП, имеем:

$$\ln(l^{(N)}_{\varepsilon\beta\kappa}) = -Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k} - N\ln(C), \tag{5}$$

где $Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k} = \sum\limits_{n=1}^{N} U^{(n)}_{\varepsilon\beta k} = 0.5\sum\limits_{n=1}^{N} Y^{2(n)}_{\varepsilon\beta k}$.

По известным правилам теории вероятности [14] найдем плотность распределения СВ $Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k}$ за *N* интервалов когерентного накопления:

$$f(Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k}) = f(\sum_{n=1}^{N} U^{(n)}_{\varepsilon\beta k}) = f(\sum_{n=1}^{N}\frac{Y^{2_{(n)}}_{\varepsilon\beta k}}{2}) = \frac{Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k}{}^{N-1}}{(N-1)!}e^{-Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k}}. \tag{6}$$

Значение порога $V^{(N)}_{лт}$, обеспечивающего заданный уровень вероятности ложной тревоги $P_{лт}$, определяется из формулы:

$$P_{лт} = \int\limits_{V_{\text{лт}}}^{+\infty} f(Z^{(N)}_{\varepsilon\beta k})dZ^{(N)}_{\varepsilon\beta k} = e^{-V_{\text{лт}}}\left(\frac{1}{(N-1)!}V_{лт}{}^{N-1} + \frac{1}{(N-2)!}V_{лт}{}^{N-2} + ... + \frac{1}{2!}V_{лт}{}^{2} + V_{лт} + 1\right). \tag{7}$$

При $P_{лт} = 10^{-6}$ и значении $N = 4$ порог $V^{(4)}_{лт} = 21.3505$.

Таким образом, теперь выборочное пространство *W* случайной величины $Z^{(4)}_{\varepsilon\beta k}$ разделено соответствующим порогом $V^{(4)}_{лт}$ на две области: 1) ω – критическая область; 2) $W - \omega$ –

область принятия. Если наблюдаемая выборочная точка $Z_{\varepsilon\beta k}^{(4)} \geq V_{лт}^{(4)}$, то она попадает в область ω и гипотеза, мы проверяли H_0, отвергается; если же $Z_{\varepsilon\beta k}^{(4)} < V_{лт}^{(4)}$, то она попадает в область W – ω и гипотеза H_0 принимается.

Решающая функция A^* для разработанного алгоритма имеет вид:

$$A^* = \begin{cases} 0, при Z_{\varepsilon\beta k}^{(N)} < V_{лт}^{(N)} \\ 1, при Z_{\varepsilon\beta k}^{(N)} \geq V_{лт}^{(N)} \end{cases}. \quad (8)$$

Выводы

Таким образом, синтезирован алгоритм обнаружения интенсивно маневрирующих воздушных целей для ИД РЛС воздушного базирования в режиме высокой частоты повторения импульсов на основе метода отношения правдоподобия за несколько N интервалов когерентного накопления, устраняющего априорную неопределенность по времени задержки, длительности импульсов, частоте Доплера и девиации частоты. Предполагается, что применение разработанного алгоритма приведет к существенному увеличению условной вероятности правильного обнаружения интенсивно маневрирующих ВЦ, что в дальнейшем требует подтверждения результатами имитационного моделирования с использованием метода Монте-Карло.

Список литературы

1. Облик перспективных бортовых радиолокационных систем. Возможности и ограничения / Канащенков А.И. и др. – М.: ИПРЖР, 2002.

2. Дудник, П.И. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский; под ред. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. – 283 [5] с.: ил. – (Высшее образование. Радиотехнические системы).

3. Анализ информационных свойств когерентных радиолокационных сигналов / М.М. Черных, А.В. Богданов, А.С. Буров и др. // Вестн. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 1999. – № 4. – С. 16–26.

4. Лютиков, И.В. Алгоритм обнаружения воздушных целей на основе совместного отношения правдоподобия для двухпозиционного авиационного радиолокационного комплекса / И.В. Лютиков, В.В Замараев // Радиотехника (журнал в журнале). – № 10. – М., 2008.

5. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей / А. Фарина, Ф. Студер. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.

6. Логвинов, М.А. Алгоритм сопровождения маневрирующих целей с учетом данных первичной обработки сигнала / М.А. Логвинов, А.С. Буров, С.Н. Барцевич // Электрон. науч.-техн. изд. «Наука и образование». – 2012. – № 1.

7. Ильчук, А.Р. Обнаружитель сигналов маневрирующих воздушных целей в бортовых РЛС с использованием дискриминаторов / А.Р. Ильчук, М.Н. Жуков, В.А. Ладыгин // Радиотехника. – 2010. – № 7.

8. Влияние интенсивного маневрирования целей на показатели эффективности системы первичной обработки сигналов в бортовых РЛС / А.Р. Ильчук, В.И. Меркулов, О.Ф. Самарин, И.А. Юрчик // Радиотехника. – 2003. – № 6.

9. Ильчук, А.Р. Особенности обнаружения сигналов в бортовых РЛС при наблюдении интенсивно-маневрирующих целей / А.Р. Ильчук, В.И. Меркулов, И.А. Юрчик // Радиотехника. – 2004. – № 10.

10. Кошелев, В.И. Синтез и анализ обнаружителей радиолокационных сигналов, отраженных от маневрирующей цели / В.И. Кошелев, В.А. Белокуров // Радиоэлектроника. – 2005. – № 3.

11. Ильчук, А.Р. Структура обнаружителя сигналов от маневрирующих целей на основе метода разладки случайных процессов. Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы / А.Р. Ильчук, В.В. Киселев, В.А. Ладыгин // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Дивноморское. Россия. – 2007.

12. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: справочник. – Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил.

13. Кендалл, М. Статистические выводы и связи / М. Кендалл, А. Стюарт; Гл. ред. физ.-мат. лит-ры изд-ва «Наука», 1973.

14. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей: учебник для студ. вузов / Е.С. Вентцель. – 9-е изд., стер. – М.: Изд. центр «Академия», 2003. – 576 с.

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С АКТИВНЫМ КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

О. В. Шишлянников, А. Н. Кучин, В. И. Бойко, В. А. Кондусов

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет»
394026, г. Воронеж, Московский просп. 14
E-mail: ju.i@mail.ru

Синтезирована схема, разработана конструкция и создан источник питания с активным корректором коэффициента мощности для тренировки полупроводниковых приборов.

Данный блок является регулируемым источником постоянного напряжения или тока. Его выходные параметры 0–6 В и 0–100 А. Источник содержит активный корректор коэффициента мощности, что обеспечивает работу в диапазоне входных напряжений от 170 до 250 вольт.

Электрическая функциональная схема приведена на рис. 1.

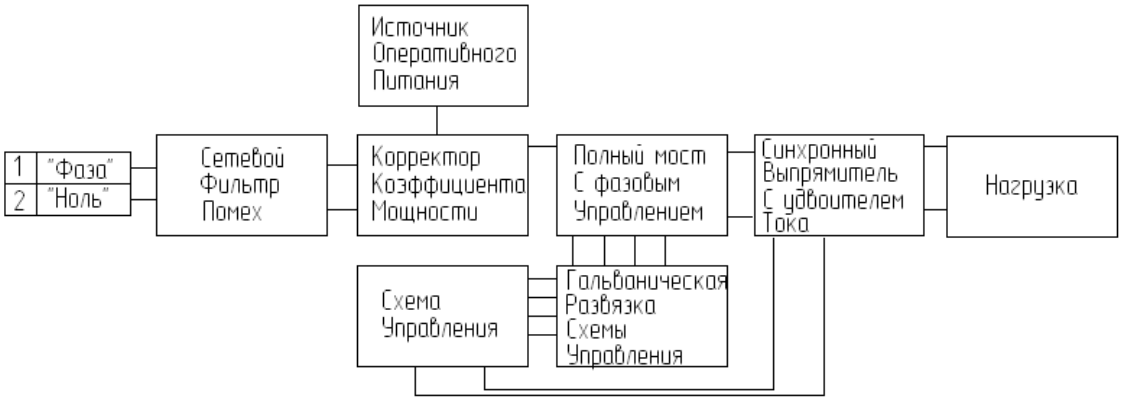


Рис. 1. Функциональная схема устройства

Задача входного фильтра – препятствовать проникновению помех, создаваемых при работе преобразователя.

Корректор коэффициента мощности (ККМ) выполнен по схеме повышающего DC/DC преобразователя, его задача – формирование синусоидального потребляемого тока, синфазного с напряжением сети. Корректор работает на частоте преобразования 66 килогерц в режиме непрерывного тока дросселя (рис. 2). Такой режим, при сравнении его с другими режимами (прерывистым и критическим), имеет свои достоинства и недостатки.

Среди достоинств можно выделить: низкие требования к входному фильтру синфазной помехи; меньшие пульсации входного тока; большой динамический диапазон; не-

большие габариты дросселя. В недостатки следует отнести несколько меньший КПД, так как транзистор переключается в жестком режиме. Электрическая принципиальная схема силовой части корректора коэффициента мощности приведена на рис. 3. На рис. 4 приведены временные диаграммы работы преобразователя.

Работу этой схемы можно разделить на 2 этапа:

1. Ключ VT1 открыт, через дроссель L1 начинает течь ток – этап накопления энергии;
2. Ключ VT1 закрывается, ток дросселя начинает линейно уменьшаться, а выходное напряжение увеличивается – этап сброса энергии в нагрузку.

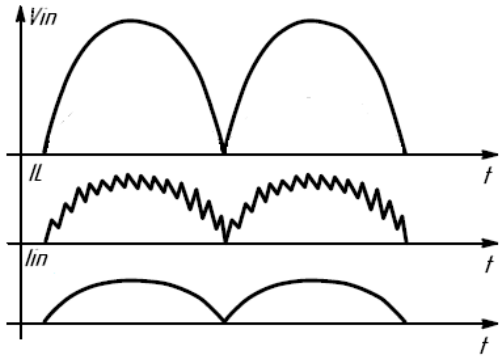


Рис. 2. Режим непрерывного тока дросселя

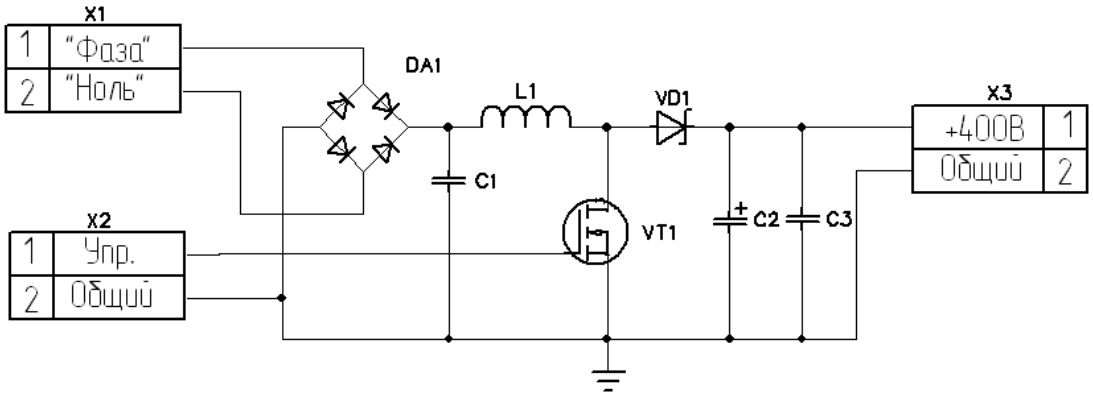


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема корректора коэффициента мощности

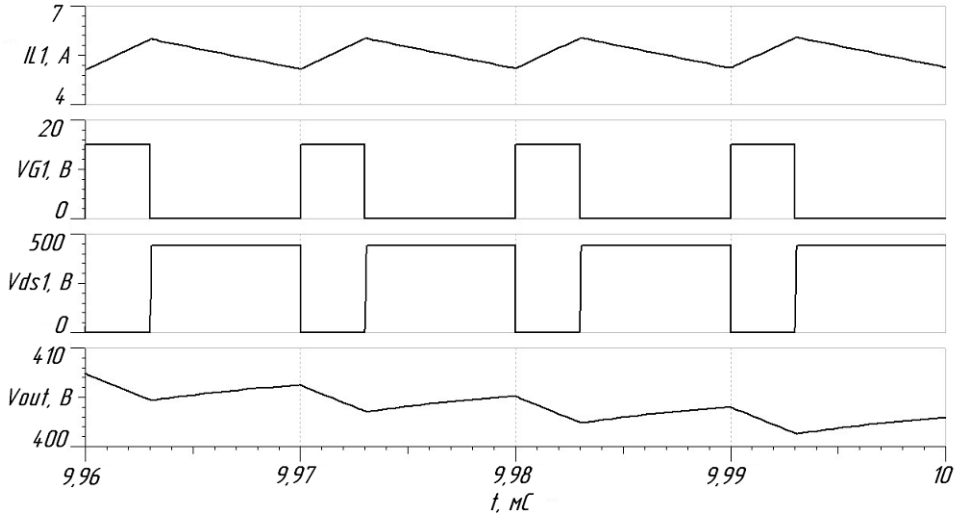


Рис. 4. Временная диаграмма работы ККМ

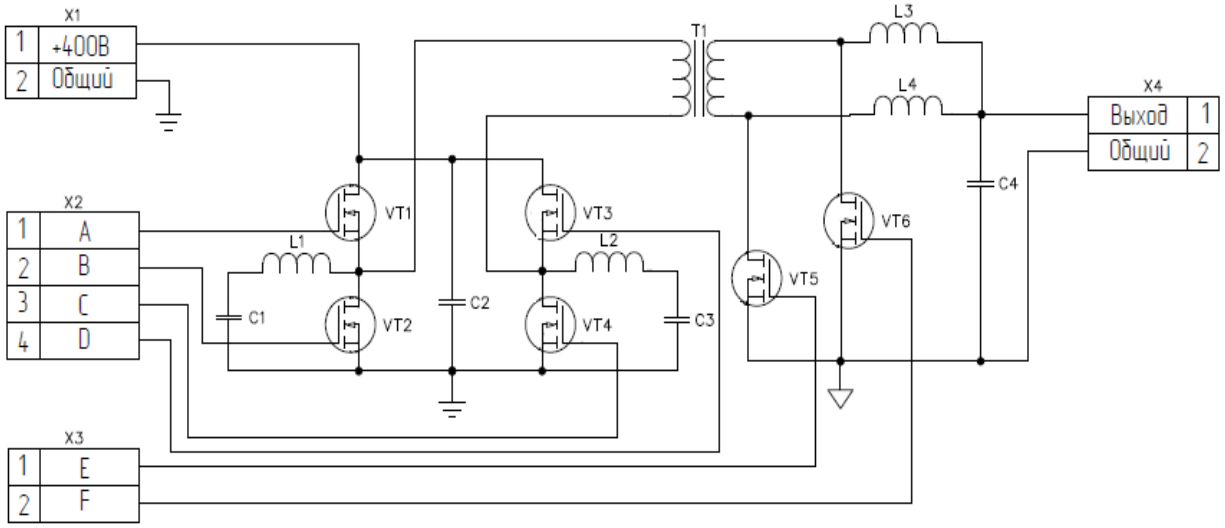


Рис. 5. Электрическая принципиальная схема фазосдвигающего моста

Принцип работы вторичного преобразователя – полного моста с фазовым управлением представлен электрической принципиальной схемой на рис. 5.

Рассмотрим поэтапно работу этой схемы, при следующих начальных условиях: фазовый сдвиг 90 градусов; нагрузка 50 %.

1 этап: транзисторы VT1 и VT4 открыты, ток течет в нагрузку и через цепи L1C1 и L2C3.

2 этап: мертвое время ведомого полумоста, ключ VT1 еще открыт. Ток в нагрузке и цепи L2C3 начинает менять свое направление, перезаряжает паразитную емкость VT3 до тех пор пока не откроется диод транзистора VT3. Когда диод откроется, начнется процесс рекуперации энергии обратно в емкость корректора.

3 этап: заканчивается мертвое время ведомого полумоста, ключ VT1 еще открыт, на фоне проводящего диода открывается ключ VT3. Выводы трансформатора оказываются закороченными, ток в нагрузке окончательно меняет свое направление и уменьшается по мере размагничивания сердечника. Энергия, запасенная индуктивностью намагничивания и рассеяния трансформатора, идет в нагрузку. Ток в цепи L2C3 меняет направление, перезаряжая емкость транзистораVT4, и снова происходит рекуперация энергии.

4 этап: мертвое время ведущего полумоста. Закрывается транзистор VT1, VT3 еще открыт. Ток цепи L1C1 меняет направление, перезаряжает емкость VT2, включается диод транзистора VT2. Ток нагрузки начинает менять направление. Далее процесс повторяется, но уже транзисторы меняют свои состояния на противоположные, таким образом полный цикл работы имеет 8 этапов.

Временная диаграмма работы фазосдвигающего моста приведена на рис. 6. Работа выпрямителя с удвоением тока представлена рис. 7.

Как видно из диаграмм, дроссели работают на постоянном токе, а пульсации находятся практически в противофазе, следовательно при их сложении выходные пульсации будут стремиться к 0.

Схема управления работает следующим образом: контроллер фазосдвигающего моста UC3895 фирмы Texas Instruments формирует сигналы управления и синхронизации, которые поступают на ПЛИС CPLD фирмы Altera. Задача ПЛИС – формирование цифрового «мертвого времени», импульсов управления синхронным выпрямителем, дистанционного включения и триггерной защиты. В качестве чувствительного элемента выбран компаратор с открытым коллектором LM2903. Усилитель ошибки контроллера UC3895 включен

повторителем. Выходное напряжение и ток устанавливаются путем изменения опорных напряжений компаратора LM2903. Схема управления имеет гальваническую развязку с сетью на быстродействующих оптронах 6N137 и не имеет развязки с выходом.

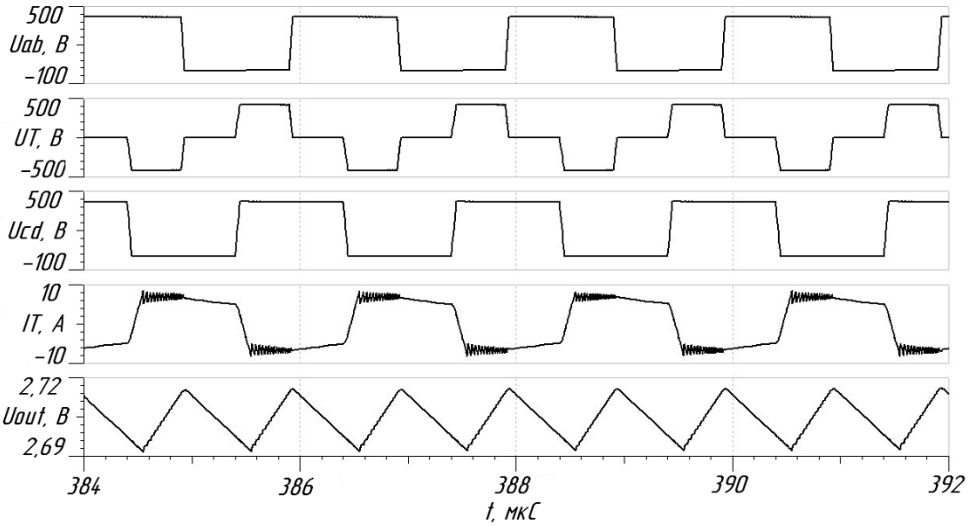


Рис. 6. Временная диаграмма работы фазосдвигающего моста

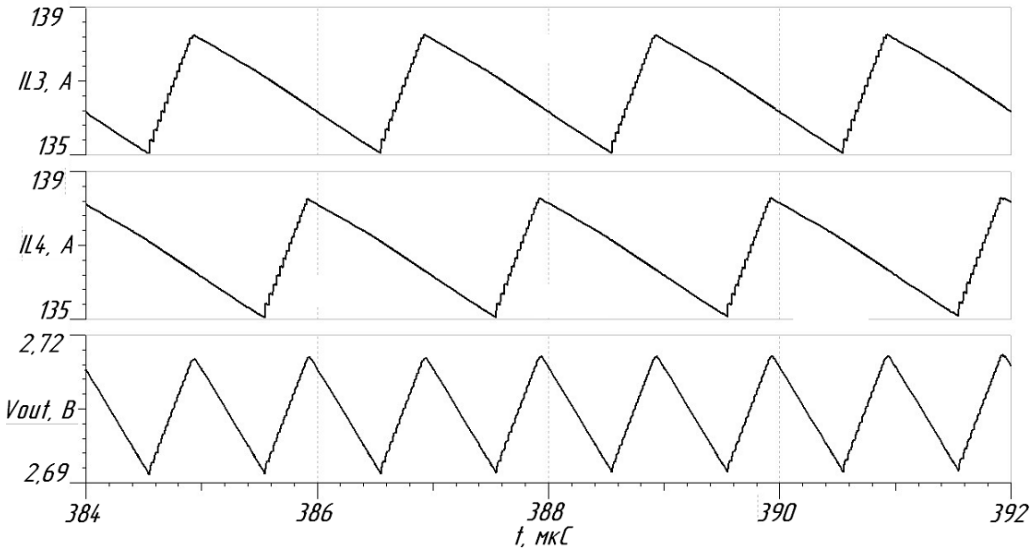


Рис. 7. Временная диаграмма работы выпрямителя с удвоением тока

Вспомогательный источник является простым обратноходовым преобразователем, входное напряжение – 400 В, выходное – 15 В. Его задача – обеспечение схемы управления напряжением питания. В преобразователе применены полевые транзисторы STW20NM60 в корпусе TO-247 фирмы ST Microelectronics, эти транзисторы имеют очень низкий заряд затвора, следовательно малое время переключения, что позволяет использовать их на больших частотах. В синхронном выпрямителе используются транзисторы IRF1324 в корпусе D2Pak-7, также обладающие низким зарядом затвора и сопротивлением открытого канала около 1 мОм.

ОСОБЕННОСТИ ТЕСТИРОВАНИЯ СЛОЖНО-ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ В СОСТАВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

А. В. Дыхно, А. И. Мушта (научный руководитель)

Научно-исследовательский институт электронной техники
394000, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 5
Email: dykhno@niiet.ru

Рассмотрены особенности функционального тестирования сложно функциональных (СФ) блоков на этапе проектирования микросхемы и после ее изготовления. Приведено описание алгоритма покрывающего теста последовательного интерфейса UART.

Постановка задачи. Последнее десятилетие отрасль отечественной микроэлектроники бурно развивается, и структура разрабатываемых микроконтроллерных устройств с каждым днем усложняется. Процедуры тестирования на различных этапах проектирования и изготовления выполняют неотъемлемую роль. Обнаружение ошибок на ранних стадиях проектирования представляет собой наименее затратный способ обеспечения качества разрабатываемого изделия. Микроконтроллеры (МК) играют важную роль в электронной промышленности, в том числе и в электронике военно-промышленного комплекса (ВПК). Необходимость тестирования СФ блоков заключается в том, чтобы оценить правильность соответствия поведенческой модели функциональному описанию работы интерфейсного блока. Таким образом, разработка алгоритмов тестирования СФ блоков в составе микроконтроллера представляет актуальную задачу.

Реализация задачи. Современные микроконтроллеры строятся на базе высокопроизводительных ядер и содержат несколько интерфейсов. Уменьшение минимальных размеров технологий производства микросхем позволило размещать на одном кристалле одновременно несколько интерфейсных СФ блоков. Этап функционального тестирования является неотъемлемой частью проектирования микросхем. Функциональное тестирование осуществляется на нескольких этапах разработки контроллеров. Рассмотрим этапы проектирования микроконтроллеров путем синтезированием топологии из его поведенческой модели.

Современный подход проектирования микроконтроллеров предусматривает несколько основных этапов:

1. Описание поведенческой модели устройства.
2. Проведение анализа соответствия разработанной поведенческой модели стандартам функционирования интерфейсных блоков. Для этого проводится моделирование воздействия внешних входных сигналов на СФ блок.
3. Синтез схемы из описания RTL модели.
4. Проведение анализа после синтеза RTL модели учитывает временные задержки сигналов, вносимые особенностями технологии изготовления микросхем.
5. Синтез топологии из полученной схемы.

Как правило, функциональное тестирование СФ блоков осуществляется на этапах до и после синтеза RTL модели, а также после производства микроконтроллера на кремниевой фабрике и последующего подключения к макетно-отладочной плате. Сложность выявления ошибок заключается в необходимости проведения тестирования не только СФ блоков по отдельности, но и всего микроконтроллера, как системы в целом, чтобы наиболее полно проверить работу МК в различных сферах его применения.

Процесс функционального тестирования можно разделить на несколько уровней:

1. тестирование отдельного СФ блока;
2. тестирование группы СФ блоков;
3. тестирование на всех уровнях системы (системное тестирование).

При разработке процедур тестирования основной проблемой является отсутствие доступа к отдельным элементам МК. Фактически это означает, что тестировать МК воз-

можно только как цельное изделие. Таким образом, основной задачей становится необходимость минимизации количества элементов МК, принимающих участие в каждой процедуре тестирования. Это позволит максимально достоверно установить наиболее уязвимые узлы МК. Так, например, стоит отметить, что современные МК имеют несколько режимов функционирования: режим микроконтроллера и режим микропроцессора. Последний режим отличается тем, что позволяет использовать внешнюю память программ. Это дает возможность не только исключить из системы один элемент, но и протестировать данные, выставляемые микроконтроллером на шину адреса, что позволяет контролировать правильность функционирования центрального процессора.

Дальнейшие методы минимизации могут основываться только на программных способах уменьшения количества элементов. Так программа самотестирования, на основе работы которой делается анализ о работоспособности МК, должна, тестируя один элемент, затрагивать минимальное количество других элементов МК.

Следует отметить, что в МК есть элементы, участие которых в самотестировании исключить невозможно. К таким элементам можно отнести порты ввода/вывода и связанные с ними регистры конфигурации, программный счетчик, АЛУ, дешифратора команд и т.д. [1].

Современные МК обладают следующими особенностями:

- используется зарытая архитектура и, соответственно, отсутствуют линии магистралей адреса и данных на выводах корпуса МК;
- использование типовых функциональных периферийных модулей (таймеры, контроллеры последовательных интерфейсов, аналого-цифровые преобразователи и др.), имеющих незначительные отличия в алгоритмах работы у МК различных производителей;
- расширение числа режимов работы периферийных модулей, которые задаются в процессе инициализации регистров специального назначения.

Таким образом, МК представляет собой законченную систему обработки данных, наращивание возможностей которой с использованием параллельных магистралей адреса и данных не предполагается [2].

Рассмотрим алгоритм тестирования последовательного интерфейса UART. Данный СФ блок в составе микроконтроллера К1874ВЕ96Т имеет 4 режима работы:

- асинхронный режим;
- стандартный 8-ми битный асинхронный режим;
- асинхронный режим, распознающий 9-й бит;
- асинхронный 9-ти битный режим.

При построении теста необходимо осуществлять проверку СФ блока при использовании последовательно всех 4-х режимов, в диапазоне скоростей передачи данных, и при приме/передаче разного набора данных. При тестировании СФ блоков, работающих в режиме передачи и приема данных, ставят «заглушку», то есть, соединяют вывод приема Rx с выводом передачи Tx. Также следует проводить тестирование при подключении нескольких МК. Интерфейс UART позволяет осуществлять передачу данных только между двумя устройствами (рис. 1).

На рис. 2 приведен алгоритм проверки СФ блока UART.

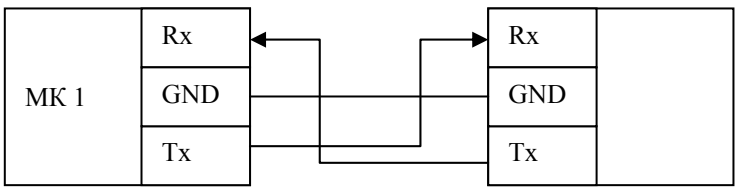


Рис. 1. Схема соединения двух МК по последовательному интерфейсу UART

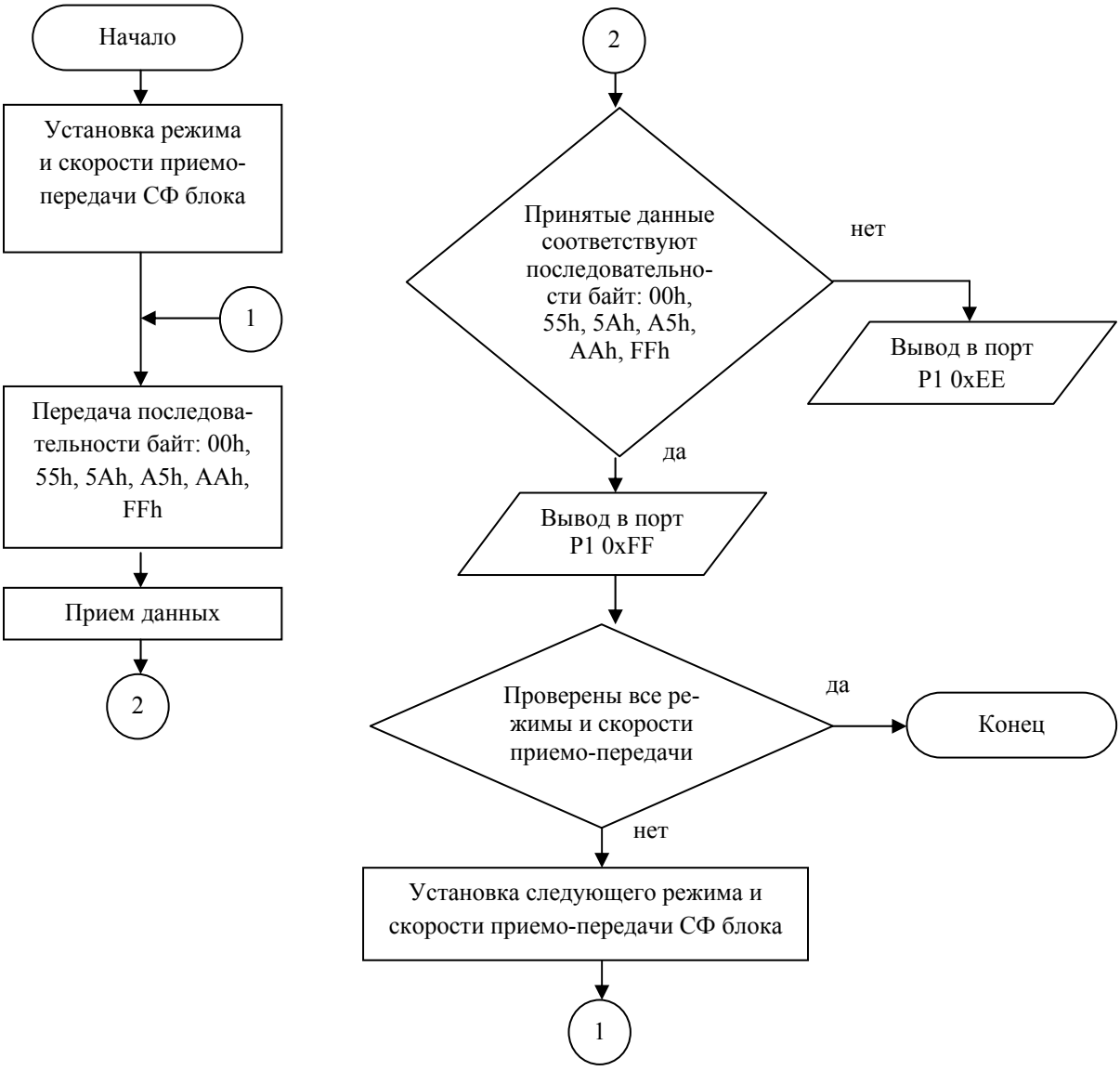


Рис. 2. Алгоритм проверки СФ блока UART

Результат проверки СФ блока анализируется по сигналам, захваченным по порту P1. В случае тестирования на этапе проектирования поведенческой модели МК имеется возможность проконтролировать внутренние сигналы МК.

Заключение. Разработан алгоритм функционального тестирования сложно функциональных (СФ) блоков на этапе проектирования микросхемы и после ее изготовления. Приведено описание алгоритма покрывающего теста последовательного интерфейса UART. Алгоритм позволяет оценить соответствие разработанной модели СФ блока требованиям стандарта его взаимодействия с другими элементами МК в целом.

Список литературы

1. Берлинер, С.Б. Особенности тестирования микроконтроллеров на наличие одиночных сбоев и тиристорного эффекта при радиационных исследованиях / С.Б. Берлинер // Научная сессия МИФИ-2006. – Т. 16.

2. Скоробогатов, П.К. Проектирование цифровых устройств на PIC-микроконтроллерах: учеб. пособие / П.К. Скоробогатов. – М.: МИФИ, 2003. – 148 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕДУР ПОИСКА ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Е. В. Кузьмин, В. А. Вяхирев

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: EKuzmin@sfu-kras.ru

Представлены результаты имитационного моделирования алгоритмов поиска временного положения шумоподобного BPSK-сигнала на фоне аддитивной смеси помехи в виде белого гауссовского шума и синхронной гармонической помехи.

Важнейшей задачей при приёме шумоподобных сигналов (ШПС) является оценка их временного положения [1, 2]. Указанная задача вызывала и вызывает интерес у исследователей и разработчиков, занимающихся теорией и техникой обработки ШПС, имеет множество вариантов решений и особенно хорошо изучена для случая приёма ШПС на фоне белого гауссовского шума. В данной работе, на примере процедуры последовательного поиска временного положения BPSK-сигнала на фоне совместного действия белого гауссовского шума и синхронной по частоте гармонической помехи, авторы показывают, что применение адаптивных алгоритмов, а также «сверхразрешающих» методов пеленгации является весьма перспективным направлением обработки ШПС на фоне помех. Важно отметить, что под обработкой ШПС понимается исключительно временная обработка, а возможности пространственной (апертурной) обработки подобно [3, 4, 6–8], в данной работе не рассматриваются ввиду наличия известных и весьма существенных в данной области результатов [7].

Цель работы: сравнительный анализ традиционного алгоритма корреляционной свёртки и классических алгоритмов адаптации, а также алгоритмов «сверхразрешения» для решения задачи поиска временного положения шумоподобного сигнала на фоне белого гауссовского шума и синхронной гармонической помехи.

В работе рассмотрены базовый корреляционный алгоритм вида $Z_1 = \mathbf{Y}^H\mathbf{X}$, классический алгоритм адаптации к помехе $Z_2 = \mathbf{Y}^H\mathbf{\Psi X}$, алгоритмы пеленгации «типа Кейпона» $Z_3 = \left[\mathbf{X}^H\mathbf{\Psi X}\right]^{-1}$, $Z_4 = \left[\mathbf{X}^H\mathbf{\Psi}^2\mathbf{X}\right]^{-1}$ (метод «теплового шума»), а также алгоритмы Борджотти-Лагунаса ($Z_5 = Z_4/Z_3$) и классический алгоритм адаптации к помехе с нормировкой выходного эффекта ($Z_6 = Z_2Z_3$) [4, 6, 8]. В приведённых выражениях Z – выходные эффекты алгоритмов; $\mathbf{Y}$ – вектор отсчётов входной аддитивной смеси, содержащей полезный сигнал, помеху и белый гауссовский шум; $\mathbf{X}$ – вектор отсчётов формируемого опорного сигнала, задержка которого изменялась; $\mathbf{\Psi}$ – обратная корреляционная матрица сигналов, помех и шумов; H – символ эрмитового сопряжения. Для проведения имитационного моделирования использована методика:

1. формируются отсчёты сигнала, помехи и шума;
2. формируется аддитивная смесь, и обеспечиваются необходимые соотношения между интенсивностями компонентов смеси ($A_\text{с}$ – амплитуда сигнала, $A_\text{п}$ – амплитуда помехи, $\sigma_\text{ш}$ – СКО шума);
3. вычисляются выходные эффекты алгоритмов, производится нормировка;
4. вычисляются контрольные величины и показатели качества алгоритмов;
5. проводится сравнительный анализ.

На рис. 1 показаны усреднённые по 1000 испытаний выходные эффекты алгоритмов при работе на фоне белого гауссовского шума (отношение сигнал/шум $q = A_\text{с}/\sigma_\text{ш} = -30$ дБ)

и одновременном воздействии синхронной гармонической помехи (отношение помеха/сигнал $\gamma = A_{\text{п}} / A_{\text{с}} = 64$ дБ). Показанные выходные эффекты соответствуют рассмотренным процедурам последовательного однократного поиска временного положения BPSK-сигнала (для примера выбран сигнал стандартной точности ГЛОНАСС). В качестве цифровой информации наложены случайные символы.

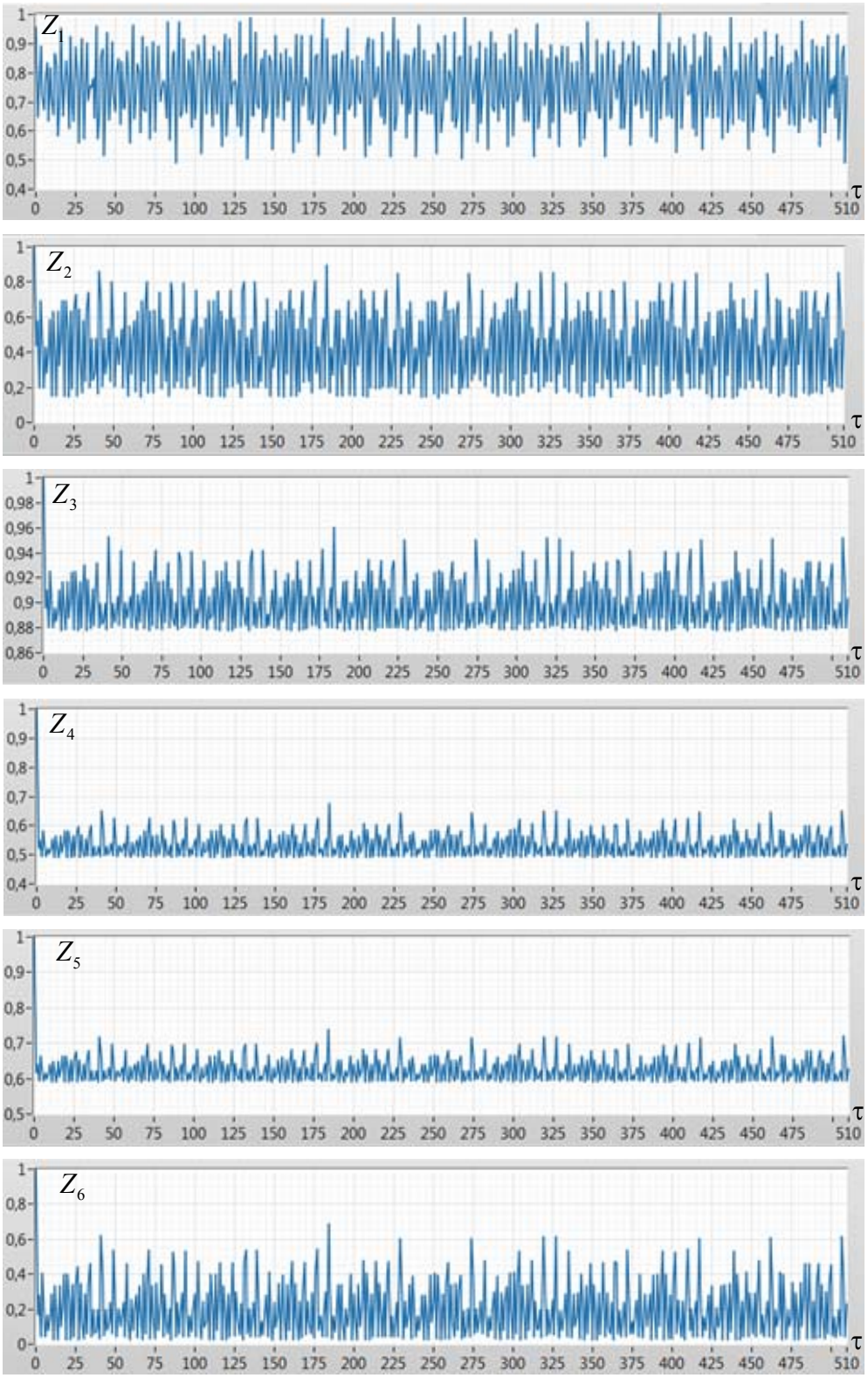


Рис. 1. Выходные эффекты алгоритмов

Сравнительный анализ предлагаемых алгоритмов проведён с использованием следующих контрольных величин: $Z_{\max}$ – максимальное значение нормированного выходного эффекта; $A_{\max}$ – максимальное значение боковых лепестков (БЛ) нормированного выходного эффекта; $\langle A_{БЛ} \rangle$ – среднее значение БЛ нормированного выходного эффекта; $\sigma_{БЛ}$ – среднее квадратическое отклонение БЛ. На основе указанных контрольных величин сформированы показатели качества для каждого из рассматриваемых алгоритмов: отношения $Z_{\max} / A_{\max}$, $Z_{\max} / \langle A_{БЛ} \rangle$ и $Z_{\max} / \sigma_{БЛ}$ выраженные в логарифмических единицах (представлены в табл. 1).

Таблица 1

Алгоритм	$\frac{Z_{\max}}{A_{\max}}$, дБ	$\frac{Z_{\max}}{\langle A_{БЛ} \rangle}$, дБ	$\frac{Z_{\max}}{\sigma_{БЛ}}$, дБ
Z_1	Для указанных условий работоспособность не обеспечивается		
Z_2	0.91	7.25	13.52
Z_3	0.35	0.92	34.13
Z_4	3.4	5.46	27.89
Z_5	2.62	4.09	29.78
Z_6	3.28	13.96	16.08

Выводы. Из результатов моделирования следует, что без применения приёма пространственной фильтрации представляется возможным существенно улучшить помехоустойчивость (на 10 дБ и более) приёмных каналов систем с ШПС, за счёт адаптивной обработки имеющейся входной выборки.

Представленные результаты получены без применения хорошо известной и разновариантной процедуры накопления сигнала, поскольку ставилась задача сравнительной оценки эффективности традиционного корреляционного и адаптивного подходов к решению задачи последовательного однократного поиска временного положения сигнала. Применение процедуры накопления сигнала позволит улучшить помехоустойчивость для любого из рассмотренных алгоритмов.

Представленные результаты и проведённый сравнительный анализ позволяют сделать вывод о перспективности применения рассмотренных алгоритмов в системах с ШПС к которым предъявляются требования по обеспечению функционирования на фоне помех. Рассмотренные алгоритмы при наборе корреляционных матриц по имеющейся входной выборке позволяют улучшить помехоустойчивость без применения известного приёма пространственной фильтрации.

Работа реализована при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. Журавлев, В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах / В.И. Журавлев. – М.: Радио и связь, 1986. – 241 с.

2. Кузьмин, Е.В. Синтез согласованного фильтра для задачи поиска шумоподобного MSK-сигнала перспективной радионавигационной системы / Е.В. Кузьмин, А.С. Ахметшин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 9.– С. 65–69.

3. Ширман, Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос – М.: Радио и связь, 1981.

4. Статистический анализ сверхразрешающих методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки / Д.И. Леховицкий, П.М. Флексер, Д.В. Атаманский, И.Г. Кириллов // Антенны. – 2000. – № 2 (45).

5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010.

6. Ботов, М.И. Введение в теорию радиолокационных систем: монография / М.И. Ботов, В.А. Вяхирев, В.В. Девотчак; ред. М.И. Ботов. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. – 394 с.

7. Характеристики подавления помех в первом образце помехоустойчивой аппаратуры потребителей СРНС ГЛОНАСС/GPS с адаптивной антенной решеткой / Ю.С. Яскин, В.Н. Харисов, В.С. Ефименко и др. // Радиотехника. – 2010. – № 7. – С. 127–136.

8. Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003.

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП РАБОТЫ СЕЙСМИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Е. А. Кохонькова, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
Email: Kana_san@mail.ru

Рассмотрены современные технологии шахтной связи, предложена система сейсмической связи, рассмотрен принцип действия системы и её функциональные блоки, также поставлены задачи для расчёта сейсмического канала.

Добывающая промышленность – важная отрасль первичного сектора, включает добычу, переработку и обогащение минерального сырья, представленная рядом производств, оснащенных специальной техникой для поиска и добычи сырья, тем не менее, остаётся одним из самых опасных и тяжёлых производств. Это обуславливает потребность во введении новых технологий для более лёгкой добычи, лучшей переработки и более быстрой транспортировки сырья, так же необходимо обеспечивать безопасность рабочих помещений и персонала. Наиболее проблематичным является обеспечение аварийной связи между шахтами выработки и поверхностью. Это вызвано сложностью оснащения радиосвязи в шахтах, что обусловлено поглощением радиоволн в горных породах.

На сегодняшний день существуют несколько методов аварийной связи в шахтах выработки. Аппаратура аварийной связи, использующая проводные абонентские линии. Они соединены в кольцевую линию, при этом абонентские узлы содержат усилитель и микрофон для передачи сообщения. Система радиосвязи в шахтах содержит одну центральную станцию, которая сообщается с поверхностью по средствам кабеля, и несколько периферийных станций в системах подземных тоннелей. Устройство для взрывобезопасной диспетчерской телефонной связи в шахтах, так же использующее телефонные линии для передачи информации. Технология, использующая излучающий радиочастотный кабель, выступающий в роли территориально распределенной приемопередающей антенны с круговой диаграммой направленности, по средствам этого кабеля можно связаться с передающей станцией при помощи мобильного телефона. Передача радиосигнала при помощи антенн по специальным каналам в горных породах. Также внедрялась схожая по устройству с абонентскими линиями технология Wi-Fi.

При всех своих достоинствах эти технологии всё же не способны обеспечить надёжную беспроводную связь подземных шахт выработки с поверхностью земли ввиду своей ненадёжности при авариях в шахтах (взрывы, обрушения и смещения горных пород). Проводные линии связи могут быть легко повреждены при авариях в шахтных выработках.

Также существует беспроводная технология передачи данных через горную породу, использующая электромагнитные волны, излучаемые длинной заземлённой антенной, эти сигналы улавливаются точечными персональными приёмниками или подземными станциями. Однако при обеспечении беспроводной связи глубина проникновения электромагнитных волн ограничена (до 1–1,5 км), также не представляется возможным разместить антенну больших размеров внутри шахтной выработки. Следовательно, эта технология может обеспечить только передачу информации с поверхности Земли, в шахтную выработку. Необходимо разработать систему связи с поверхностью, которая не будет использовать проводных линий, но при этом сможет передать сигнал через толщу горных пород на достаточно большое расстояние, при этом не будет занимать много места.

В связи с недостатками представленных методов необходима разработка системы связи, которая не использует проводных линий и может обеспечить передачу сигнала через горную породу на большое расстояние.

Эту проблему решает использование сейсмических (упругих) волн. Сейсмическими волнами называются колебания, распространяющиеся в земле от природных (землетрясений, извержений вулканов, обвалов в пустотах в земной коре, горных ударов и др.) или искусственных (взрывов, вибраторов, пневматических, газодинамических, электроискровых, гидравлических) источников. Частотный диапазон сейсмических волн 0,0001–100 Гц. Их достоинство состоит в том, что они проходят через толщу земных пород на достаточно большое расстояние без заметных затуханий и искажений в среде. Данная система является аварийной и не предусмотрена для обеспечения постоянной связи, так как скорость передачи информации очень медленная и приспособлена для передачи текстовых сообщений, следовательно, она имеет альтернативы при отсутствии аварийных ситуаций. Но её главным достоинством является отсутствие проводных каналов связи, следовательно, потребность в ней возникает только тогда, когда проводные способы связи становятся не действенными в случае аварийной ситуации.

На рис. 1 изображена структурная схема системы. В шахтной выработке расположена укреплённая камера для персонала 2, в которой установлен управляемый невзрывной сейсмоисточник с портативным питанием 3, который, в соответствии с закодированным сообщением, производит удары по антенне-плите, передающей энергию импульсов в горную породу, возбуждая сейсмические волны в среде. Несущая частота источника 40-100Гц, задание и передача сообщения обеспечивается при помощи оператора. Волны распространяются в земле сферически и достигают её поверхности, где расположена линия сейсмоприёмников 4, улавливающих сигнал и преобразующих его в электрический. Так как в шахтной выработке расположено несколько защитных камер с излучателями 3, которые излучают волны сферической формы, и до каждого приёмника сигнал доходит с задержкой, следовательно, нужно определить зону оптимального приёма и определить место положения активного излучателя. Для этого сеть сейсмоприёмников создаёт диаграмму направленности при помощи подбора задержек для каждого из них и осуществляет её подстройку под максимальный уровень С/Ш, что является признаком активности той или иной излучающей подземной станции. После подстройки всех сейсмоприёмников, закодированные сейсмические сигналы преобразуются в электрические, после преобразования сигналы со всех приёмников усиливаются при помощи усилителей 5 и суммируются, далее поступают на АЦП для преобразования аналогового сигнала в цифровой. После преобразования сигнал проходит цифровую обработку в блоке ЦОС для преобразования кода в сообщение для индикации при помощи индикатора. Также, при надобности, для радиопередачи в командный пункт в систему включён блок радиопередачи (РПУ).

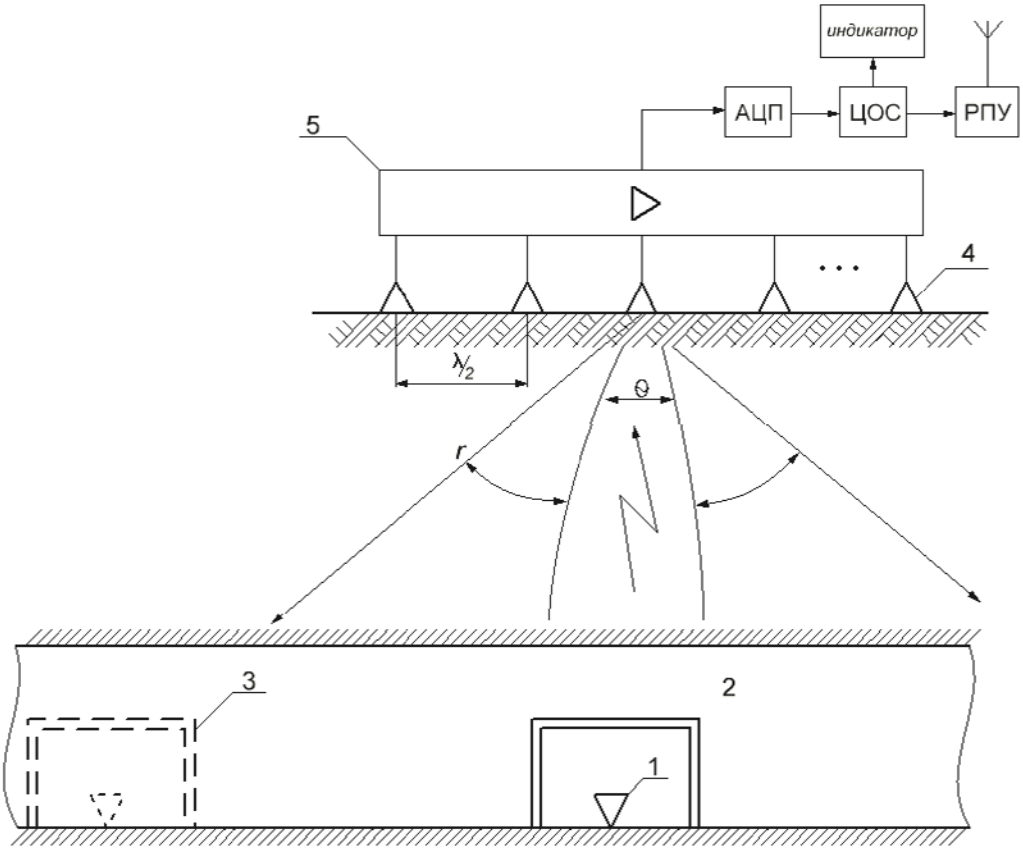


Рис. 1. Структурная схема сейсмического канала связи

Для расчёта канала будут заданы следующие начальные условия:

- глубина шахтной выработки R = 1000–5000 м;
- несущая частота колебаний f = 100 Гц;
- допустимая вероятность ошибки $P_{ош} = 10^{-2}$;
- ширина защитной камеры d = 5 м;

Решающим фактором в расчёте является вероятность ошибки, в расчёте канала необходимо уменьшить этот параметр до заданной величины, которая зависит от ослабления сигнала, уровня сигнал-шум, мощности источника, времени передачи и т.д. В свою очередь, уровень С/Ш зависит от количества сейсмоприёмников, сигнал с которых суммируется в приёмнике, при постоянном уровне шума, а также от мощности сейсмического излучения. Следовательно, необходимо рассчитать оптимальное количество сейсмоприёмников, мощность сейсмоисточника, ширину диаграммы направленности приёмника, протяжённость линии сейсмоприёмников на поверхности земли. Для более точного анализа влияния среды на сейсмический сигнал, необходимо провести расчёт параметров канала при различной глубине шахтной выработки, разных уровнях шума, а также различных типах и свойствах горных пород. Также необходимо провести расчёт изменения параметров сейсмической волны с учётом прохождения через несколько различных слоёв горной породы.

Список литературы

1. Бондарев, В.И. Сейсморазведка / В.И. Бондарев. – Екатеринбург, 2007.

ПЕРЕДВИЖНОЙ РЕТРАНСЛЯТОР ДЛЯ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ СТАНЦИЙ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

А. Н. Иванов, А. М. Алёшечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: ialexn@yandex.ru

Рассматривается метод восстановления работы сети цифрового телевизионного вещания с помощью передвижных ретрансляторов. В статье описаны основные конструкционные решения, структурная схема передвижного ТВ ретранслятора, а также порядок его развёртывания при резервировании станции телевизионного вещания.

Введение

Для выполнения жёстких требований «Правил технической эксплуатации средств цифрового телевизионно вещания в стандарте DVB-T2» [1] к оперативности восстановления вещания программ первого «РТРС-1» и второго «РТРС-2» цифрового мультиплекса филиалам ФГУП «РТРС» необходимо в ближайшее время перейти на новые методы эксплуатации и обслуживания сети ретрансляторов. Существующий порядок обслуживания оборудования телевизионных станций, с отключением вещания на время проведения работ, не позволяет обеспечить бесперебойное вещание ТВ и РВ программ. Для выполнения данных работ требуется длительная процедура согласования времени остановки вещания с организациями-заказчиками: государственными и коммерческими телерадиокомпаниями. Противоречивые требования телерадиокомпаний обычно трудновыполнимы и ставят обслуживающий персонал станций в жёсткие временные рамки, которые невозможно выполнить в заданных условиях эксплуатации оборудования.

Следующие мероприятия по обслуживанию оборудования телестанций требуют отключения цифрового телевизионного вещания:

1. профилактические или аварийные работы на антенно-мачтовых сооружениях (АМС) объекта связи. При подъёме ремонтных бригад на АМС необходимо отключать все радиопередающие технические средства, для выполнения требований охраны труда;

2. профилактические или аварийные работы на электроустановках объекта связи: распределительных щитов, трансформаторов, приборов учёта и т.д. При обслуживании электроустановок отключается питание всего оборудования ТВ и РВ ретрансляторов;

3. для восстановления работоспособности оборудования мощных ретрансляторов, обеспечивающих цифровое вещание на территорию с населением выше 10 тысяч человек, возможны длительные остановки. Согласовать в короткие сроки технические остановки вещания на таких объектах связи практически невозможно, так как необходимо обеспечить одновременное отключение технических средств, осуществляющих трансляцию 10–23 телевизионных программ.

В связи указанными выше причинами очень актуальной является проблема резервирования ТВ и РВ ретрансляторов на период плановых или аварийных работ для филиалов РТРС с большой территорией обслуживания. Наиболее эффективно данную проблему можно решить с помощью передвижного ретранслятора цифрового телевизионного вещания. Стоимость готовых передвижных комплексов связи на базе автомобиля сравнительно велика, поэтому по соотношению цена/качество наиболее оптимально применение передвижного ретранслятора на базе автомобильного прицепа. Очевидными преимуществами использования автомобильного прицепа является возможность транспортировки любым видом легкового автотранспорта, малые габариты и вес. Автомобильный прицеп может легко разместиться в небольших гаражах и навесах, при необходимости два человека могут легко развернуть его и установить в нужном положении.

Передвижной ретранслятор на базе двухосного автомобильного прицепа

На рис. 1 приведён эскиз предлагаемого передвижного ретранслятора цифрового вещания, развёрнутого на базе двухосного автомобильного прицепа.

Рис. 1. Эскиз передвижного ретранслятора: *а* – в развёрнутом состоянии; *б* – в походном состоянии

Для создания передвижного ретранслятора цифрового вещания (рис. 1), размещения и подключения оборудования необходимо выполнить следующие задачи.

1. Приобрести двухосный автоприцеп с минимальной площадью для размещения оборудования передвижного ретранслятора не менее 3000×1500 мм и минимальной грузоподъемностью 500 кг. Наиболее подходящим является бортовой, двухосный прицеп типа МЗСА 817732.001-05 производства Московского завода спец. автомобилей (рис. 2, *г*). Данный прицеп имеет рессорную подвеску [2] и способен перевозить груз с весом до 750 кг, с размерами до 3449×1511×290 мм.

2. Вдоль бортов данного прицепа необходимо установить два длинных термических шкафа, с разделительными перегородками, дверцами и кабель каналами. Каждая перегородка должна отделять место для одной из четырёх секции (поз. *1*, *2*, *4*, *5* на рис. 1). Типовая конструкция термического шкафа марки IPprom ТНКМ производства ООО «Термошкаф» содержит автоматическую систему охлаждения и обогрева технических средств вещания. Габаритные размеры термического шкафа должны соответствовать объёму, зани-

маемому техническими средствами вещания, дополнительно должны быть учтены объёмы для свободной циркуляции воздуха.

2. Вдоль центральной оси автоприцепа необходимо разместить складную, телескопическую мачту (поз. *8* на рис. 1). Данная мачта должна иметь высоту 21,47 м в развёрнутом состоянии и нагрузочную способность до 45 кг. Согласно Техническому регламенту о безопасности колёсных транспортных средств, длина телескопической мачты в сложенном состоянии не должна превышать 4 м. Для быстрого развертывания телескопической мачты, одним человеком за период времени не более 5 минут, необходимо использовать пневматический подъёмный механизм с электрическим насосом. В качестве прототипа данной телескопической мачты планируется использовать мачту WT10-6 компании «РКТЦ» (рис. 2, *б*).

3. В геометрическом центре автоприцепа следует установить складную офсетную антенну ø1,6 м. Для быстрого развёртывания спутниковой приёмной антенны необходимо использовать устройство управления ориентацией антенны, которое контролирует работу азимутального и угломестного привода. В качестве прототипа данной офсетной антенны планируется использовать антенну марки TX-INT180 производства компании «iNetVu» (рис. 2, *а*).

а *б* *в* *г*

Рис. 2. Основные узлы передвижного цифрового ретранслятора:
а – офсетная антенна ø1,8 м; *б* – супер-турникетная передающая антенна;
б – складная, телескопическая мачта; *в* – термический шкаф; *г* – прицеп МЗСА 817732.001-05

4. Для соединения цифровых передатчиков с подвижной передающей антенной используется супергибкий фидер 1/2" марки CommScope FSJ4-50B с системой подогрева. Система подогрева предотвращает потерю эластичности изолятора пенозаполненного фидера в условиях сверхнизких температур (–25…–50°). Для предотвращения изломов и деформации передающего фидера при развёртывании и свёртывании передвижного ТВ ретранслятора, фидер должен закрепляться по спирали вокруг телескопической мачты (рис. 1, поз. *8*).

5. Для обеспечения автономного электропитания передвижного ретранслятора необходимо установить бензиновый электрогенератор мощностью 6 кВт с системой автомати-

ческого перезапуска. В полевых условиях бензиновый генератор имеет больше преимуществ перед дизельным, потому что бензин чаше встречается и используется в легковых автомобилях. Для комбинированного питания передвижного ретранслятора необходим мощный стабилизатор напряжения, схема контроля заряда аккумуляторных батарей и инвертор напряжения питания.

7. Для трансляции DVB-T2 сигналов в эфир необходимо установить два цифровых передатчика мощностью 100Вт, способных перестраиваться в диапазоне дециметровых волн ДМВ. В качестве данных передатчиков планируется использовать передатчики СТ-100 производства ООО «ОКБ Альфа» или передатчики ТВЦ-100 производства ООО «НПП Триада-ТВ». Для сложения ВЧ-сигналов обоих передатчиков, для обеспечения требуемого уровня внеполосных составляющих, необходимо использовать сменные канальные фильтры и устройство сложения УСА12 производства ОАО «Прима Телеком». Для передачи сигналов в эфир планируется использовать супер-турникетную антенну Omni, производства ОАО «Прима Телеком».

Описание структурной схемы передвижного цифрового ретранслятора

Структурная схема предлагаемого передвижного цифрового ретранслятора приведена на рис. 3. Работа ретранслятора осуществляется следующим образом.

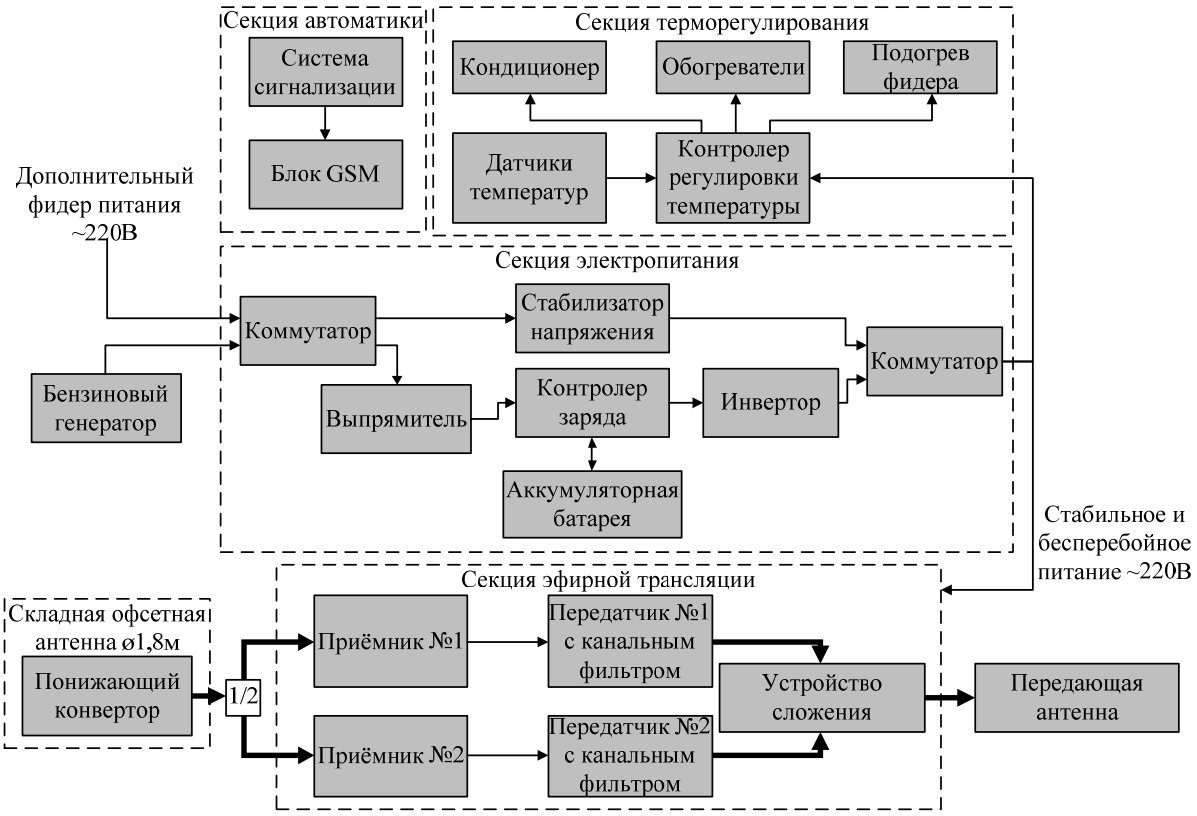


Рис. 3. Структурная схема мобильного ТВ ретранслятора

Складная офсетная антенна ø1,8 м передвижного ТВ ретранслятора (рис. 3) принимает DVB-S2 сигнал и подаёт его на два приёмника. Приемник формирует DVB-ASI сигнал многопрограммного транспортного потока MPTS. Далее DVB-ASI сигналы подаются на два цифровых DVB-T2 передатчика (рис. 3). Выходные сигналы передатчиков подаются через сменные канальные фильтры, устройство сложения УСА12 на широкополосную передающую антенну с круговой диаграммой направленности. Для обеспечения бесперебойного и стабильного электропитания технических средств вещания ретранслятора исполь-

зуется оборудование секции электропитания (рис. 3): стабилизатор напряжения, выпрямитель тока, контролер заряда батареи, аккумуляторная батарея, инвертор, входной и выходной коммутаторы напряжения. При работе передвижного ТВ ретранслятора от источника сетевого напряжения, используется только стабилизатор напряжения. При работе передвижного ретранслятора от электросети с нестабильным напряжением или нестабильной частотой необходимо использовать схему бесперебойного электропитания, при отсутствии внешних источников электропитания используется бензиновый генератор. Для обеспечения требуемого температурного режима эксплуатации оборудования используется секция терморегулирования. Данная секция содержит контроллер регулировки температуры, датчики температуры, компактный кондиционер, компактные обогреватели и схему подогрева передающего фидера. Кондиционер предназначен для охлаждения оборудования мобильного ТВ ретранслятора при высоких (выше +20 °С) температурах. Схема подогрева передающих фидеров предназначена для подогрева фидеров при низких (ниже -5 °С) температурах. Для этого на передающий фидер помещается в термоизоляционную трубку, а под ней располагается нагревающий провод.

Заключение

Применение предложенного передвижного ТВ ретранслятора (рис. 4) позволит филиалам РТРС быстро восстанавливать работу аварийных телестанций, позволит производить обслуживание и ремонт оборудования без продолжительных остановок вещания. Кроме этого передвижные ТВ ретрансляторы позволяют быстро восстанавливать работу сети DVB-T2 вещания на территориях, подверженных воздействию техногенных катастроф, землетрясений, пожаров, наводнений и других чрезвычайных ситуаций. Ярким примером эффективного использования РТРС передвижных цифровых ретрансляторов является применение с 7 по 23 февраля 2014 года четырёх цифровых ретрансляторов на базе автомобилей «КАМАЗ» для резервирования телестанций Краснодарского края в период проведения XXII Олимпийских игр в городе Сочи.

Рис. 4. Передвижной цифровой ретранслятор компании «НПО СвязьПроект»

Список литературы

1. Правила технической эксплуатации средств цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T2. Утв. приказом РТРС от 21.06.2013 г. № 70.

2. Автомобильные прицепы общего назначения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mzsa.ru/goods/common/ (дата обращения 31.03.2014).

4. Телескопические мачты с пневматическим подъёмом [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.machty.ru/pneumatic (дата обращения 31.03.2014).

5. Производство радиотелевизионной передающей аппаратуры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://okbalfa.ru/ (дата обращения 31.03.2014).

МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СЕТИ РАДИОТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ СТАНЦИЙ

В. О. Чернов, Ф. В. Зандер (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: chernov.krtpc@rambler.ru

Исследование и разработка методик, позволяющих оптимизировать технические параметры и местоположение радиотелевизионных передающих станций сетей наземного радиотелевизионного вещания. Для реализации задач оптимизации необходимо разработать методику и автоматизированную систему с использованием геоинформационной системы.

Существующая практика планирования развития передающей сети телерадиовещания, исходит из принципа поэтапного решения задачи.

На первом этапе на основе анализа факторов политического, экономического, социального характера с учетом географии и особенностей местности определяются количество, месторасположения и размеры требуемых зон обслуживания планируемых радиовещательных станций, которые обеспечивают необходимый охват территории (или населения) телевизионным (ТВ) или радио (РВ) вещанием с заданным качеством принимаемых программ.

На втором этапе решается задача определения оптимальных параметров телерадиовещательных станций, которые обеспечивают требуемые размеры зон обслуживания. Такая задача возникает при планировании сетей наземного телевизионного вещания, при строительстве новых или реконструкции действующих передающих станций. Особенную важность данная задача приобретает при переходе на цифровое телевизионное вещание.

Каждый из указанных этапов задачи является по существу самостоятельной сложной и трудоемкой проблемой, эффективное решение которых возможно только при использовании специализированного программного обеспечения.

Для определения оптимального местоположения радиотелевизионных передающих станций (РТПС) необходимо производить расчёт напряжённостей полей сигналов и помех с учётом реального рельефа местности, то есть путём построения профилей интервалов в направлении от местоположения станции до границы зоны вещания.

Решение задачи оптимизации местоположения РТПС с учётом реального рельефа местности возможно только путём разработки соответствующих методик и автоматизированной системы с использованием геоинформационной системы.

В настоящее время почти отсутствуют исследования, посвященные влиянию реального рельефа местности на эффективность использования технических параметров радиовещательных станций.

В рекомендациях МСЭ – Р и проекте ГОСТ РФ по сетям цифрового телевизионного вещания, использование рельефа местности ограничивается расчётом эффективной высоты передающей антенны в 36 направлениях от передающей станции к приёмникам. Именно это и используется в большинстве работ посвящённых исследованию способов оптимального построения сетей наземного телерадиовещания.

При наличии геоинформационной системы целесообразна разработка способов представления и оценки качества обслуживания и охвата территории и населения эфирным телерадиовещанием. К данным способам можно отнести определение областей обслуживаемых неэффективно (зоны тени, области перекрытия зон обслуживания соседних станций).

Геоинформационная система позволит также исследовать методы оптимизации местоположения передающих станций и их технических параметров (излучаемую мощность, высоту подвеса антенны, её направленность и коэффициент усиления, и т. д.). При этом можно также провести оптимизацию технических параметров и местоположения группы передающих станций.

Для реализации этих оптимизационных задач необходимо разработать методики и автоматизированную систему с использованием геоинформационной системы.

Существует необходимость исследования и разработки методик, позволяющих оптимизировать технические параметры и местоположение радиотелевизионных передающих станций сетей наземного цифрового телевизионного вещания. Для достижения указанной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать методику сравнения характеристик передающих станций цифрового телевизионного вещания;

2. Разработать методику определения зон обслуживания и зон тени для цифрового наземного вещания по профилям лучей;

3. Разработать методику оптимизации технических параметров радиотелевизионной передающей станции;

4. Разработать методику определения оптимального местоположения радиотелевизионной передающей станции;

5. Разработать методику определения оптимальных параметров и местоположения группы радиотелевизионных передающих станций;

6. Разработать алгоритм и программное обеспечение автоматизированной системы оптимизации параметров и местоположения радиотелевизионных передающих станций с использованием геоинформационной системы.

Методы исследования. Для решения поставленных задач могут быть использованы методы статистической радиотехники, теории вероятностей, математического моделирования, теории распространения радиоволн. Часть результатов может быть получена с помощью программного обеспечения (ПО) в и в существующей определенной среде моделирования. Но для подтверждения полученных теоретических результатов необходимо разработать алгоритм и ПО автоматизированной системы для оптимизации параметров радиотелевизионных передающих станций с использованием геоинформационной системы. С использованием разработанной системы необходимо выполнить экспериментальные исследования.

При аналоговом телевизионном вещании с увеличением расстояния между передатчиком и приёмником качество приёма плавно переходит от хорошего к удовлетворительному, а затем к неудовлетворительному. Поэтому для аналогового вещания граница зоны обслуживания определяется расстоянием прямой видимости. В цифровых же системах вещания прием телевизионной программы полностью пропадает при снижении принимаемого сигнала примерно на 1 дБ ниже минимального уровня напряженности поля.

Основной проблемой при проектировании сети наземного телевизионного вещания является определение реальной зоны обслуживания РТПС и решение на ее основе задачи оптимизации технических параметров и местоположения станции. В проекте ГОСТ по цифровому ТВ вещанию записано «реальная зона обслуживания, то есть совокупность мест, где обеспечивается надлежащее качество приёма, в действительности может быть определена после ввода передающей радиостанции в действие на основании результатов обследований условий приёма сигналов этой радиостанции на местности».

Расчёт зон обслуживания и зон тени должен производиться по профилям интервалов, построенным с использованием географической информационной системы для каждого направления от передающей станции к приёмной установке. Только определив зоны обслуживания и зоны тени можно оптимизировать технические характеристики и местоположение передающей станции. Предлагаются критерии, которые используются для оптимизации технических параметров и местоположения РТПС.

В качестве первого критерия оптимизации, связанного с высотой подвеса передающей антенны и излучаемой мощностью станции, предлагается коэффициент удельных капитальных затрат, зависящий от капитальных затрат на приобретения передатчика, строительство антенно-мачтового сооружения, и от площади зоны покрытия, определяемой радиусом зоны обслуживания.

При этом оптимальным значением высоты подвеса антенны будет такое её значение, при котором обеспечивается минимум удельных капитальных затрат.

В качестве второго критерия оптимизации, связанного с площадью зоны вещания станции предлагается коэффициент использования станции, определяемый отношением площади зоны вещания станции к максимальной площади зоны обслуживания.

Известно, что радиоволны III ÷ V диапазонов, используемые для цифрового ТВ вещания, распространяются в пределах прямой видимости, поэтому считается, что радиус зоны обслуживания ограничивается именно этим расстоянием. Представляет интерес определение зависимости относительных удельных капитальных затрат и коэффициента использования станции при обеспечении радиуса зоны обслуживания меньше расстояния прямой видимости. Такая ситуация будет при выборе мощности передатчика меньше необходимой.

По методике МСЭ – Р при учете рельефа местности для каждого из секторов, число которых равно 36, определяется эффективная высота подвеса антенны и по кривым распространения определяется радиус зоны обслуживания в каждом секторе.

Однако такая методика не позволяет определять зоны тени, появляющиеся в зоне обслуживания из-за изменения рельефа местности.

Поэтому предлагается другая методика для определения зон тени и зон вещания внутри зоны обслуживания станции. Данная методика основана на построении профилей интервалов для каждого направления на приемные станции. Данная методика основана на результатах анализа профилей интервалов (см. рис. 1).

Суммарную зону вещания и зону тени РТПС можно найти путём суммирования зон вещания и тени по всем лучам.

На основе предложенных критериев оптимизации с использованием разработанной методики определения зон обслуживания и зон тени можно реализовать оптимизацию местоположения РТПС. Суть такой методики оптимизации заключается в том, что в окрестности предполагаемого или существующего местоположения РТПС выбирается несколько наиболее высоких точек рельефа местности. При заданной высоте подвеса передающей антенны для каждой из этих точек определяются зоны вещания и зоны тени.

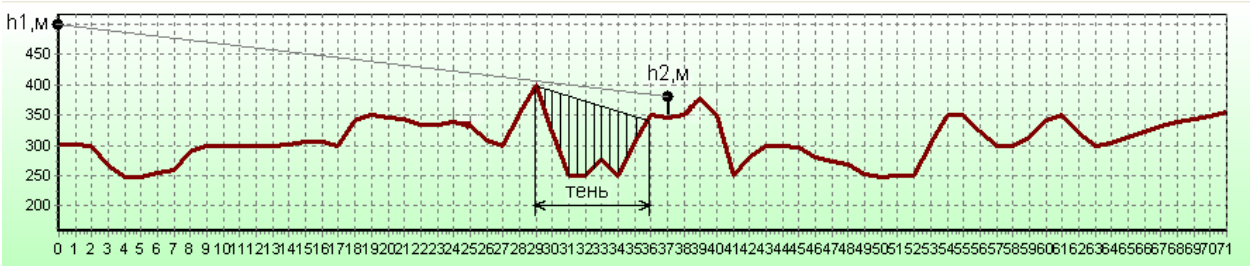


Рис. 1. Определение зон вещания и тени на профиле интервала:
h_1 – высота передающей антенны, h_2 – высота приемной антенны

При проведении оптимизации местоположения РТПС определение коэффициента использования станции предлагается проводить относительно максимальной зоны покрытия станции, которая определяется расстоянием прямой видимости.

Рассмотрение планируемой и действующей сети показало, что в процессе решения задачи оптимизации высот подвеса антенн, излучаемых мощностей передатчиков и оптимизации местоположения планируемых станций необходимо осуществить многопараметрическую оптимизацию при отыскании минимума целевой функции. При проведении такой многопараметрической оптимизации предлагается использовать градиентный метод.

Сеть станций представляет собой некий список вещательных станций, каждая из которых имеет собственный набор параметров, среди которых:

- высота подвеса передающей антенны над уровнем земли;
- мощность передатчика;
- усиление передающей антенны;
- КПД фидера передающего устройства;
- рабочая частота передатчика;
- минимальная напряженность поля принимаемого сигнала;
- географические координаты места установки передающей станции.

По этим параметрам и по данным карты местности рассчитываются затраты на передатчик, зона обслуживания и зона тени каждой станции сети и, исходя из полученных результатов, проводится оптимизация.

Результатами расчёта будет являться набор показателей для каждой станции и для сети в целом.

Оптимизация проводится путём изменения одного из параметров станции, что приводит к изменению результатов расчёта по станциям. Соответственно, задачей оптимизации является получение оптимального сочетания значений параметров для каждой станции и сети в целом.

Список литературы

1. Носов, В.И. Оптимизация местоположения радиотелевизионных передающих станций / В.И. Носов, В.Н. Бактеев, Л.А. Штанюк // Вестн. СибГУТИ. – 2009. – № 4 – С. 11–16.

2. Бактеев, В.Н. Выбор оптимальных технических параметров передающей телевизионной станции / В.Н. Бактеев // Молодой ученый. – 2010. – № 3. – С. 19–22.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СПОСОБА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОЙ СВЯЗИ СО МНОГИМИ АБОНЕНТАМИ

Р. А. Ефремов

ФГБОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106
E-mail: roma2004@tamb.ru

Описана помехоустойчивость способа беспроводной передачи данных на основе модуляции сменой структуры периодического шумоподобного сигнала, при одновременной работе большого числа абонентов. Проведено сравнение помехоустойчивости описанного способа с известными.

Системы связи с шумоподобными сигналами (ШПС) позволяют одновременно работать большому числу абонентов в одной полосе частот, сохраняя при этом все известные преимущества ШПС перед узкополосными сигналами [1].

В общей теории оптимальной обработки сигналов различают взаимокорреляционные и автокорреляционные методы приема ШПС [2, 3].

Наибольшее распространение получили взаимокорреляционные методы, которые обычно более эффективны, однако если отношение сигнал/шум на входе приемника меньше единицы или сигнал в канале связи сильно искажается, то обеспечение синхронизации является достаточно сложной (в ряде случаев невыполнимой) задачей [4].

Автокорреляционные методы используют в качестве опорных сигналов задержанные копии принимаемых сигналов и не требуют специальных устройств синхронизации.

Нами разработан новый, принципиально отличающийся от существующих, метод передачи дискретной информации, при использовании которого возможна работа большого числа абонентов в одной полосе частот, заключающийся в том, что передаваемый символ

двоичного алфавита a_1 – логической «единицы» или a_0 – логического «нуля» представляют сменой структур двух посылок периодической псевдошумовой последовательности, причем если передается символ a_1, то структура передаваемого ШПС не меняется относительно предыдущей посылки сигнала, если передается символ a_0, то структура меняется на зеркальную копию (относительно оси времени) ранее переданной посылки сигнала, причем передаваемый ШПС получен путем m-кратного повторения отрезка образующего ШПС, период повторения которого T_0 равен T/m, где T – длительность одной посылки сигнала. Предлагаемый метод модуляции поясняется на рис. 1 (при числе повторов m = 3).

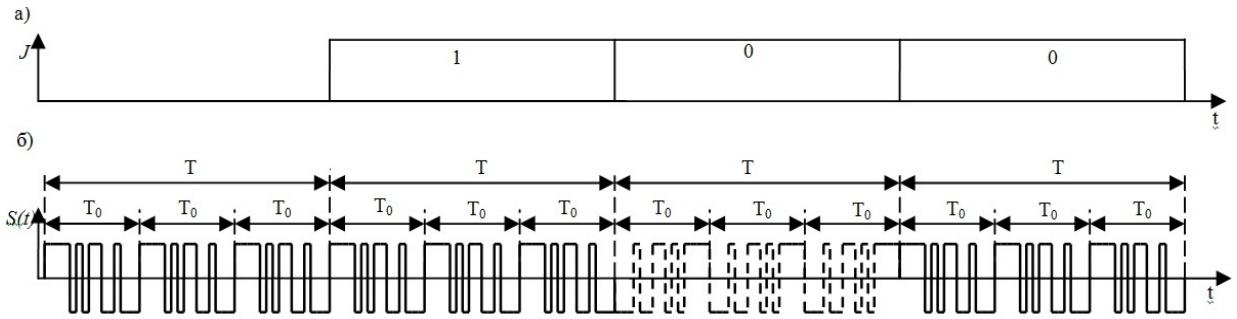


Рис. 1. Иллюстрация способа модуляции: *а* – сигнал на входе модулятора; *б* – сигнал на выходе модулятора

Демодуляцию такого сигнала можно осуществлять автокорреляционным методом, на основе сравнения формы автокорреляционной функции (АКФ) соседних посылок периодических последовательностей ШПС с различной структурой. Для этого на приемной стороне должно быть два канала обработки входного сигнала. В канале логической «единицы» производится нахождение значения АКФ в точке $T+T_0$. В канале логического «нуля» также производится нахождение значения АКФ в точке $T+T_0$, только предварительно сигнал «зеркально отображают» относительно временной оси за период T. Решающее устройство (РУ) считает принятым тот символ, который соответствует каналу с максимальным значением АКФ на выходе. Структурная схема демодулятора приведена на рис. 2.

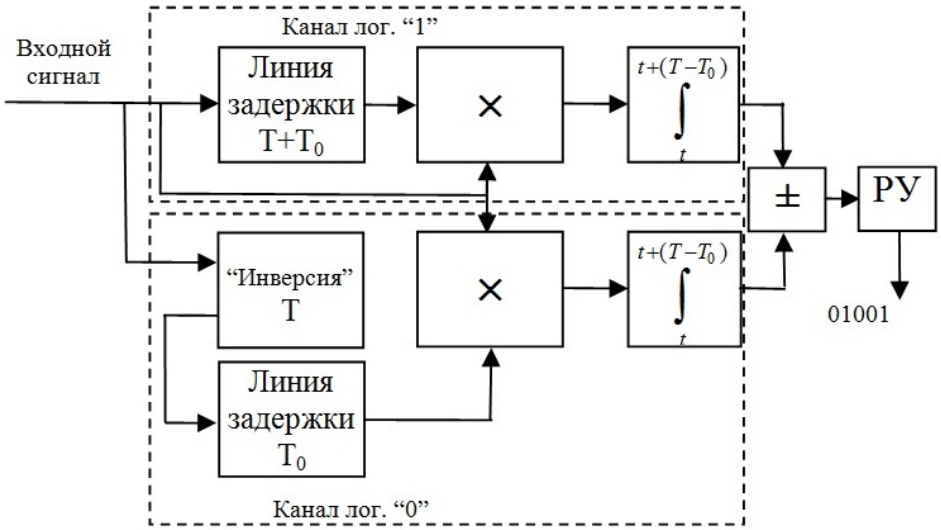


Рис. 2. Блок-схема автокорреляционного демодулятора

Рассмотрим помехоустойчивость такой схемы автокорреляционного приема периодических шумоподобных сигналов при воздействии аддитивного флюктуационного шума, а также шума от других систем связи работающих одновременно в одной полосе частот.

Сигнал логической «единицы» $B_1(t)$ и логического «нуля» $B_2(t)$ на интервале двух посылок можно представить следующим образом:

$$B_1(t)=\begin{cases}A(t), & 0\le t\le T\\ A(t-T), & T\le t\le 2T\end{cases};\ B_2(t)=\begin{cases}A(t), & 0\le t\le T\\ A(T-t), & T\le t\le 2T\end{cases},$$

где сигнал $A(t)=a_0(t)+a_0(t-T_0)+a_0(t-2T_0)+\ldots+a_0(t-(n-1)T_0)$ – составной сигнал, состоящий из повторяющихся отрезков ШПС $a_0(t)$; m – целое число. Причем $A(t-T)$ и $A(T-t)$ являются зеркальными копиями относительно временной оси.

Поскольку рассматривается работа большого числа приемо-передающих устройств в одной полосе частот, то в канале передачи неизбежно будут присутствовать естественные шумы среды распространения сигнала, а также помехи, порожденные всеми рассматриваемыми передающими устройствами, которые для приемника будут также являться помехами. Сигнал на входе приемного устройства будет иметь вид:

$B_1(t)+W(t)$ – для сигнала логической «единицы»;
$B_2(t)+W(t)$ – для сигнала логического «нуля»,

где $W(t)=Z(t)+\sum_1^N Q_i(t)$ – аддитивный флюктуационный шум со спектральной плотностью мощности W_0^2, который образован естественным шумом среды распространения сигнала Z(t) и сигналами всех остальных передающих устройств $Q_i(t)$, со спектральной плотностью мощности Z_0^2 и Q_0^2 соответственно, которые будут являться для анализируемого приемника шумом; i – количество активных передающих устройств.

При условии, что излучаемая мощность всех передатчиков одинакова и сигналы всех передающих устройств не коррелированны, примем $W(t)=Z(t)+k*Q_i(t)$, где k = 1, 2,…,n – число дополнительных, одновременно работающих систем связи.

В случае, когда была передана логическая «единица», сигнал на выходе вычитателя $C_{выч}(t)$ будет определяться выражением:

$$C_{выч}(t)=\int_0^{(m-1)T_0}[A(t)+W(t)][A(t-(T-T_0))+W(t-(T-T_0))]dt-$$
$$-\int_0^{(m-1)T_0}[A(t)+W(t)][A((T-T_0)-t)+W((T-T_0)-t)]dt.$$

Первый и второй интегралы можно разбить на суммы (m – 1) интегралов в других пределах:

$$\left\{\int_0^{T_0}[A(t)+W(t)][A(t-(T-T_0))+W(t-(T-T_0))]dt+\ldots+\right.$$
$$\left.+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}[A(t-(m-2)T_0)+W(t-(m-2)T_0)][A(t-(T-(m-1)T_0)+W(t-T-(m-1)T_0)]dt\right\}-$$
$$-\left\{\int_0^{T_0}[A(t)+W(t)][A((T-T_0)-t)+W((T-T_0)-t)]dt+\ldots+\right.$$

$$+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}\left[A\left(t-(m-2)T_0\right)+W\left(t-(m-2)T_0\right)\right]\left[A\left((T-(m-1)T_0)-t\right)+W\left((T-(m-1)T_0)-t\right)\right]dt\Bigg\}=$$

$$=\left\{\int_0^{T_0}A(t)A\left(t-(T-T_0)\right)dt+\int_0^{T_0}A(t)W\left(t-(T-T_0)\right)dt+\right.$$

$$+\int_0^{T_0}W(t)A\left(t-(T-T_0)\right)dt+\int_0^{T_0}W(t)W\left(t-(T-T_0)\right)dt+\ldots+$$

$$+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}A\left(t-(m-2)T_0\right)A\left(t-(T-(m-1)T_0\right)dt+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}A\left(t-(m-2)T_0\right)W\left(t-T-(m-1)T_0\right)dt+$$

$$\left.+\int_{(m-2)T}^{(m-1)T_0}W\left(t-(m-2)T_0\right)A\left(t-(T-(m-1)T_0\right)dt+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}W\left(t-(m-2)T_0\right)W\left(t-T-(m-1)T_0\right)dt\right\}-$$

$$-\left\{\int_0^{T_0}A(t)A\left((T-T_0)-t\right)dt+\int_0^{T_0}A(t)W\left((T-T_0)-t\right)dt+\right.$$

$$+\int_0^{T_0}W(t)A\left((T-T_0)-t\right)dt+\int_0^{T_0}W(t)W\left((T-T_0)-t\right)dt+\ldots+$$

$$+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}A\left(t-(m-2)T_0\right)A\left((T-(m-1)T_0)-t\right)dt+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}A\left(t-(m-2)T_0\right)W\left((T-(m-1)T_0)-t\right)dt+$$

$$\left.+\int_{(m-2)T}^{(m-1)T_0}W\left(t-(m-2)T_0\right)A\left((T-(m-1)T_0)-t\right)dt+\int_{(m-2)T_0}^{(m-1)T_0}W\left(t-(m-2)T_0\right)W\left((T-(m-1)T_0)-t\right)dt\right\}=$$

Сигнал на выходе вычитателя будет состоять из суммы случайных величин [3]. Найдем математическое ожидание M_1^1 и дисперсию этой суммы M_2^1:

$$M_1^1=E_A^{T_0}(m-1)=E_A^T\frac{(m-1)}{m}=A_0^2FT(\frac{m-1}{m}),$$

$$M_2^1=\left\{\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{W_0^4}{2}+\ldots+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{W_0^4}{2}\right\}+$$

$$+\left\{\frac{A_0^4}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{Z_0^4}{2}+\ldots+\frac{A_0^4}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{A_0^2W_0^2}{2}+\frac{W_0^4}{2}\right\}=$$

$$=A_0^2W_0^2FT\frac{m-1}{m}+W_0^4FT\frac{m-1}{2m}+2A_0^2W_0^2FT\frac{m-1}{2m}+W_0^4FT\frac{m-1}{2m}+A_0^4FT\frac{m-1}{2m},$$

где A_0^2 – спектральная плотность мощности случайного процесса $a(t)$, отрезком которого является сигнал $a_0(t)$; $E_A^{T_0}$ – энергия сигнала $a_0(t)$; E_A^T – энергия сигнала $A(t)$.

Точно такие же соотношения получаются для случая, когда был передан символ логического «нуля».

Решающее устройство должно определить, какой символ считать переданным, в зависимости от величины сигнала на выходе вычитателя. В соответствии с критерием иде-

ального наблюдателя положительный сигнал с выхода вычитателя необходимо расценивать как передача одного символа, а отрицательного – другого. При этом нулевое значение можно отнести к любому символу[1]. Произведем обратную замену $W_0^2 = Z_0^2 + k * Q_0^2$ и вычислим вероятность появления ошибочного символа следующим образом [1, 4]:

$$P = Q\left(\frac{\frac{A_0^2 FT\frac{m-1}{m} + A_0^2 FT\frac{m-1}{m}}{2}}{\sqrt{FT\left(A_0^2(Z_0^2 + kQ_0^2)\frac{m-1}{m} + (Z_0^4 + kQ_0^4)\frac{m-1}{2m} + 2A_0^2(Z_0^2 + kQ_0^2)\frac{m-1}{2m} + (Z_0^4 + kQ_0^4)\frac{m-1}{2m} + A_0^4\frac{m-1}{2m} \right)}} \right) =$$

$$= Q\left(\frac{\frac{P_S}{P_N + kP_Q} FT}{\sqrt{FT\left(\frac{m-1}{m} + 2\frac{P_S}{P_N + kP_Q}\frac{m-1}{m} + \left(\frac{P_S}{P_N + kP_Q} \right)^2 \frac{m-1}{2m} \right)}} \right), \qquad (1)$$

где F – полоса частот сигнала; T – длительность одной посылки сигнала; $Q(x)$ – Гауссов интеграл ошибок, т.е. $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left\{ -\frac{u^2}{2} \right\} du$; P_S – мощность сигнала; P_N – мощность шума; P_S / P_N – отношение сигнал/шум; k –число активных передатчиков; P_Q – мощность сигнала сторонних передатчиков, который является шумом для анализируемого приемного устройства.

Анализируя полученную вероятность символьной ошибки, можно сделать вывод, что она достаточно сильно зависит от количества одновременно работающих устройств связи, в тоже время с увеличением базы сигнала можно добиться компромисса между количеством устройств и требуемой вероятностью символьной ошибки.

Графики вероятности символьной ошибки для описанного способа модуляции и демодуляции при различном числе активных передатчиков k, а также известного способа фазоразностной модуляции (ФРМ), проиллюстрированы на рис. 3 (при $P_Q = P_S$).

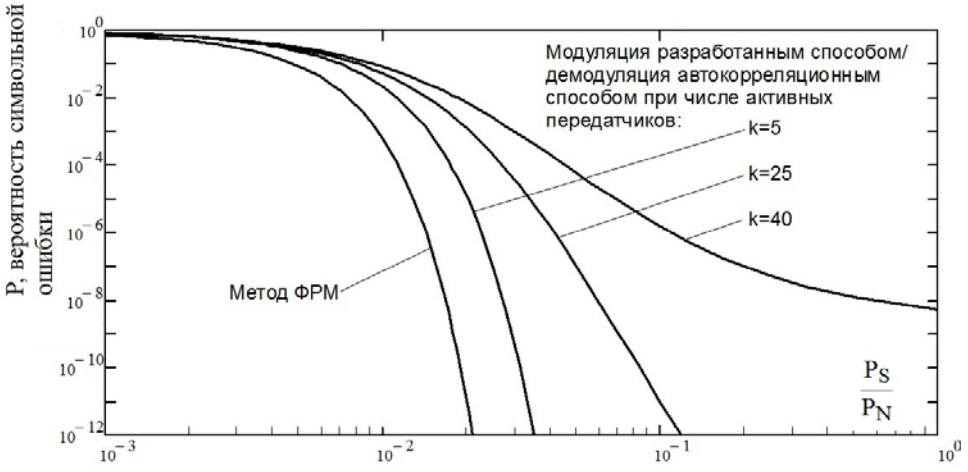


Рис. 3. Вероятность символьной ошибки для различных методов при базе сигнала B = 30000 и числе повторов сигнала m = 800

Список литературы

1. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / Бернард Скляр, – 2-е изд. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

2. Окунев, Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами / Ю.Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.: ил.

3. Окунев, Ю.Б. Широкополосные системы связи с составными сигналами / Ю.Б. Окунев, Л.А. Яковлев; под ред. А.М. Заездного. – М.: Связь, 1968. – 168 с.

4. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.: ил.

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ТРАНСЛЯЦИИ ТВ И РВ ПРОГРАММ РЕГИОНАЛЬНОГО РАДИОТЕЛЕВИЗИОННОГО ПЕРЕДАЮЩЕГО ЦЕНТРА

В. В. Сорокин, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: vsorokin@kraskrtpc.ru

Рассматривается опыт создания Системы контроля трансляции телевизионных и радиопрограмм аналогового и цифрового формата вещания в филиале РТРС. Данная система объединяет средства контроля вещательного оборудования, анализа спектров и цифровых транспортных потоков, полиэкранного отображения ТВ и РВ сигналов, сбора информации о нарушениях и аварийных событиях в Базе данных.

Введение

В рамках реализации федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы» [1] в октябре 2013 года филиала РТРС «Красноярский КРТПЦ» завершает строительство объекта РТПС Красноярск, обеспечивающего трансляцию пакетов программ 1-го и 2-го мультиплекса цифрового вещания, а также ТВ и РВ программ аналогового вещания.

Для обеспечения бесперебойной и качественной трансляции ТВ и РВ программ регионального центра филиала ФГУП «РТРС» «Красноярский КРТПЦ» необходима система контроля, отвечающая требованиям современного стандарта вещания. Данная система должна решать следующие задачи:

1. обеспечение контроля трансляции программ цифрового наземного вещания в формате DVB-T2: анализ транспортных потоков T2-MI, контроль эфирной трансляции программ во всех каналах физического уровня PLP, анализ ошибок 1, 2, 3 приоритетов в соответствии с ETSI TR 101 290;

2. обеспечение контроля трансляции программ аналогового вещания, контроль прохождения сигналов ТВ и РВ программ через оборудование подсистем коммутации, резервирования, распределения, вставки рекламных блоков и местных видеосюжетов, эфирной трансляции в соответствии с ПТЭ СВТ-95;

3. осуществление анализа технических параметров оборудования трансляции цифрового и аналоговой сети;

4. обеспечение учёта кратковременных нарушений вещания, таких как «чёрный экран», «замораживание» и «блочность» изображения, «замирание» или «икание» звукового сопровождения;

5. обеспечение автоматической фиксации нарушений вещания ТВ и РВ программ, автоматический сбор и сопоставление нарушений вещания программ с отклонениями параметров и отказами оборудования;

6. функционирование в составе единой распределенной сети локальных систем контроля, размещенных на удаленных объектах вещания региона с возможностью централи-

зованного сбора, хранения и анализа данных о нарушениях вещания и работе технологического оборудования.

Поставленные задачи невозможно решить ресурсами существующей системы контроля аналоговой сети, а использование современных ВКУ построенных на базе DVB-T2 телевизоров и отдельных измерительных приборов не обеспечивают требуемые мультиформатность и целостность информации о нарушениях трансляции вещания.

Система контроля трансляции ТВ и РВ программ «Красноярского КРТПЦ»

В период с 2010 по 2013 гг. на ретрансляторах «Красноярского КРТПЦ» были проведены работы по созданию распределенной системы контроля трансляции ТВ и РВ программ аналоговой сети филиала. Каждая из локальных систем сети представляет собой сервер полиэкранного мониторинга MultiScreen отечественной компании «Stream Labs», комплекса коммутационного оборудованиях, широкоформатных ЖК панелей и рабочей станции дежурной смены. Локальные системы работают в сети регионального SQL-сервера, расположенного в административном здании филиала.

На сегодняшний день система контроля трансляции ТВ и РВ программ аналоговой сети обеспечивает контроль выполнения следующих технологических процессов:

1. модификацию сигналов ТВ и РВ программ, вставку рекламных блоков, вставку сигналов оповещения ГО и ЧС;
2. резервирование источников сигнала, усиление и распределение сигналов;
3. эфирную и спутниковую DVB-S трансляцию сигналов;
4. приём DVB-S/DVB-S2 сигналов, дескремблирование и декодирование цифровых транспортных потоков DVB-TS;
5. передача SDI сигналов через цифровые распределительные сети ВОЛС.

Каждая из локальных систем контроля аналоговых ТВ и РВ программ включает в себя:

1. полиэкранный процессор Stream MultiScreen с платами ввода сигналов CVBS, DVB-ASI, SDI;
2. комплект аналоговых ТВ/УКВ-ЧМ приемников марок Beholder и Leadtek;
3. преобразователи форматов аудио сигналов;
4. устройства распределения видео и аудио сигналов;
5. рабочие станции дежурной смены;
6. программное обеспечение MultiScreen v4.

В связи с вводом в эксплуатацию объекта трансляции программ цифрового наемного вещания в формате DVB-T2, в октябре 2013 года в сеть была включена новая подсистема для приема и обработки сигналов DVB-T2 и адаптированная для работы в существующей системе контроля трансляции филиала.

Организованная локальная система представляет собой комплекс следующего оборудования:

1. полиэкранный процессор Stream MultiScreen с возможностью ввода транспортных потоков MPEGoIP по линиям 1GbE;
2. головная станция WISI Chameleon с универсальными программируемыми модулями GNHWUW2;
3. управляемый коммутатор LAN L2+ MPEGoIP и каналов управления;
4. рабочая станция контроля и управления универсальными программируемыми модулями;
5. программное обеспечение MultiScreen v5.

Полиэкранный процессор Stream MultiScreen выполняет следующие задачи мониторинга:

1. Воспроизведение изображений, индикаторов, триггеров с информацией о контролируемых ТВ и РВ сигналах на широких ЖК-панелях. В окнах воспроизводятся сервисы транспортного потока: видеоизображения, уровни звукового сопровождения отображают-

ся (индикаторы с возможностью прослушивания), триггеры в виде мигающих рамок с названием нарушений.

2. Обнаружение различных нарушений вещания ТВ и РВ программ:

- пропадание видео/аудио сигналов на входе «Video Loss»/«Audio Loss»;
- замирание «Audio signal level: Silence», превышение предельно допустимого уровня «Audio signal level: Overload» аудио-сигнала;
- «замораживание» видеосигнала «Frozen video», длительное неподвижное изображение;
- отображение «черного» кадра «Black frame»;
- отсутствие сигнала синхронизации «Sync Loss» в цифровом транспортном потоке DVB-ASI;
- нарушение порядка следования пакетов «TR-290 continuity counter error»;
- отсутствие синхробайта «TR-290 sync byte error»;
- нарушение периодичности следования PCR-меток «TR-290 PCR discontinuity indicator error»;
- длительное отсутствие определенных пакетов «TR-290 transport error» в транспортном потоке DVB-ASI.

При обнаружении нарушения вещания система выделяет мигающей рамкой соответствующее окно видеоизображения или индикатор звука, отображает на ней название нарушения. Одновременно в SQL-сервере регистрируется следующая сопутствующая информация: дата, время нарушения, продолжительность нарушения, тип нарушения, наименование входа и имя сервера.

3. Сбор и передача информации о нарушениях вещания в региональный SQL-сервер. В данном SQL-сервере информация о нарушениях систематизируется и в обработанном виде передаётся на рабочие станции дежурных смен.

4. Дистанционная настройка программы мониторинга, активация триггеров для обнаружения нарушений, выбор режима и расписание контроля трансляции программ.

Сервер полиэкранного мониторинга MultiScreen имеет следующую типовую структуру (рис. 1):

- серверная платформа;
- платы ввода сигналов MPEGoIP;
- сетевой адаптер для подключения к корпоративной сети,
- видеоадаптер с HDMI выходами, способный формировать Full HD изображения с разрешением 1920x1080 на 6 ЖК-панелях.

Универсальный программируемый модуль GNHWUW2 представляет собой двухканальную платформу ввода/вывода DVB-S/S2/C/T/T2, построенную на FPGA матрицах. Модуль обладает следующими особенностями:

1. Обработка сигналов: дескремблирование, ремультиплексирование, MPEG-2/4 (H264) декодирование, редактирование PSI/SI;
2. IP стримминг с адаптацией к сетям IPTV;
3. Монтаж в модульные шасси;
4. Обновление функционала и загрузка нового программного обеспечения;
5. Локальное, удаленное конфигурирование, управление и мониторинг по протоколам WEB, SNMPv2, Telnet.

В составе локальной системы контроля трансляции каждый модуль GNHWUW2 обеспечивает прием и декодирование двух PLP потоков T2-MI соответствующего мультиплекса. С помощью программируемого IP стриммера обеспечивается вывод заданных сервисов мультиплекса (ТВ или РВ программ) в формате IPTV по линии 1GbE. Формируемые транспортные потоки MPEGoIP через управляемый коммутатор направляются в полиэкранный процессор MultiScreen.

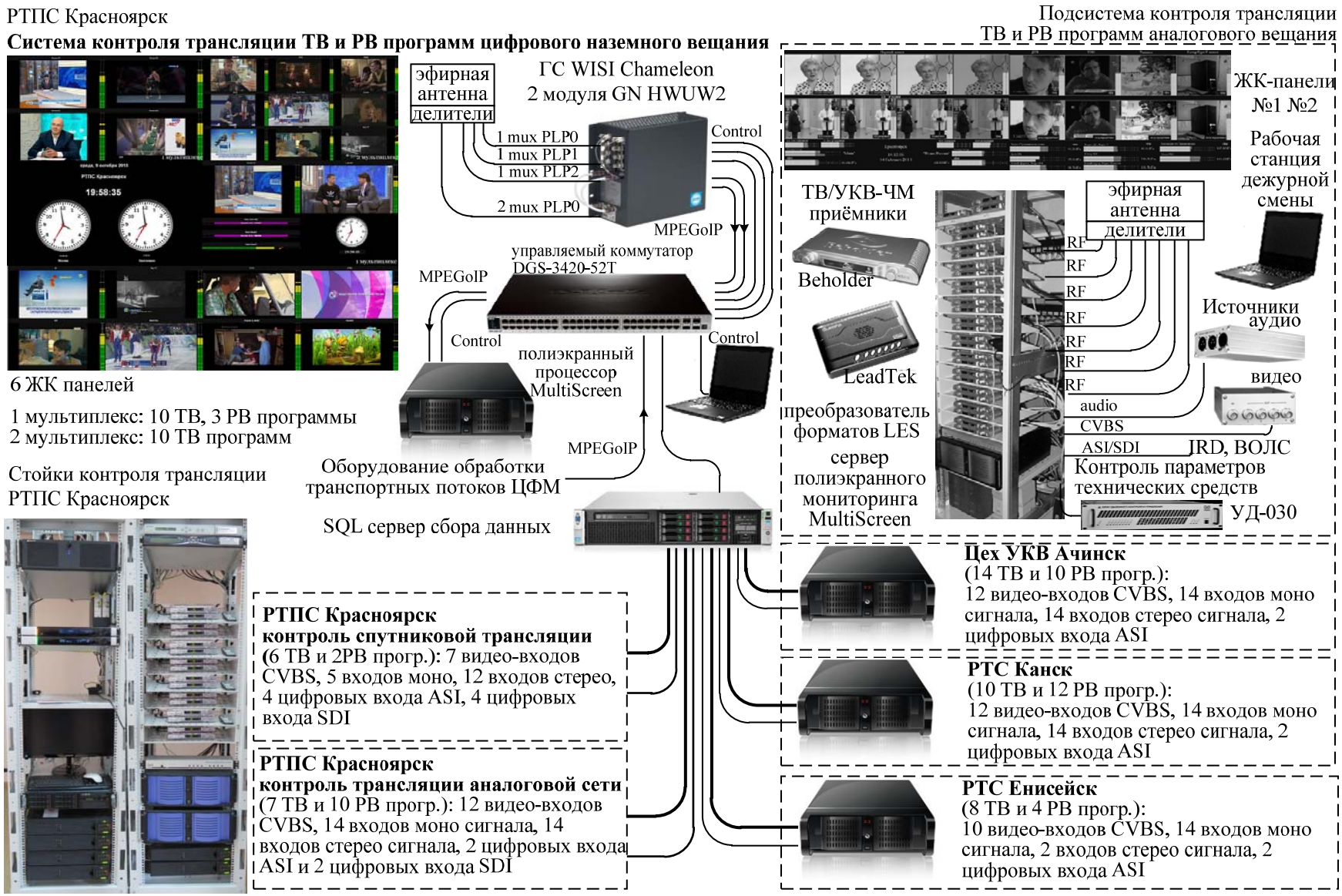


Рис. 1. Система контроля трансляции ТВ и РВ программ филиала РТРС «Красноярский КРТПЦ

Полиэкранный процессор обеспечивает декодирование транспортного потока, его анализ и вывод изображения и индикаторов звукового сопровождения программ на 6 ЖК панелях. По состоянию на октябрь 2013 года первый мультиплекс сформирован в 3 каналах физического уровня PLP, 2 мультиплекс – в одном PLP. Таким образом, состав модульной системы WISI Chameleon представляет собой 2 модуля GNHWUW2 с двумя активированными ВЧ входами DVB-T2, функциями IP стримминга и мультиплексирования для каждого из модулей.

С помощью указанной выше схемы решается проблема эффективного контроля эфирной трансляции программ 1 и 2 мультиплекса в формате DVB-T2. Аналогичным образом вводятся однопрограммный транспортные потоки MPEGoIP сформированные в промежуточных трактах центра формирования мультиплексов на этапах ремультиплексирования, сплайсинга, ввода EPG и т.д.

Сервер полиэкранного мониторинга MultiScreen объединен с корпоративной сетью «Красноярского КРТПЦ», построенной на основе VPN-технологии. Сбор и систематизацию информации о нарушениях вещания в Системе контроля трансляции ТВ и РВ программ осуществляет существующая База данных Stream MultiScreen v4, установленная на региональном SQL-сервере. База данных Stream MultiScreen v4 обеспечивает:

1. сбор информации о нарушениях вещания со всех серверов MultiScreen;
2. систематизацию и компактное хранение информации о нарушениях вещания;
3. формирование отчетов о нарушениях вещания ТВ и РВ программ;
4. дистанционное управление режимом отображения информации на удалённых Серверах полиэкранного мониторинга MultiScreen;
5. дистанционных доступ к отчетам о нарушениях вещания ТВ и РВ программ с рабочих станций дежурной смены.

Заключение

Система контроля трансляции ТВ и РВ программ постоянно совершенствуется техническими специалистами «Красноярского КРТПЦ». В 2013–2014 гг. в систему контроля будут введены дополнительные локальные системы контроля трансляции удаленных объектов филиала, объектов строительства сети цифрового наземного телевизионного вещания, планируется дальнейшее расширение её возможностей:

1. автоматического реагирования технологического оборудования на сигналы нарушения контроля трансляции: резервирование сигналов, включение обходов неисправных устройств и т.д.;
2. обеспечение эффективного контроля за состоянием технологического оборудования, отслеживание и регистрация параметров технических средств вещания;
3. расширение сети сбора и систематизации информации о нарушениях вещания, объединение регионального SQL-сервера сбора данных с системами контроля трансляции соседних филиалов ФГУП «РТРС».

Список литературы

1. О федеральной целевой программе «Развитие телерадиовещания в РФ на 2009–2015 годы»: Постановление правительства РФ от 3 декабря 2009 г. № 985 // Справочно-правовая система «Консультант Плюс»: [Электронный ресурс] / Компания «Консультант Плюс».

2. TR101290 Technical Report «Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems» // ETSI, 2001.

3. Кэрон, Л. Много в одном / Л. Керон, М. Львов // Журнал «625». – 2008. – № 2. – С. 7–56.

4. Системы многоканального AV мониторинга: Stream MultiScreen // Стрим Лабс – компьютерные системы автоматизации эфира, оформление ТВ-вещания: [сайт]. URL: http://streamlabs.ru/products/AV_monitoring/multiscreen/index.php (дата обращения: 15.09.2013).

5. Универсальный программируемый модуль Chameleon // Chameleon – головные станции: [сайт]. URL: http://www.wisi.su/catalogue/23/160/499 (дата обращения: 15.09.2013).

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ДИНАМИКИ ОБЪЕКТА В СИГМА-ТОЧЕЧНОМ ФИЛЬТРЕ КАЛМАНА АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС

Х. М. Абдалла, Д. С. Куценко, В. В. Кирюшкин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
г. Воронеж, ул. Ст. Большевиков, 54а
E-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru

Исследована оценка вектора состояния высокодинамичного летательного аппарата (ЛА), получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки комплексный дальномерно-доплеровский сигма-точечный фильтр Калмана с нелинейными моделями измерений и нелинейной моделью динамики ЛА.

Расширенный фильтр Калмана (РФК), используемый на этапе вторичной обработки в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), при интенсивном маневрировании летательного аппарата (ЛА) характеризуется ухудшением точности получаемой оценки вектора состояния [1–2].

Это связано, в первую очередь, с тем, что РФК использует разложение в ряд Тейлора нелинейных функции наблюдения и функции динамики объекта вблизи оценок его вектора состояния. При этом, как правило, ограничиваются первыми двумя членами разложения. Поэтому при интенсивном маневрировании, когда в наибольшей степени проявляется нелинейность функции динамики, ошибки определения вектора состояния ЛА резко возрастают.

Саймон Джулиер и Джеффри Ульманн [3, 4] предложили новый алгоритм фильтрации на основе техники детерминистской выборки «*unscented transform*» (*UT*). Это дает возможность отказаться от линеаризации нелинейностей модели динамики и улучшить качество фильтрации. Чаще всего для обработки сигналов применяется комбинация РФК и *UT*, которая получила название «*Unscented Kalman Filter*» (*UKF*) или «сигма-точечный» фильтр Калмана.

В [5] было показано, что применение сигма-точечного фильтра Калмана совместно с линейными моделями динамики объекта на основе модели Зингера третьего порядка не дает выигрыша в точности оценки вектора состояния в сравнении с расширенным фильтром Калмана с той же моделью динамики, поскольку при этом нивелируется основное достоинство *UKF*, связанное с использованием нелинейных моделей.

Помимо того, что используемая в [5] модель линейна, в ее рамках предполагается, что ускорения ЛА по отдельным координатам геоцентрической прямоугольной системы *OXYZ* представляют собой независимые Марковские процессы с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА. При этом совершение маневра по каждой оси координат считалось равновероятным.

На практике вектор мгновенной скорости ЛА направлен по касательной к траектории его полета и численно равен производной от длины пути по времени. Проекции вектора мгновенной скорости на оси координат геоцентрической прямоугольной системы *OXYZ* коррелированны и определяются модулем самого вектора мгновенной скорости ЛА, а также его азимутальным и зенитным углами в выбранной системе координат. Модуль вектора мгновенной скорости ЛА определяется его тангенциальным ускорением, которое можно считать Марковским процессом с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА. В этом случае сохраняется нелинейность функции динамики ЛА, можно сократить размерность оцениваемого вектора состояния ЛА и дополнительно оценивать уг-

ловые координаты вектора его скорости, которые в пределах интервала дискретизации можно считать постоянными.

В настоящей работе исследована оценка вектора состояния высокодинамичного ЛА на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов ГНСС, использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки комплексный дальномерно-доплеровский сигма-точечный фильтр *UKF* совместно с нелинейными моделями измерений и нелинейной моделью динамики ЛА [6–7].

Модель динамики ЛА

Нелинейная модель динамики объекта предполагает, что модуль вектора мгновенной скорости ЛА непостоянен и зависит от тангенциального ускорения ЛА. Само тангенциальное ускорение в соответствии с моделью Зингера [7] представляется Марковским случайным процессом с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА, и по направлению совпадает с вектором скорости. Координаты ЛА зависят от модуля вектора мгновенной скорости и его ориентации. При этом значения зенитного θ и азимутального φ углов вектора радиальной скорости в геоцентрической системе координат в пределах интервала дискретизации можно считать постоянными.

Для построения нелинейной динамической модели рассмотрим вектор мгновенной скорости центра масса ЛА $\vec{V}_r$ и его проекции v_x, v_y, v_z в прямоугольной геоцентрической системе координат 0*XYZ*:

$$\left.\begin{aligned} v_x &= V_r \sin\theta\cos\varphi \\ v_y &= V_r \sin\theta\sin\varphi \\ v_z &= V_r \cos\theta \end{aligned}\right\}, \text{ где } 0 \le \theta \le \pi, \quad 0 \le \phi \le 2\pi, \tag{1}$$

$$\left.\begin{aligned} V_r &= \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2} \\ \theta &= \arccos\left(\frac{v_z}{\sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}}\right) \\ \varphi &= \operatorname{arctg}\left(\frac{v_x}{v_y}\right) \end{aligned}\right\}. \tag{2}$$

В этом случае вектор состояния целесообразно представить в виде $\mathbf{q} = \left[x,\ \mathrm{y},\ \mathrm{z},\ \theta,\ \varphi,\ \mathrm{V}_r,\ a_t\right]^T$ совокупности трех составляющих координат, двух углов ориентации вектора мгновенной скорости, модуля мгновенной скорости и модуля тангенциального ускорения.

Производная по времени от вектора состояния может быть представлена в виде

$$\frac{\delta\mathbf{q}}{\delta t} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \\ \dot{V}_r \\ \dot{a}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_r \sin\theta\cos\varphi \\ V_r \sin\theta\sin\varphi \\ V_r \cos\theta \\ 0 \\ 0 \\ a_t \\ -\alpha a_t \end{bmatrix}. \tag{3}$$

Учитывая, что $\mathbf{q}(t+T)=\mathbf{q}(t)+\int\limits_{t}^{t+T}\frac{d\mathbf{q}}{dt}dt$, вектор-функцию динамики состояния ЛА можно представить в виде:

$$\mathbf{\Phi}(T,\alpha,\mathbf{q})=\begin{bmatrix} x+V_r\sin\theta\cos\varphi T \\ y+V_r\sin\theta\sin\varphi T \\ z+V_r\cos\theta T \\ \theta \\ \varphi \\ V_r+aT \\ a_t(1-\alpha T) \end{bmatrix}, \tag{4}$$

где α – величина, обратная постоянной времени маневра (ширина спектра траекторных флуктуаций) [7].

Тогда уравнение движения ЛА в дискретном виде с шагом дискретизации T для j-го момента времени будет иметь вид

$$\mathbf{q}_j=\mathbf{\Phi}(T,\alpha,\mathbf{q}_{j-1})+\mathbf{u}_j, \tag{5}$$

где $\mathbf{u}_j=[u_1,u_2,u_3,u_4,u_5,u_6,u_7]^T$ – неучитываемые воздействия (возмущения траектории ЛА), представляющие собой аддитивный дискретный белый гауссовский шум вектора состояния с ковариационной матрицей

$$\mathbf{U}_j=E\left[\mathbf{u}_j\mathbf{u}_j^T\right]==\begin{bmatrix} \nu_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \nu_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \nu_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \nu_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{55} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{77} \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Успех решения задачи фильтрации вектора состояния ЛА во многом зависит от адекватности выбора параметров ковариационной матрицы формирующего шума.

Модель навигационных измерений

Уравнение i-го канала измерения дальности и радиальной скорости в НАП ГНСС имеет вид [6]

$$r_i=r_{0i}+\delta r_\varphi+\omega_{ri}, \tag{7}$$

$$\dot{r}_i=r_i^{-1}\left[(x_{ci}-x)(v_{xci}-v_x)+(y_{ci}-y)(v_{yci}-v_y)+(z_{ci}-z)(v_{zci}-v_z)\right]+\delta\dot{r}_\varphi+\dot{\omega}_{ri}, \tag{8}$$

где $r_{0i}=\left[(x_{ci}-x)^2+(y_{ci}-y)^2+(z_{ci}-z)^2\right]^{1/2}$ – истинное значение дальности от ЛА до i-го навигационного спутника (НС); x,y,z,v_x,v_y,v_z – координаты и составляющие скорости

ЛА; $x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}, v_{xci}, v_{yci}, v_{zci}$ – координаты и составляющие скорости *i*-го НС; $\delta r_{\varphi}, \delta \dot{r}_{\varphi}$ – поправка к дальности и радиальной скорости из-за расхождения фаз и частот генераторов НАП и НС; ω_{ri}, $\dot{\omega}_{ri}$ – погрешность измерения радионавигационного параметра дальности и радиальной скорости.

Считая шкалы времени приемника и спутников синхронными, из (7) и (8) обобщенное уравнение наблюдения для всех *N* спутников, находящихся в зоне радиовидимости НАП, можно представить в виде нелинейного уравнения

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{\Psi}\left(\mathbf{q}_j, \mathbf{Q}_j\right) + \mathbf{w}_j, \tag{9}$$

где $\mathbf{R}_j$ – *2N*-мерный вектор измерения; $\mathbf{w}_j$ – 2*N*-мерный вектор шумов измерения с ковариационной матрицей $\mathbf{W}_j = E\left[\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^T\right]$; $\mathbf{Q}_j$ – вектор состояния НС в *j*-й момент времени.

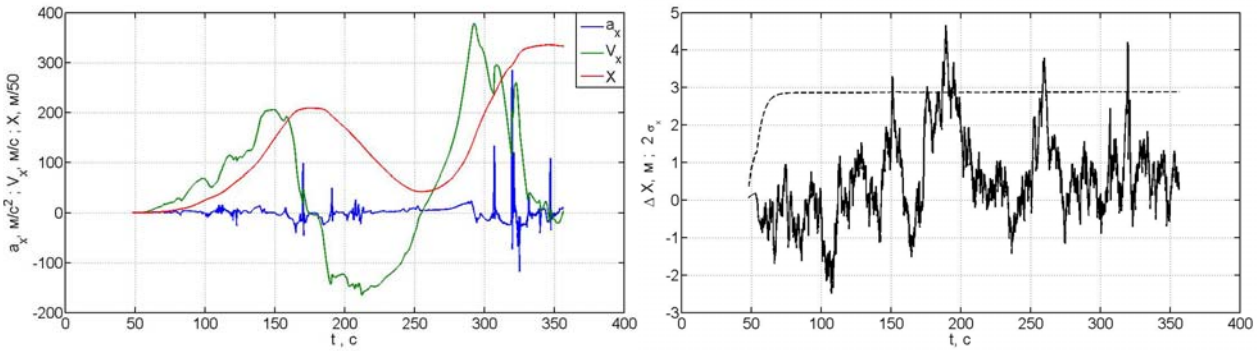
Сигма-точечный фильтр Калмана

Сигма-точечный фильтр Калмана в отличие от расширенного фильтра Калмана использует технику детерминистской выборки («*unscented transform*») и подробно описан в [3–5]. Данный подход подразумевает формирование некоего минимального набора точек (сигма-точек) вокруг оценок вектора состояния и его ковариационной матрицы на текущем $(j-1)$-м шаге. Эти точки подставляются в нелинейную вектор-функцию динамики состояния ЛА $\mathbf{\Phi}(T, \alpha, \mathbf{q})$, а затем путем взвешенного суммирования результатов трансформации получают наилучшие оценки математического ожидания и ковариационной матрицы прогноза. Дальнейшая обработка соответствует алгоритму РФК.

Исследование оценки вектора состояния высокодинамичного ЛА

Исследование оценки вектора состояния было проведено на основе обработки данных траектории и параметров полета высокодинамичного самолета типа Су-37, сформированных в результате моделирования в среде авиасимулятора *FlightGear*.

На рис. 1, *а* показана истинная траектория ЛА по оси *X*, а также динамика изменения скорости и ускорения ЛА по этой оси. Видно, что этапы полета с наибольшей интенсивностью маневра приходятся на интервалы времени 160–170 с и 320–340 с.



а *б*

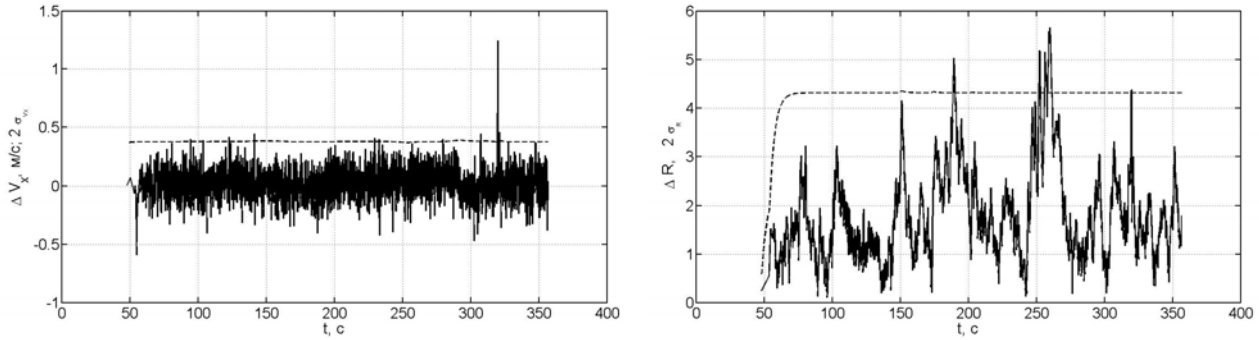
Рис. 1. Координата, скорость и ускорение ЛА по оси X (*а*);
точность формируемой оценки вектора состояния ЛА по оси X (*б*)

При моделировании измерений среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерений псевдодальности по каждому каналу было выбрано $\sigma_{\text{wr}} = 10$ м, псевдоскорости $\sigma_{\text{wr}} = 0.1$ м/с. Считалось, что шкалы времени приемника и спутников синхронны.

Для оценки вектора состояния ЛА использовался описаный выше алгоритм, при этом значения элементов ковариационной матрицы формирующих шумов модели динамики ЛА

были выбраны следующие: $\nu_{11} = \nu_{22} = \nu_{33} = 0.1$ м^2, $\nu_{44} = \nu_{55} = 0.000429$ град^2, $\nu_{66} = 0.09021375$ м^2/с^2. Считалось, что возмучение траектории ЛА не корелированы.

Количественные показатели точности формируемой оценки вектора состояния показаны на рис. 1, *б*, рис. 2, *а* и *б* в виде временных зависимостей абсолютных погрешностей $\Delta x = x^* - x$, $\Delta V_x = V_x^* - V_x$ и $\Delta R = \left[\left(x^* - x\right)^2 + \left(y^* - y\right)^2 + \left(z^* - z\right)^2\right]^{1/2}$ (сплошные линии), где x, y, z, V_x – истиные координаты и скорость ЛА, x^*, y^*, z^*, V_x^* – оценки координат и скорости. На этих же рисунках показана динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующим параметрам (штриховые линия). Точность оценки соответствует расчетному уровню даже на этапах полета с интенсивным маневрированием и не превышает 3 м по координатам, 0.4 м/с по скорости и 4.5 м по радиальному отклонению точки оценки местоположения ЛА от его истинного положения. Необходимо отметить, что незначительное увеличение радиальной погрешности до 5 м на интервалах 190-195 с и 260-270 с не связаны с маневром ЛА.



а *б*

Рис. 2. Точность оценки по составляющей скорости V_x (*а*);
радиальное отклонение точки оценки местоположения ЛА от его истинного положения (*б*)

Сравнение оценки вектора состояния ЛА, полученной на выходе сигма-точечного дальномерно-доплеровского фильтра Калмана с использованием нелинейной модели динамики ЛА (рис. 2, *б*), с оценкой вектора состояния ЛА на выходе того же фильтра при использовании линейной модели динамики ЛА [5] показывает, что применение нелинейной модели динамики ЛА и нелинейной модели измерений совместно с комплексным дальномерно-доплеровским *UKF*-фильтром оказалось весьма эффективным и обеспечивает повышение точности получаемой оценки вектора состояния почти в 2 раза по отношению к фильтру с линейной моделью динамики ЛА [5]. При этом получаемая оценка вектора состояния практически не зависит от маневра воздушного судна.

Список литературы

1. Wang, Jian-Guo. Test Statistics in Kalman Filtering / Jian-Guo Wang // Journal of Global Positioning Systems. – 2008. – V. 7. – No. 1. – P. 81–90.

2. Абдалла, Х.М. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов по сигналам ГНСС с использованием расширенного фильтра Калмана / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев // Радиолокация, навигация и связь: XIX междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 16–18 апр. 2013 г. – Воронеж, 2013. –Т. 3. – С. 1958–1969.

3. Julier, S.J. A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems / S.J. Julier and J.K. Uhlmann // in Proc. AeroSense: 11th Int. Symp. Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls. – 1997. – Pp. 182–193.

4. Julier, S.J. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation / S.J. Julier and J.K. Uhlmann // Proceedings of the IEEE. – Vol. 92. – No. 3. – March 2004. – Pp. 401–422.

5. Абдалла, Х.М. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательныхаппаратов с использованием неследящего фильтра Калмана (Unscented Kalman filter UKF) / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; под ред. Г. Я. Шайдурова; Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2013. – С. 113–118.

6. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, И.В. Иванцевич и др. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

7. Singer, R.A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets / R.A. Singer // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1970. – V. AES-6. – № 4. – P. 473–783.

МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА В ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

А. М. Алешечкин, А. Ю. Строкова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: Strokovaaloyna@mail.ru

В настоящее время повышение точности определения радионавигационных параметров становится все более актуальным для потребителей навигационной информации. По ряду показателей спутниковые радионавигационные средства не обеспечивают выполнение возрастающих с каждым годом требований и нуждаются в дальнейшем совершенствовании и поддержке с помощью других радионавигационных средств, в том числе наземных фазовых радионавигационных систем (РНС). В результате этого роль наземных фазовых РНС с повышенными техническими характеристиками объективно возрастает. В данной статье представлены результаты разработки модели устройства измерения фазового сдвига, которое может использоваться в наземных фазовых РНС.

С начала восьмидесятых годов прошлого столетия ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (до 2007 года – Красноярский государственный технический университет) совместно с предприятиями г. Красноярска проводились разработки высокоточной наземной фазовой радионавигационной системы «Крабик».

В 2002 г. ОАО «НПП «Радиосвязь» и СФУ завершили разработку модернизированной фазовой РНС «Крабик-БМ», предназначенной для высокоточного определения координат надводных объектов [1, 2].

В настоящее время проводится модернизация данной РНС с целью перехода на новую элементную базу. В рамках данной модернизации имеет смысл рассмотреть пути повышения точности определения радионавигационных параметров (РНП), что оказывает прямое влияние на точность определения координат и скорости движения объектов.

С целью повышения точности определения местоположения объектов, предлагается модель устройства измерения фазового сдвига (ФС), базирующаяся на методе, основанном на одновременном излучении сигналов всех рабочих частот фазовой РНС «Крабик-БМ». В настоящее время сигнал РНС представляет собой последовательно излучаемые во времени радиоимпульсы с разными частотами.

На рис. 1 приведен график сигнала РНС во временной области для дальномерного режима ее работы, полученный путем математического моделирования используемых в системе временных соотношений [3].

Представленный на рис. 1 сигнал содержит 4 пачки радиоимпульсов. Каждая из пачек представляет собой сигнал одной станции. Первыми в составе изображенных пачек следуют сигналы бортовой станции (БС), далее последовательно излучаются сигналы опорных станций ОС1, ОС2, ОС3 [3].

Более подробно сигнал одной станции РНС приведен на рис. 2.

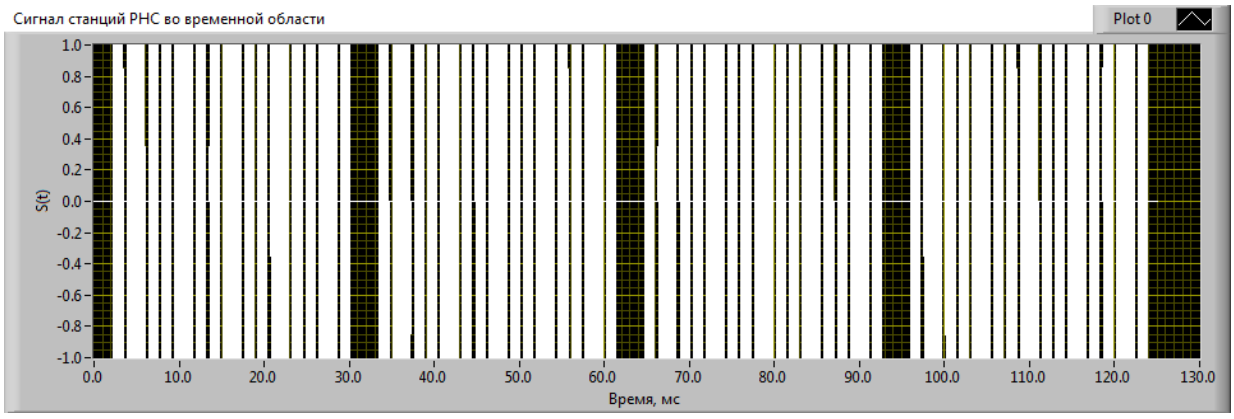


Рис. 1. Сигнал РНС «Крабик - БМ»

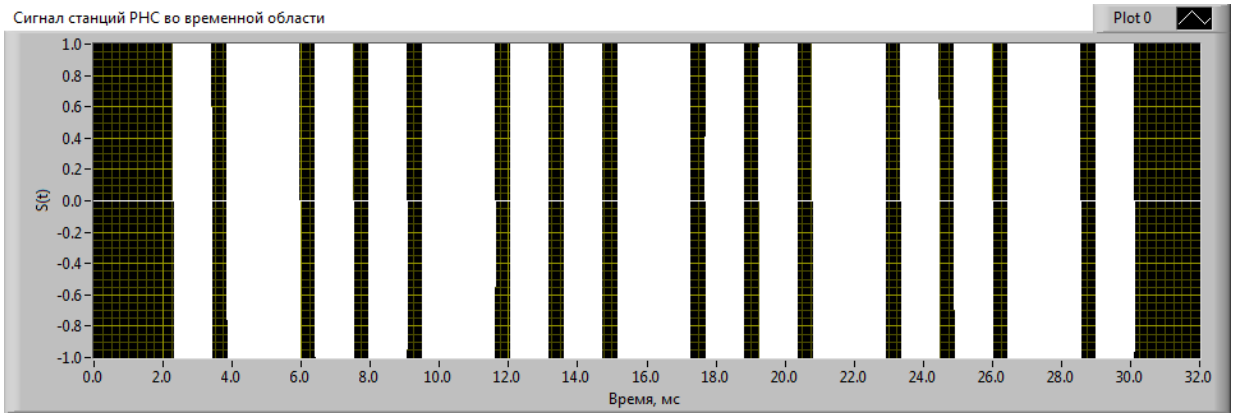


Рис. 2. Сигнал одной станции РНС

Поскольку сигналы разных частот имеют разделение во времени, то с целью повышения энергетического потенциала предлагается организовать излучение сигналов разных частот одновременно. Сигналы на разных несущих частотах при этом могут быть отделены друг от друга, поскольку спектры частот сигналов не перекрываются.

При использовании предложенной модификации полученный сигнал одной станции РНС будет представлять собой сумму сигналов 6 частот f_0, f_1, f_2, .., f_5. Временная диаграмма предложенного сигнала представлена на рис. 3.

Следует отметить, что сигнал, представленный на рис. 3, получен путем переноса исходного сигнала РНС на промежуточные частоты в диапазоне 0.001 ÷ 10.001 МГц.

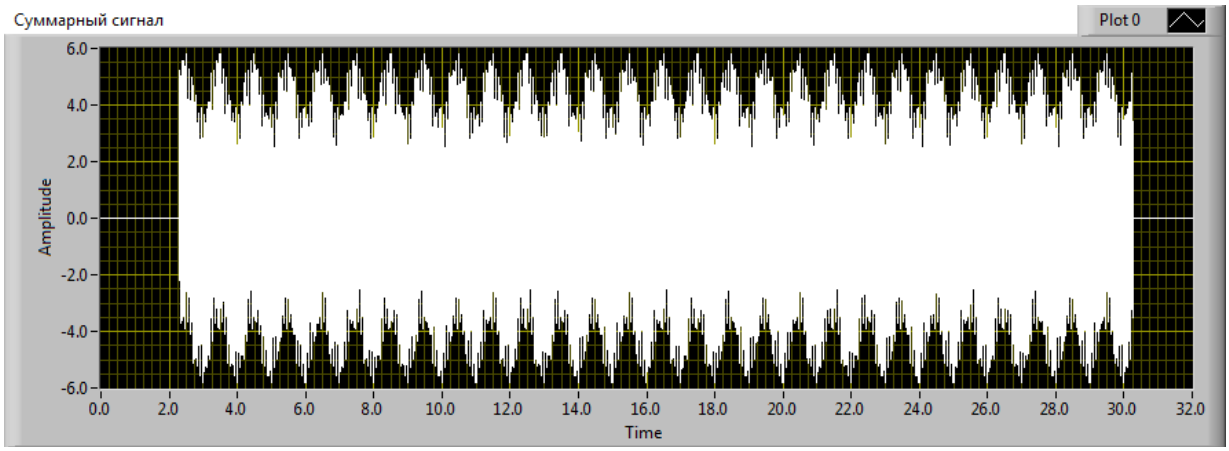


Рис. 3. Временная диаграмма предложенного сигнала РНС

На рис. 4 представлена лицевая панель разработанного устройства измерения ФС, при помощи которого осуществлялось моделирование разработанного алгоритма. На данном рисунке отображен исследуемый сигнал, заданное расстояние, заданные и измеренные значения ФС. Прибор позволяет задавать значения измеряемого расстояния, накладывать на формируемый сигнал аддитивный шум с заданным среднеквадратическим значением, отображать получаемую смесь сигнала и шума, выполнять измерения ФС, рассчитывать полученное на основе измерений ФС расстояние между опорной и бортовой станциями системы.

Результаты моделирования разработанного устройства подтвердили возможность его использования для решения поставленной задачи измерения ФС по предложенному модифицированному сигналу РНС.

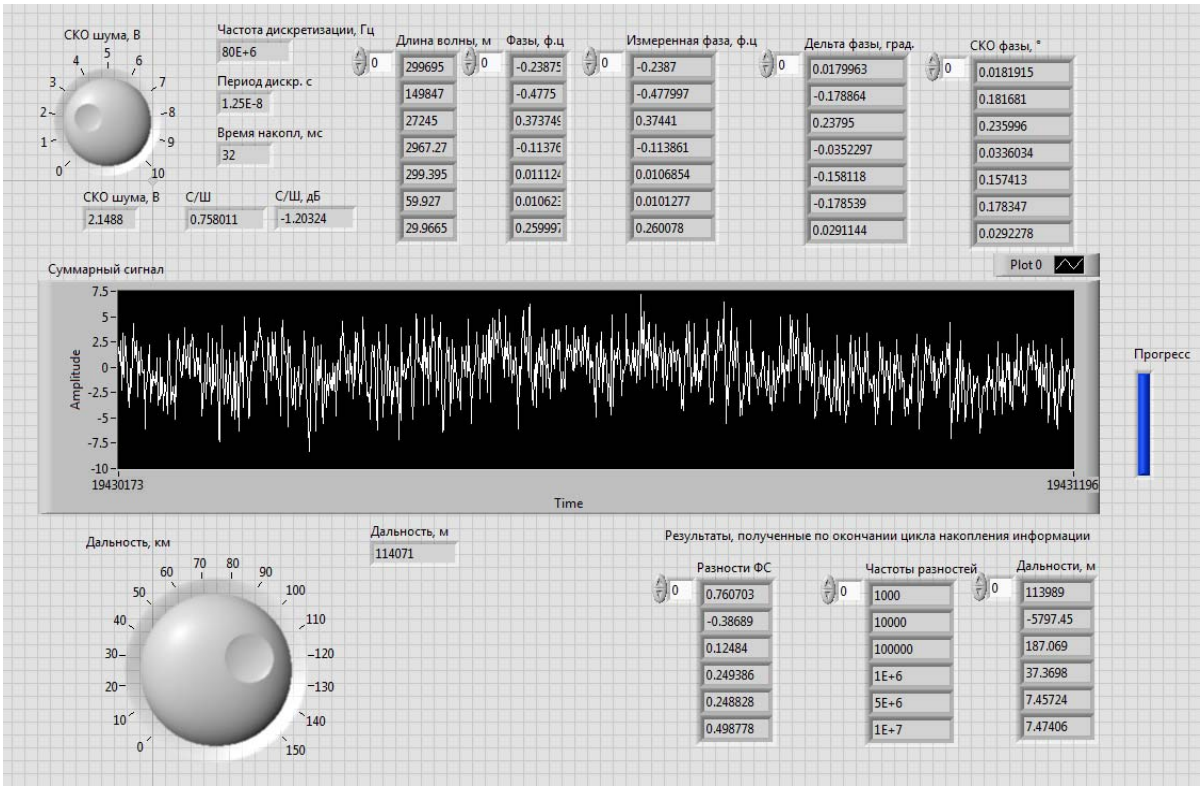


Рис. 4. Лицевая панель виртуального устройства измерения фазового сдвига

Применение указанного сигнала вместо сигнала, используемого в настоящее время в РНС «Крабик-БМ», позволит получить следующие преимущества:

– увеличить время накопления при измерении ФС, что обеспечит уменьшение их случайной погрешности;

– уменьшить динамическую погрешность измерений, поскольку измерения значений ФС выполняются одновременно, следовательно, полученные результаты будут относиться к одному моменту времени;

– возможность использования дополнительных частот без необходимости изменения временного формата сигналов, значения новых частот вводятся в суммарный сигнал без дополнительных изменений.

При этом при вводе новых частот, старые образцы аппаратуры остаются работоспособными и могут работать по частотам, которые использовались ранее, а новые образцы смогут использовать дополнительно введенные при модернизации сигналов частоты, совместно с существующими.

Список литературы

1. Алешечкин А.М., Кокорин В.И., Проценко Л.М. // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2007. – 121, 1257–1265. – URL: http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2007/121pdf (дата обращения 28.02.2014).

2. Радиогеодезический комплекс (РГК) КРАБИК-БМ: [Электронный ресурс] // ОАО «НПП «Радиосвязь». – URL: http://кртз.рф/crabic.html (дата обращения 28.02.2014).

3. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А.М. Алешечкин, П.Н. Иванов, В.И. Кокорин, А.И. Яновский // Гироскопия и навигация. – 2004. – № 2(45). – С. 5–12.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЦЕЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОМ ОЦЕНИВАНИИ ПАРАМЕТРОВ МЕЖКАДРОВЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

С. В. Воронов, И. В. Воронов, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Для задачи безыдентификационного псевдоградиентного оценивания межкадровых геометрических деформаций изображений исследована сходимость оценок параметров деформаций при применении в качестве целевой функции среднего квадрата межкадровой разности, коэффициента межкадровой корреляции и взаимной информации.

Введение

Решение задачи оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций изображений (МГДИ) очень часто требуется, например, при комплексировании данных, полученных с различных датчиков, компьютерном видении, дистанционных исследованиях Земли, идентификации биометрических параметров, навигационном отслеживании курса подвижного объекта в условиях ограниченной видимости, в робототехнике, медицине, обеспечении государственной безопасности. Известны методы решения указанной задачи, которые реализуются как в частотной [1], так и в пространственной [2] областях. Для методов частотной области характерны вычислительная сложность и ограниченность несколькими видами моделей деформаций. В методах, работающих в пространственной области, используются отсчеты изображений, а оценивание параметров МГДИ сводится, как правило, к поиску экстремума многомерной целевой функции $J(\cdot)$ качества оценивания, характеризующей меру подобия между исследуемыми изображениями $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$.

Меры подобия, которые в задаче оценивания МГДИ могут быть использованы в качестве целевых функций, весьма разнообразны [3]. Для каждой конкретной ситуации, выбор целевой функции зависит от класса изображений, характера деформаций, требований и условий решаемой задачи. При этом наиболее применяемыми на сегодняшний день целевыми функциями в методах последовательных приближений (например, при псевдоградиентном оценивании МГДИ [4]) являются средний квадрат межкадровой разности (СКМР) и коэффициент межкадровой корреляции (КМК). Еще одним подходом к заданию целевой функции, который в последнее время получает распространение, является информационно-теоретический подход [5]. Здесь для рассматриваемой задачи удобной мерой подобия является взаимная информация (ВИ), использование которой в качестве целевой функции сдерживается требованием больших вычислительных ресурсов.

Сравнительный анализ указанных выше трех мер подобия при использовании их в качестве целевых функций для оценивания МГДИ при различных классах межкадровых

яркостных искажений изображений дан в работе [6]. В частности, показано, что при рекуррентном оценивании МГДИ для изображений, не имеющих мультипликативных яркостных искажений, в качестве целевой функции целесообразно использование СКМР. При небольших аддитивных шумах наибольшую крутизну имеет ВИ, что потенциально обеспечивает и большую скорость сходимости оценок параметров МГДИ. Однако при увеличении шума крутизна и максимум характеристики ВИ резко уменьшаются. Больший эффективный рабочий диапазон процедур оценивания обеспечивают КМК и СКМР. По этому критерию ВИ уступает примерно вдвое. Для разномодальных изображений и изображений, яркости которых связаны линейным преобразованием, лучшие результаты показывает ВИ, немного отстает КМК. Однако учитывая значительный выигрыш КМК по вычислительным затратам относительно ВИ, в большинстве случаев предпочтителен первый. Для изображений, имеющих значительные нелинейные яркостные искажения, единственной мерой среди исследованных, обеспечивающей приемлемую эффективность, оказалась ВИ.

Целевые функции при псевдоградиентном оценивании параметров

Рассмотрим эффективность использования целевых функций при оценивании параметров $\boldsymbol{\alpha}$ МГДИ с помощью псевдоградиентных процедур [6] вида:

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_t = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{t-1} - \boldsymbol{\Lambda}_t \beta_t(\mathrm{J}(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{t-1}, Z_t)),$$

где $\beta(\cdot)$ – псевдоградиент целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$; $\boldsymbol{\Lambda}_t$ – матрица усиления; $t = \overline{1, T}$ – номер итерации; Z_t – локальная выборка отсчетов изображений $\widetilde{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$, используемая для нахождения $\beta(\cdot)$ на t-й итерации; $\tilde{Z}^{(1)}$ – непрерывное изображение, полученное из изображения $\mathbf{Z}^{(1)}$ с помощью некоторой интерполяции [7].

В работе [8] показано, что псевдоградиент СКМР может быть, в частности, найден как

$$\beta_{it} = \frac{1}{2\mu\Delta_x}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\Delta\tilde{z}_x^{(1)}\left(\tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l+\Delta x,\,\tilde{y}l} + \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l-\Delta x,\,\tilde{y}l} - 2z^{(2)}_{\bar{j}l}\right)\right)\frac{\partial x}{\partial\alpha_i} + \frac{1}{2\mu\Delta_y}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\Delta\tilde{z}_y^{(1)}\left(\tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l,\,\tilde{y}l+\Delta y} + \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l,\,\tilde{y}l-\Delta y} - 2z^{(2)}_{\bar{j}l}\right)\right)\frac{\partial y}{\partial\alpha_i},$$

а псевдоградиент КМК

$$\beta_{it} = \frac{1}{2\mu\hat{\sigma}_{z2}}\left[\sum_{l=1}^{\mu}\left(\frac{z^{(2)}_{\bar{j}l} - z^{(2)}_{m}}{\Delta_x}\left(\frac{\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}l+\Delta x}}{\sigma_{\tilde{z}1+\Delta x}} - \frac{\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}l-\Delta x}}{\sigma_{\tilde{z}1-\Delta x}}\right)\right)\frac{\partial x}{\partial\alpha_i} + \sum_{l=1}^{\mu}\left(\frac{z^{(2)}_{\bar{j}l} - z^{(2)}_{m}}{\Delta_y}\left(\frac{\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}l+\Delta y}}{\sigma_{\tilde{z}1+\Delta y}} - \frac{\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}l-\Delta y}}{\sigma_{\tilde{z}1-\Delta y}}\right)\right)\frac{\partial y}{\partial\alpha_i}\right],$$

где μ – объем выборки Z_t; $\Delta_x\,(\Delta_y)$ – приращение по координате $x(y)$; $\tilde{x}_l, \tilde{y}_l$ – координаты точек непрерывного изображения $\widetilde{Z}^{(1)}$, рассчитанные с использованием текущих оценок параметров деформаций; $\Delta\tilde{z}_x^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l+\Delta x,\,\tilde{y}l} - \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l-\Delta x,\,\tilde{y}l}$, $\Delta\tilde{z}_y^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l,\,\tilde{y}l+\Delta y} - \tilde{z}^{(1)}_{\tilde{x}l,\,\tilde{y}l-\Delta y}$ – разность между яркостями отсчетов в точках $(\tilde{x}_l \pm \Delta_x,\, \tilde{y}_l)$, $(\tilde{x}_l,\, \tilde{y}_l \pm \Delta_y)$ изображения $\widetilde{Z}^{(1)}$; $\sigma_{\tilde{z}1\pm\Delta x} = (\mu-1)^{-1}\left(\sum_{l=1}^{\mu}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}l\pm\Delta x})^2 - \mu(\tilde{z}^{(1)}_{\pm\Delta xm})^2\right)$ – оценка дисперсии изображения $\mathbf{Z}^{(1)}$.

Нахождение псевдоградиента ВИ сложнее и основывается на оценке плотностей распределения вероятностей яркостей изображений $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$. В качестве такой оценки можно использовать гистограммы яркостей отсчетов, попавших в локальную выборку. Тогда

$$\beta_{it} = \left(\left(\hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}+\Delta x}) + \hat{H}(z^{(2)}_{\bar{j}}) - \hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}+\Delta x}, z^{(2)}_{\bar{j}})\right) - \left(\hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}-\Delta x}) + \hat{H}(z^{(2)}_{\bar{j}}) - \hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}-\Delta x}, z^{(2)}_{\bar{j}})\right)\right) \cdot \frac{\partial x}{\partial \alpha_i} +$$
$$+ \left(\left(\hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}+\Delta y}) + \hat{H}(z^{(2)}_{\bar{j}}) - \hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}+\Delta y}, z^{(2)}_{\bar{j}})\right) - \left(\hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}-\Delta y}) + \hat{H}(z^{(2)}_{\bar{j}}) - \hat{H}(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}-\Delta y}, z^{(2)}_{\bar{j}})\right)\right) \cdot \frac{\partial y}{\partial \alpha_i}, \quad (1)$$

где $\hat{H}(z)$ – оценка энтропии, вычисляемая на основе гистограммы яркости отсчетов локальной выборки. Однако при небольшом объеме локальной выборки подобная оценка является довольно неточной. В работе [9] был предложен подход к вычислению псевдоградиента ВИ, использующий для оценки распределения яркостей окно Парзена [10]. Здесь оценка распределения вероятностей находится как суперпозиция функций окна, центрированных на величинах яркости отсчетов, попавших в локальную выборку:

$$p(z) \approx \frac{1}{\mu} \cdot \sum_{i=1}^{\mu} R(z - z_i),$$

где $R(\cdot)$ – функция окна. В [11] показано, что в качестве функции окна может быть использована функция Гаусса:

$$G(x) = (\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma)^{-1} exp\ (-x^2 / 2 \cdot \sigma^2),$$

где σ – параметр окна, который задается априорно, исходя из объема локальной выборки и информации о возможной величине энтропии сигналов.

Вычисление интеграла $\hat{H}(z) = -\int_{-\infty}^{\infty} \ln(p(z))dz$ для оценки энтропии в явном виде невозможно. Однако можно получить его оценку, если воспользоваться не одной выборкой отсчетов, а двумя. Например, локальную выборку Z_t разделить на две части $Z_{1,t}$ и $Z_{2,t}$ объема $\mu/2$. Тогда получаем:

$$\hat{H}(z) \approx -\frac{2}{\mu} \sum_{i \in Z_{2,t}} \ln\left(\frac{2}{\mu} \sum_{j \in Z_{1,t}} G(z_i - z_j)\right).$$

Учитывая сказанное, выражение (1) для псевдоградиента ВИ можно записать как:

$$\beta_{it} = \frac{2}{\mu} \cdot \sum_{a \in Z_{2,t}} \sum_{b \in Z_{1,t}} W(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a}, z^{(2)}_{\bar{j}b}) \cdot \left(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b}\right) \cdot \sigma^{-1} \cdot \left((\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a-\Delta x} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b+\Delta x}) \cdot \frac{\partial x}{\partial \alpha_i} - (\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a-\Delta y} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b+\Delta y}) \cdot \frac{\partial y}{\partial \alpha_i}\right),$$

где $W(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a}, z^{(2)}_{\bar{j}b}) = \frac{G(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b})}{\sum_{k \in Z_{1,t}} G(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}k})} - \frac{G(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b}) \cdot G(z^{(2)}_{\bar{j}a} - z^{(2)}_{\bar{j}b})}{\sum_{k \in Z_{1,t}} G(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a} - \tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}k}) \cdot G(z^{(2)}_{\bar{j}a} - z^{(2)}_{\bar{j}k})}$; $\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}b}$, $\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}k}$ ($z^{(2)}_{\bar{j}b}$, $z^{(2)}_{\bar{j}k}$) – отсчеты изображения $\tilde{Z}^{(1)}$ ($\mathbf{Z}^{(2)}$) из выборки $Z_{1,t}$, а $\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}a}$ ($z^{(2)}_{\bar{j}a}$) – отсчеты изображения $\tilde{Z}^{(1)}$ ($\mathbf{Z}^{(2)}$) из выборки $Z_{2,t}$.

Параметр σ влияет на сглаженность получаемой оценки распределения. Его величину можно выбрать постоянной или изменять адаптивно. При этом для каждого изображения определяется свое оптимальное значение:

$$\sigma^{(k)}_t = \sigma^{(k)}_{t-1} + \lambda_\sigma \cdot \frac{2}{\mu} \sum_{a \in Z_{2,t}} \sum_{b \in Z_{1,t}} W(z^{(k)}_{\bar{j}a}, z^{(k)}_{\bar{j}b}) \cdot \left(\frac{1}{\sigma^{(k)}_{t-1}}\right) \cdot \left(\frac{(z^{(k)}_{\bar{j}a} - z^{(k)}_{\bar{j}b})^2}{(\sigma^{(k)}_{t-1})^2} - 1\right),\ k = 1, 2.$$

Исследуем процесс сходимости оценок параметров процедуры псевдоградиентного оценивания при использовании в качестве целевой функции ВИ, КМК и СКМР на имитированных изображениях. Для синтеза изображений с распределением вероятностей яркостей и корреляционной функцией, близкими к гауссовым, можно использовать волновую модель [12]. Пример такого изображения с радиусом корреляции 19 показан на рис. 1. В качестве модели МГДИ выберем модель подобия с параметрами: коэффициент масштаба 1.05, угол поворота 3^{o} сдвиги по осям x и y 18 и 5 шагов сетки отчетов соответственно. Для исследования сходимости оценок параметров $\boldsymbol{\alpha}$ в целом используем евклидово расстояние E рассогласования [13], комплексно характеризующее произвольный набор параметров модели МГДИ.

Исследования показали, что нахождение псевдоградиента ВИ через гистограмму выборки требует значительного объема μ выборки. Для примера на рис. 2, *а* приведен график сходимости E при $q = 0.05$ и $\mu = 500$. На том же рисунке для сравнения представлены графики сходимости E при расчете ВИ с применением окна Парзена (рис. 2, *б*) и использовании в качестве целевых функций СКМР (рис. 2, *в*), КМК (рис. 2, *г*) при том же отношения шум-сигнал и $\mu = 20$. Видно, что даже при значительно меньшем объеме выборки, скорость сходимости E для ВИ при расчете ее с использованием окна Парзена в разы ниже, чем в случае нахождения через гистограмму выборки.

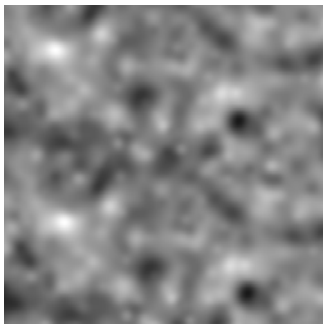
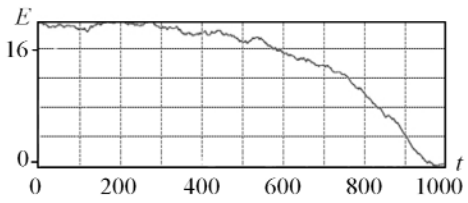
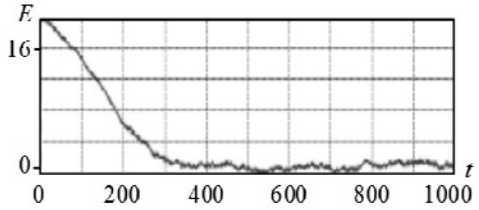


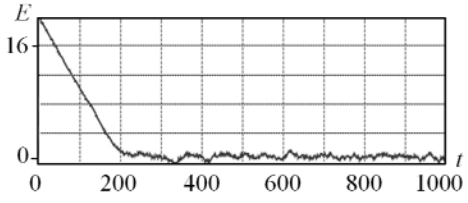
Рис. 1. Имитированное изображение



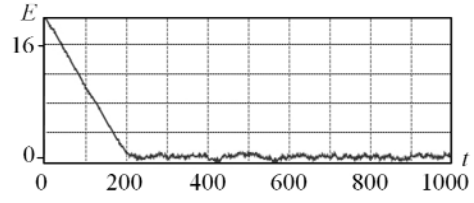
а – ВИ через гистограмму



б – ВИ через окно Парзена



в – КМК



г – СКМР

Рис. 2. Сходимость оценок параметров МГДИ при разных целевых функциях

В табл. 1 для ряда значений отношения шум/сигнал в диапазоне от 0 до 1 приведено среднее число итераций псевдоградиентной процедуры, необходимое для достижения оценками $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_t$ оптимальных значений. В качестве критерия было использовано пороговое значение евклидова расстояния рассогласования E, равное 1. При нахождении ВИ применялось окно Парзена.

Таблица 1

Среднее число итераций псевдоградиентного алгоритма
для достижения области оптимальных значений оценок

q	ВИ	КМК	СКМР
0	248	189	191
0,05	267	233	235
0,07	285	235	237
0,10	303	242	243
0,20	341	253	256
0,33	450	263	265
0,50	550	280	279
1.00	800	285	286

Выводы

Анализ эффективности использования СКМР, КМК и ВИ в качестве целевых функций при оценивании параметров МГДИ с помощью псевдоградиентных процедур показал, что нахождение псевдоградиента ВИ через гистограмму яркостей выборки требует в разы большего объема выборки, чем через окна Парзена. При использовании КМК и СКМР примерно равная точность оценивания достигается за меньшее число итераций псевдоградиентной процедуры, чем при ВИ. Причем при увеличении отношения шум/сигнал требования к объему выборки растут. Так, при отсутствии аддитивного зашумления необходимый объем выборки для ВИ по сравнению с таковым для КМК и СКМР выше в 1.3 раза, а при отношении шум/сигнал, равном 1 – уже в 2.8 раза.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 13-01-00555.

Список литературы

1. De Castro, E. Registration of translated and rotated images using finite Fourier transform / E. De Castro, C. Morandi // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1987. – V. 9. – № 5. – P. 700–703.

2. Zitova, B. Image registration methods: a survey / B. Zitova, J. Flusser // Image Vision Comput. – 2003. – V. 21. – P. 977–1000.

3. Goshtasby, A.A. Image registration. Principles, tools and methods / A.A. Goshtasby // Advances in Computer Vision and Pattern Recognition. Springer. – 2012. – 441 p.

4. Tashlinskii, A.G. Computational expenditure reduction in pseudo-gradient image parameter estimation / A.G. Tashlinskii // Lecture Notes in Computer Science. – 2003. – V. 2658. – P. 456–462.

5. An information theoretic approach for non-rigid image registration using voxel class probabilities / E. D'Agostino, F. Maes, D. Vandermeulen, P. Suetens // Med Image Anal. – 2006. – V. 6(3). – P. 413–431.

6. Воронов, С.В. Исследование целевых функций при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений / С.В. Воронов, А.Г. Ташлинский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – С. 130–134.

7. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей / А.Г. Ташлинский. – Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 2000. – 132 с.

8. Tashlinskii, A.G. Analysis of methods of estimating objective function gradient during recurrent measurements of image parameters / A.G. Tashlinskii, P.V. Smirnov, S.S. Zhukov // Pattern recognition and image analysis. – 2012. – V. 22. – No. 3. – P. 399–405.

9. Multi-modal volume registration by maximization of mutual information / W. Wells, P. Viola, H. Atsumi, S. Nakajima, R. Kikinis // Medical Image Analysis. – 1996. – V. 1. – P. 35–51.

10. Parzen, E. On Estimation of a Probability Density Function and Mode / E. Parzen // Annals of Math. Statistics. – V. 33. – 1962. – P. 1065–1076.

11. Viola, P. Alignment by Maximization of Mutual Information / P. Viola, W. Wells // International Journal of Computer Vision, 199. – V. 24. – P. 137–154.

12. Васильев, К.К. Статистический анализ многомерных изображений / К.К. Васильев, В.Р. Крашенинников. – Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 2007. – 172 с.

13. Tashlinskii, A.G. Pseudogradient optimization of objective function in estimation of geometric interframe image deformations / A.G. Tashlinskii, G.L. Safina, S.V. Voronov // Pattern recognition and image analysis. – 2012. – V. 22. – №. 2. – P. 386–392.

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ОЦЕНКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Е. В Буров, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
burovzhenia@mail.ru

Для полноценной жизнедеятельности любого не примитивного живого организма четкое представление о своем местоположении и контроль за передвижением других организмов – один из важных факторов, необходимых для успешного функционирования. Это справедливо и для рукотворных механизмов, выполняющих свои задачи под удаленным управлением человека.

Рассмотрим, в качестве такого механизма беспилотный летательный аппарат (далее БПЛА), выполнение задач которого требует постоянного ориентирования и определения местоположения. В частности, без знания точных координат не удастся, как провести беспилотный летательный аппарат до намеченной точки, так и успешно вернуть его к точке взлета. Такая проблема актуальна в случае, если аппарат находится под нашим контролем. В ином случае, когда необходимо обнаружить чужой летательный аппарат, чаще всего неизвестно его местоположение и то, находится ли он в данный момент в воздухе или нет. Поэтому для его обнаружения требуется постоянное наблюдение или сканирование воздушного пространства. Ниже рассмотрим несколько способов, позволяющих реализовать данную задачу.

Визуальное наблюдение. Из названия метода ясно, что он заключается в контроле над охраняемым пространством силами наблюдателя, непосредственно присутствующего в заданной точке или использующий для этой цели камеры видеонаблюдения. Наблюдение за воздушным пространством данным способом, конечно же, имеет свои достоинства, такие как дешевизна и простота, но и множество недостатков. Так, в случае плохих погодных условий, когда видимость ограниченна или в темное время суток, эффективность метода резко снижается, если не использовать высокотехнологичных и дорогостоящих приборов. Необходимость постоянного присутствия наблюдателя, что при учете человеческого фактора, все равно не гарантирует сто процентное обнаружение летательного аппарата. Поэтому рациональность и целесообразность использования данного метода невысока.

Радар. Сканирование воздушного пространства посредством радара – весьма действенный и распространенный на данный момент способ. Смысл его довольно прост – излучающая антенна радара передает импульсы радиоволн, которые отражаются от любых объектов, встретившихся на их пути. Крошечная часть отраженной энергии волны возвращается назад и улавливается приемной антенной радара. По времени, которое прошло от момента излучения радиоимпульса, до момента его возвращения определяется расстояние до объекта. В состав радара входит передатчик радиоволн, приемник, а так же система обработки принятых сигналов. Минусы данного метода в сложности обнаружения небольших объектов и объектов на малых высотах, а так же высокая стоимость и сложность оборудования.

Перехват радиоканала телеметрии. Нельзя не учитывать тот факт, что БПЛА имеют не только выделенный канал управления, по которому осуществляется контроль над

всеми механизмами аппарата, но и канал для передачи видео и данных телеметрии. По этому каналу с аппарата передается информация со всех датчиков, установленных на его борту, в том числе и с датчика GPS. Таким образом, получив доступ к данному каналу, станет возможным отследить местоположение БПЛА в реальном времени с высокой точностью. Для этого требуется качественная, перестраиваемая в широкой полосе частот приемная аппаратура, позволяющая быстро просканировать и определить искомый канал передачи данных телеметрии. Но и это не даст высоких результатов в случае передачи данных по защищенному или зашифрованному каналу.

Акустический метод определения местоположения БПЛА. Основой данного метода являются чувствительные микрофоны, расположенные на некотором удалении друг от друга. Записи шумов с этих микрофонов поступают на аналого-цифровой преобразователь и далее обрабатываются на компьютере. По вычисленным сигнальным функциям и временным зависимостям задержек между записанными сигналами определяется расстояние до объекта. Минусы данного метода в необходимости использования аналого-цифрового преобразователя и компьютера, что в последнее время перестает быть затратным. Возможность обнаружение летательного аппарата лишь на небольшом расстоянии также не является критичным, например, для систем безопасности отдельно взятого объекта, следящей за небольшой территорией. Плюсы заключаются в невысокой стоимости, простоте обслуживания, слабой подверженности влиянию плохих погодных условий, в возможности работы в фоновом режиме, не требующем постоянного присутствия человека. Учитывая данные факторы рассмотрим этот метод подробнее.

Описание акустического метода. Акустический метод измерения расстояния позиционируется на обработке шумов, создаваемых БПЛА, записываемых с помощью ненаправленных микрофонов. Микрофоны, записывающие шумовые сигналы, располагаются по прямой линии на равном удалении друг от друга (рис. 1). Поступающие с них сигналы через усилители и фильтры подаются на многоканальный аналого-цифровой преобразователь, после чего записываются в память компьютера. Обработка полученной информации сводится к цифровой фильтрации, вычислению взаимно корреляционных функций между сигналами в 1-м и 2-м, а так же во 2-м и 3-м каналах. После чего определяются максимумы взаимно корреляционных функций и соответствующие им временные задержки, зная которые можно вычислить наклонную дальность D.

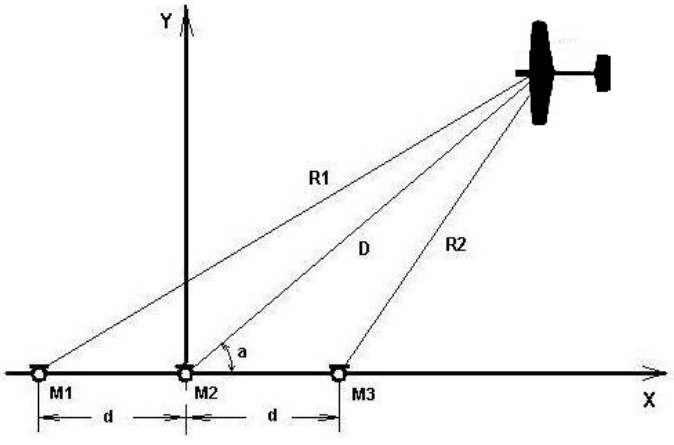


Рис. 1. Расположение микрофонов и источника шума

Одним из показателей качества измерительной системы – точность. При акустическом методе измерения относительная погрешность прямо пропорциональна наклонной дальности D и обратно пропорциональна квадрату расстояния между микрофонами d. В реальной ситуации на точность измерений всегда влияют дополнительные внешние факторы. В данной системе микрофоны подвержены влиянию звуковых волн, отраженных от

земной поверхности. Звуковая волна, дошедшая до микрофона, улавливается им, достигает земли и, отражаясь от нее, вновь попадает на микрофон, внося нежелательные отклонения в измерениях. Для уменьшения погрешностей измерений разности времен задержки между сигналами, микрофоны следуют располагать непосредственно на уровне поверхности земли. Это позволит свести к минимуму уровень интерференции звуковой волны отраженной от земли с волной, пришедшей от источника звука, что даст увеличение точности и положительно скажется на результатах.

Связь дальности до источника шума D и времени задержки сигналов получим, обозначив разность путей распространения звука от источника шума до микрофонов: $l_1 = R_1 - D$ и $l_2 = D - R_2$. Тогда

$$D = \frac{d^2 - \frac{\left(l_1^2 + l_2^2\right)}{2}}{\left|l_1 - l_2\right|}, \qquad (1)$$

где d – расстояние между микрофонами.

Так как l_1 и l_2 часто меньше расстояния d, то точность измерения дальности D до источника шума зависит от точного определения разности временных задержек $(l_1 - l_2) = (\Delta t_1 - \Delta t_2)*c$. Если временные задержки распределены по нормальному закону, то их разность также распределена нормально с дисперсией:

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2, \qquad (2)$$

где r – коэффициент корреляции флуктуации задержек между сигналами.

Используя соотношения (1) и (2) задачу определения местоположения можно свести к задаче измерения времени запаздывания известного сигнала на фоне аддитивных шумов, что является стандартной задачей для радиолокации и имеет достаточную точность и эффективность, а использование данного метода сводит материальные затраты к минимуму. В перспективе все это дает основание полагать, что акустический метод определения местоположения в дальнейшем может эффективно использоваться в охранных системах, работающих на относительно небольших территориях.

Список литературы

1. Сайбель, А.Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения / А.Г. Сайбель. – М.: Оборонгиз, 1958.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ КОРАБЛЕЙ ПРИ СОВМЕСТНОМ МАНЕВРИРОВАНИИ

И. С. Гарматенко, А. Г. Кушнарев (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр ВМФ «Военно-Морская академия» (ВУНЦ ВМФ «ВМА»)
Санкт-Петербург, Ушаковская наб., 17/1
E-mail: Garmatenkoigor@gmail.com

Рассмотрена возможность повышения точности совместного позиционирования кораблей при совместном маневрировании за счет расширения функциональных возможностей автоматизированной информационной системы и использования стандартных средств навигационного оборудования акватории

В соответствии с МППСС-72 знание места, курса и скорости цели остается необходимым требованием для оценки безопасности и расчета маневра вне зависимости от способа выработки этих данных.

Основным способом определения параметров движения цели (ПДЦ): координат, курса и скорости при совместном маневрировании до настоящего времени являлось измерение пеленга и дистанции относительно уравнителя (объекта манёвра) с помощью радиолокационных станций (РЛС).

При этом совместное маневрирование всегда связано с опасностью столкновения кораблей и задача его предотвращения является актуальной наряду с выполняемыми задачами ордера.

В этой связи те же МППСС-72 (правило 7, абз. (с)) определяют, что «Предположения (относительно наличия опасности столкновения) не должны делаться на основании неполной информации, и особенно радиолокационной».

Появление автоматизированных информационных систем (АИС) в качестве источника данных о позиции и параметрах движения морских объектов позволяет их использование как источников избыточной информации для позиционирования кораблей при совместном маневрировании. Такое использование аппаратуры АИС позволяет в значительной степени снизить недостатки РЛС и САРП, в силу реализации принципиально отличающегося способа выработки ПДЦ, передаваемых непосредственно от приёмоиндикатора спутниковой навигационной системы (СНС).

На настоящий момент система АИС имеет существенный недостаток – отсутствие данных о времени и характере выработки погрешностей места, что, в принципе достаточно не сложно исправляется через корректуру заложенного алгоритма.

Таким образом, исправленный алгоритм АИС, кроме обеспечения безопасности от столкновения, позволит решать более широкий спектр задач, начиная от информативного характера для оценки акватории до автоматизации процесса позиционирования при совместных действиях кораблей и судов ВМФ, а использование в качестве источника данных о координат места, выработанных с использованием различных радионавигационных систем повысит помехозащищенность и живучесть системы.

Для решения задач совместного маневрирования в зависимости от дистанции между совместно маневрирующими кораблями в строю и точности выработки координат места [1] возможно использовать следующие средства навигационного оборудования (СНО) (см. табл. 1, табл. 2).

Таблица 1

Возможности использования СНО при решении задач в зоне стесненного плавания, при плавании вблизи берегов и навигационных опасностей и малых дистанциях между совместно маневрирующими кораблями

Последовательность использования СНО	СНО района и сил	РСКП определения места, метры
1	РЛС и визуальные способы	20-80
3	СНС «ГЛОНАСС»	20-40
4	РНС БРАС	20-80
5	РНС МАРС-75	85-500

Таблица 2

Возможности использования СНО при плавании в открытом море и совместном маневрировании на значительном удалении друг от друга

Последовательность использования СНО	СНО района и сил	РСКП определения места, метры
1	СНС «ГЛОНАСС»	20-40
2	РНС МАРС-75	85-500
3	РНС РСДН-3,4,5	170-2000

В обеспечении совместного маневрирования в качестве критерия оценки принята точность удержания относительной позиции. В данном случае показателями точности совместного маневрирования являются значения отклонения пеленга (ΔП) и дистанции (ΔД) от назначенной позиции. Переход в значении отклонения от назначенной позиции ΔП пеленга и ΔД дистанции к значению линейного отклонения от назначенной позиции (d) и радиальной погрешности относительной позиции ($М_{км}$) (рис. 1) позволяет наглядно контролировать позицию корабля в ордере, перейти от относительной к географической системе координат и производить оценку вероятности нахождения его в области назначенных позиций.

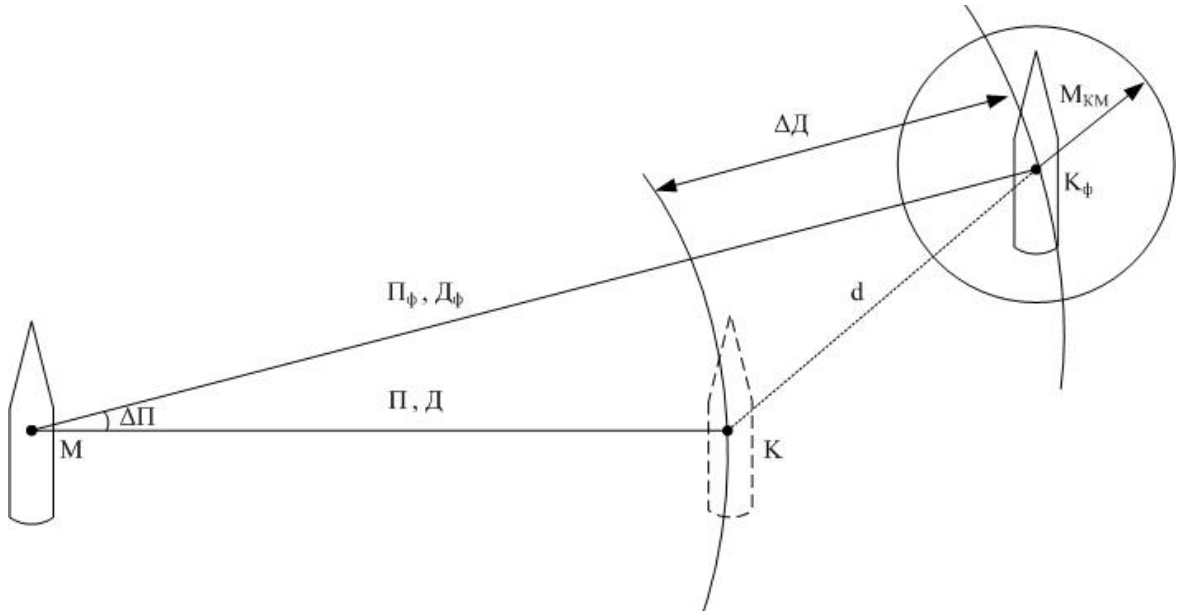


Рис. 1. Позиции совместно маневрирующих кораблей

При определении места по РНС в современных корабельных приемоиндикаторах (КПИ) [1–4] существует возможность самостоятельного выбора источника данных по определенной группе навигационных космических аппаратов (НКА), цепочке пар станций ведущая-ведомая (ВЩ-ВМ) РНС, используемых при обсервации. Следовательно, использование этих данных в определении относительной позиции и учет корреляционной зависимости погрешностей навигационных параметров позволит повысить точность позиционирования кораблей.

Для оценки значений точности рассматривались определения позиции совместного маневрирования с помощью РЛС в сравнительной оценке с определением этой же позиции по данным СНС и РНС с различными интервалами времени снятия данных о координатах места совместно маневрирующих кораблей (1, 4 и 12 секунд). Данные интервалы времени определены дискретностью поступления информации о параметрах движения совместно маневрирующих объектов в соответствии с требованиями резолюции ИМО MSC.74.69 к эксплуатационным характеристикам аппаратуры АИС.

Преимуществом работы по данным СНС ГЛОНАСС является высокая достоверность выдачи данных (вероятность выработки координат места составляет 95 %). Исследования показали, что использование для позиционирования СНС ГЛОНАС (рис. 2, 3) на дистанции более 1 кабельтова между совместно маневрирующими кораблями приводит к повышению точности определения относительной позиции в сравнении с использованием для этих целей РЛС, особенно на дистанциях более 5 кабельтовых.

При определении относительной позиции по данным РНС БРАС (рис. 4, 5) повышение точности определения относительной позиции заметен при дистанции между совместно маневрирующими кораблями более 2 миль.

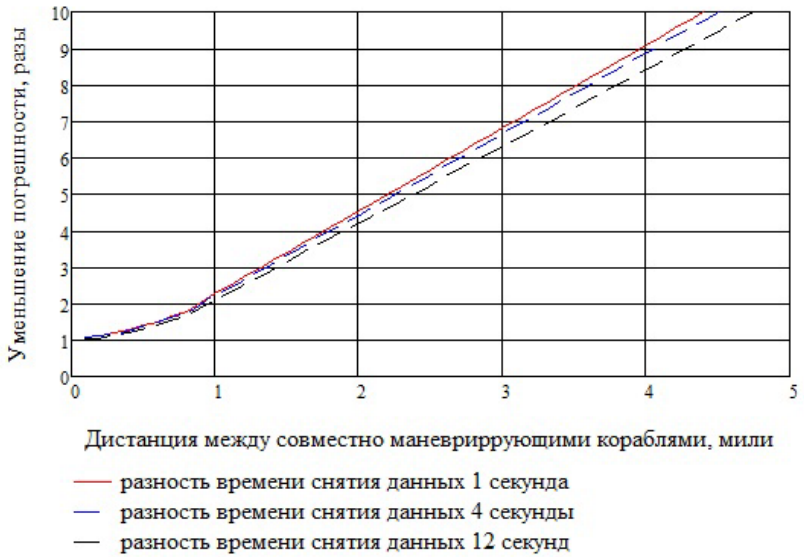


Рис. 2. Уменьшение погрешности относительной позиции по данным СНС ГЛОНАСС к РЛС в зависимости от дистанции

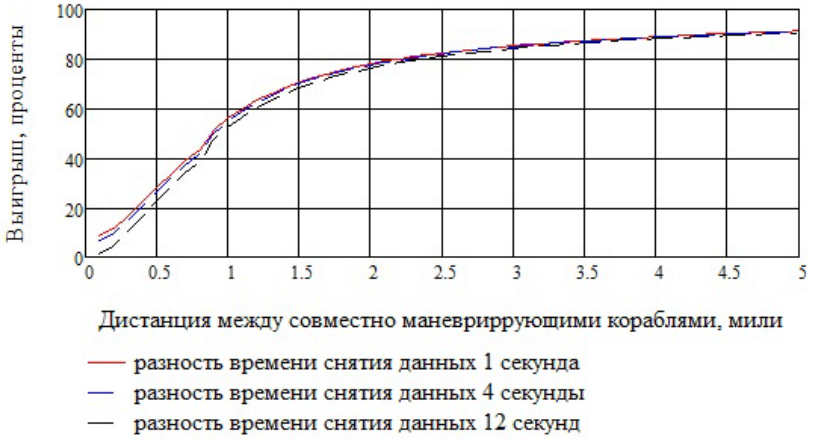


Рис. 3. Выигрыш в точности определения относительной позиции по данным СНС ГЛОНАСС к РЛС в зависимости от дистанции

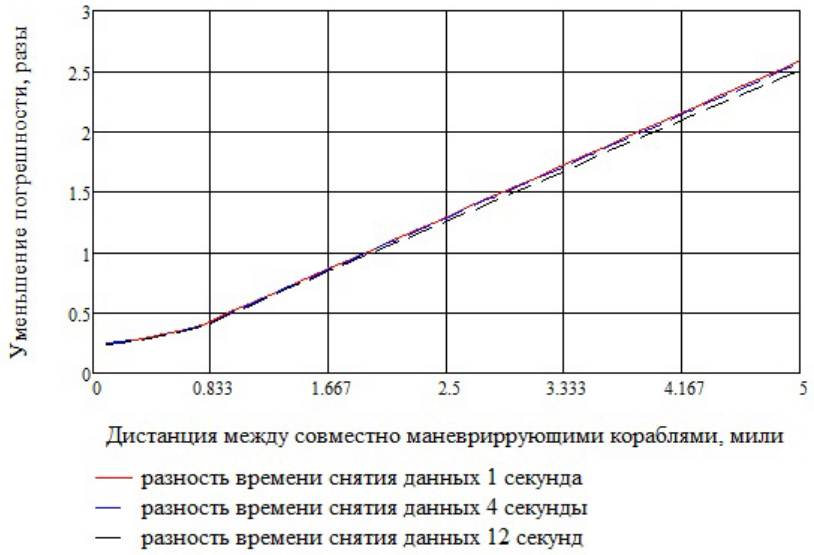


Рис. 4. Уменьшение погрешности относительной позиции по данным РНС БРАС к РЛС в зависимости от дистанции

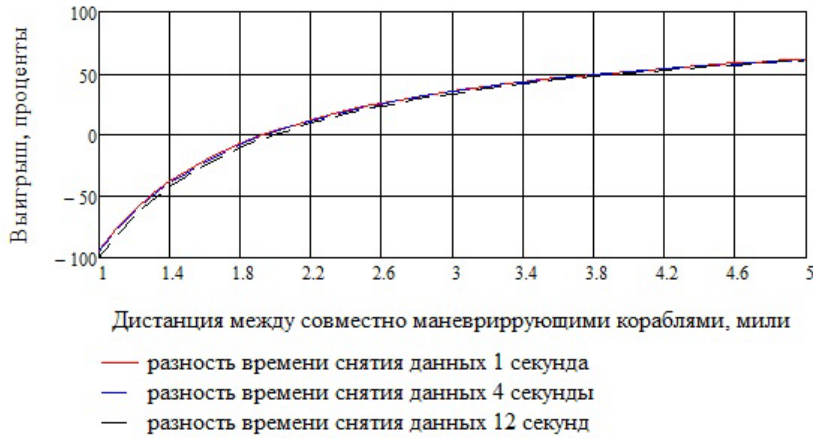


Рис. 5. Выигрыш в точности определения относительной позиции по данным РНС БРАС к РЛС в зависимости от дистанции

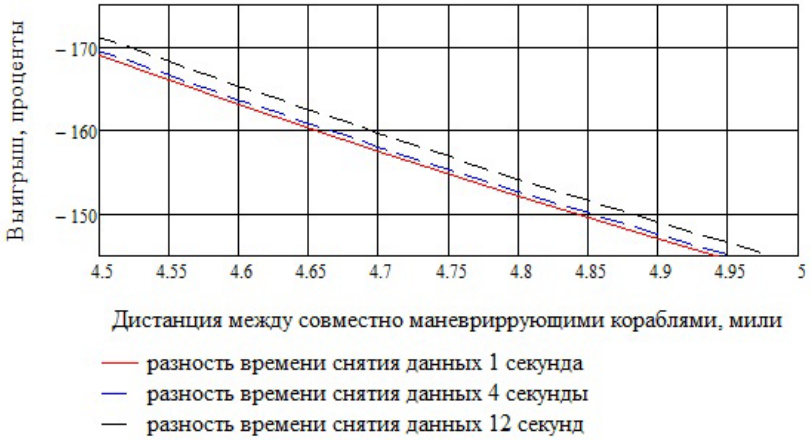


Рис. 6. Выигрыш в точности определения относительной позиции по данным РНС МАРС-75 к РЛС в зависимости от дистанции

Вместе с тем использование РНС МАРС-75, РСДН-3, 4, 5 при решении задач совместного маневрирования проигрывает (рис. 6) в точности определения относительной позиции между совместно маневрирующими кораблями с помощью РЛС и может быть применяться в качестве аварийного средства позиционирования кораблей и в качестве избыточной информации для исключения промахов.

Выводы:

- для повышения точности позиционирования кораблей при совместном маневрировании в строях и ордерах целесообразно согласованное использование информации от высокоточных СНО (СНС ГЛОНАСС, РНС БРАС) с обработкой и передачей их данных через АИС;

- в качестве аварийного средства позиционирования кораблей и в качестве избыточной информации для исключения промахов при решении задач совместного маневрирования рекомендуется использование информации РНС МАРС-75 и РСДН-3, 4, 5 с обработкой и передачей их данных через АИС;

- полная реализация способа с возможностью вероятностной оценки занятия и сохранения назначенной позиции возможна путем модернизации алгоритмов системы АИС, а именно добавлением учета времени и характера выработки данных о координатах места и их погрешностях.

Список литературы

1. Практическое кораблевождение для командиров кораблей, штурманов и вахтенных офицеров. Кн. 1. № 9035.1 – Л.: ГУНиО МО, 1988. – 896 с.

2. Аппаратура спутниковая навигационная СЧ-4. Инструкция по эксплуатации. ПКАН.461513.007.ИЭ. – М.: РПЗ «Орион», 1992. – 41 с.

3. Навигационная аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и NAVSTAR «Бриз-ПЛ». Руководство по эксплуатации. ТДЦК. 461513.026 РЭ. – СПб.: КБ НАВИС-М, 2002. – 73 с.

4. Система 2А213. Инструкция по эксплуатации. Кн. 2. ИЮ.1.382.770. – Л., 1990. – 95 с.

5. Справочник по морским средствам навигации. Т. II. – СПб.: ГУН и О МО РФ, 1997. – 285 с.

АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПРОТИВОПОЖАРНОГО МОНИТОРИНГА

А. Ю. Зайцева, В.Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: Violino1Ann@mail.ru

Работа посвящена проблеме раннего предупреждения о возникновении лесных пожаров. Показано, что с целью полной автоматизации системы противопожарного мониторинга необходимо создать автоматизированный алгоритм сегментации изображений, эффективность которого непосредственно повлияет на результаты обнаружения системой признаков возгорания. Подробно описана процедура построения алгоритма сегментации изображений лесных массивов. Продемонстрирована работоспособность алгоритма.

Одной из актуальных на сегодняшний день проблем является проблема раннего обнаружения лесных пожаров. К традиционным путям ее решения относятся следующие три метода контроля лесных массивов: наземный, авиационный и спутниковый [1]. Недостатками перечисленных методов являются соответственно необходимость постоянного присутствия человека-наблюдателя на пожарной вышке, высокая стоимость летного часа и невозможность ведения постоянного мониторинга больших территорий, дороговизна ввода спутника в эксплуатацию. Методом, имеющим наиболее широкие перспективы, является наземный мониторинг лесных массивов с помощью видеокамер, устанавливаемых на пожарных вышках, вышках мобильной связи или просто на высоких сооружениях.

С одной стороны, слабым местом систем видеонаблюдения является оператор, эффективность работы которого уменьшается с возрастанием количества одновременно контролируемых им камер. С другой стороны, увеличение количества камер в системе дает возможность расширения общей площади, покрываемой камерами. Следовательно, повышение эффективности системы мониторинга лесных массивов может быть достигнуто благодаря минимизации влияния человеческого фактора посредством автоматизации обработки потоков видеоинформации, поступающей с видеокамер. С учетом сказанного представляется актуальной задача построения алгоритмов автоматического обнаружения признаков возгорания, распознавания очагов пожара.

За последние десятилетия в Хорватии, Германии, Португалии, а также в России были разработаны несколько подобных друг другу систем видеомониторинга. Однако ни одна из этих систем не является полностью автоматической. Система противопожарного мониторинга FireStation, разработанная сотрудниками Новосибирского государственного технического университета и прошедшая апробацию в течение 2007–2013 гг. в г. Новосибир-

ске, предназначена для панорамного обзора лесных массивов несколькими веб-камерами с целью обнаружения признаков возгорания, распознавания очагов пожара, определении координат возгорания [2, 3]. Она также является автоматизированной, но в настоящее время ведётся работа по ее полной автоматизации за счет интеллектуализации программного обеспечения.

Функционирование системы обеспечивается компьютерной программой, в основе которой лежат алгоритм контрастного обнаружения объектов повышенной яркости на сложном более темном фоне и алгоритм анализа движения. Программа обрабатывает полученные от веб-камер изображения в режиме реального времени и при обнаружении признаков возгорания оповещает об этом оператора посредством звукового сигнала и визуализации подозрительного участка изображения в увеличенном масштабе. Оператор, в свою очередь, принимает окончательное решение о наличии или отсутствии очага возгорания. Отсутствие необходимости непрерывно смотреть на экран позволяет снизить утомляемость оператора, одновременно контролирующего несколько камер.

В процессе работы системы могут происходить ошибки двух видов: решение о наличии возгорания, когда его нет (ошибка первого рода) и решение об отсутствии возгорания, в то время как оно имеет место (ошибка второго рода). В системах, предназначенных для обнаружения редких событий, в том числе возгораний, обычно стремятся к тому, чтобы вероятность ошибки первого рода была небольшой и стабильной. Причинами ошибок первого рода (ложных тревог) могут быть локальные изменения изображений. Например, алгоритм анализа движения может среагировать на проезжающий автомобиль или движущееся по небу облако; алгоритм контрастного обнаружения может сработать на объектах изображения с повышенной яркостью, вызванной ярким освещением со стороны солнца. Если сигнал тревоги будет подаваться слишком часто, это приведёт к быстрой утомляемости оператора и даже может спровоцировать сознательное отключение системы мониторинга, что недопустимо. Для снижения вероятности ложной тревоги без ущерба для вероятности правильного обнаружения можно выделить области, которые заведомо не могут представлять интереса, например, дороги, небо и другие объекты на изображении, исключив их из анализа. В дальнейшем такие области называются зонами нечувствительности алгоритма. Область неба может занимать до 40-50% площади изображения, поэтому отнесение ее к зоне нечувствительности существенно снижает вероятность ложной тревоги.

В действующей системе зоны нечувствительности задаются оператором вручную при начальной настройке системы. При круговом обзоре это возможно благодаря тому, что обзор осуществляется не непрерывно, а дискретно, с фиксированным шагом по азимуту, поэтому камеры автоматически устанавливаются с высокой точностью в одинаковые положения при переходе на новый цикл обзора, то есть получаемое изображение почти точно по ориентации и направлению совпадает с последующим и предыдущим изображениями данного участка местности. Поэтому граница между лесом и небом на изображении, которая необходима для отнесения области неба к зоне нечувствительности системы, задается оператором однажды и остается в дальнейшем неизменной. Возможен режим патрулирования по заданному маршруту, который определяется последовательностью угловых положений, в которые камера перемещает свою оптическую ось. При вводе нового маршрута работа оператора, связанная с заданием зон нечувствительности, требует высокой квалификации и больших временных затрат.

В данной работе рассматривается задача автоматизации процедуры выделения границ между областями, подлежащими анализу, и областями, не представляющими интереса. Решается задача сегментации изображения на области, занятые лесом (который представляет собой объект мониторинга) и небом, которое определяет зону нечувствительности алгоритма обнаружения.

В основе процедур разделения изображения на области, называемого сегментацией, лежит различие областей по какому-либо признаку, например, по яркости, цвету или тек-

стуре [4]. В нашей работе в качестве признаков, позволяющих разделить точки изображения на два класса – «небо» и «лес» – использовалась совокупность яркости, текстуры и признака, характеризующего удаленность точек изображения от противоположных горизонтальных границ изображения.

Существует множество подходов к текстурной сегментации [5]. Наряду со статистическими, структурными и спектральными методами сегментации широко применяются методы математической морфологии, позволяющие выделить полезные компоненты изображения. Морфологическая обработка изображения выполняется с помощью так называемого структурного элемента или изображения небольших размеров простой формы. С точки зрения вычислительных затрат на морфологическую обработку целесообразно заменить полутоновое изображение бинарным контурным препаратом путем применения, например, оператора Кэнни [6] (рис. 1); это возможно благодаря тому, что текстура характеризуется не абсолютными значениями яркости изображения, а локальными изменениями яркости и их взаимным расположением [7].

При переходе от полутонового изображения к бинарному информация, полезная для выполнения сегментации текстур, не теряется. Отметим, что в области изображения, занятой лесом, контурные линии расположены ближе друг к другу, чем контур в области, занятой небом. Это различие, формально выраженное различием морфологических спектров, построенных отдельно для областей леса и неба, используется при разработке алгоритма сегментации.

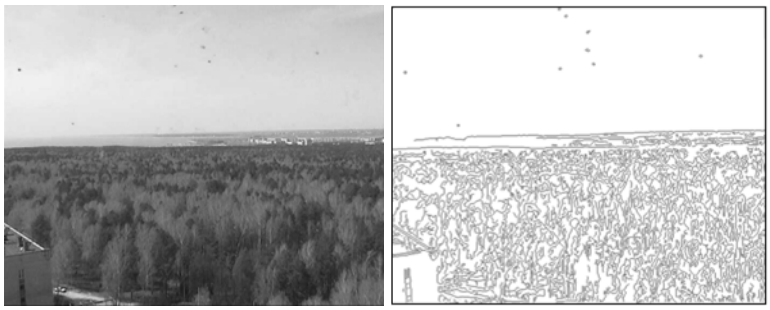


Рис. 1. Пример полутонового изображения и его контурного препарата

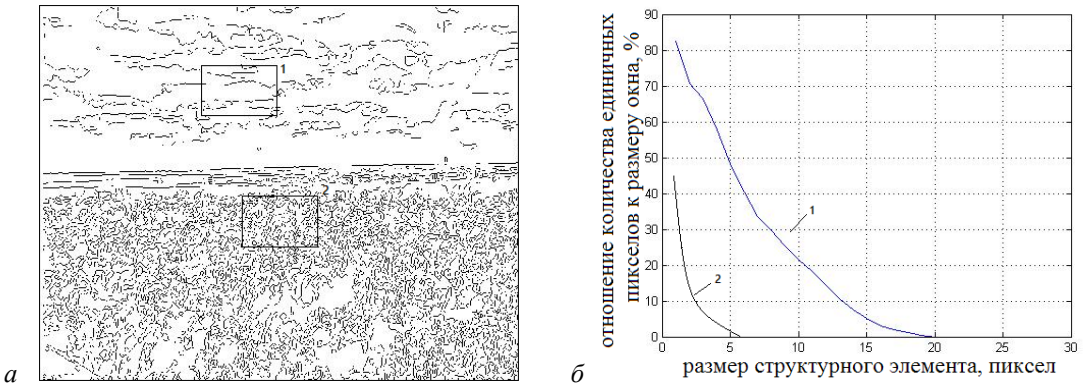
Морфологический спектр представляет собой зависимость количества единичных пикселов, сформировавшихся в результате морфологической обработки, от размера структурного элемента. В качестве морфологической операции выбрана эрозия изображения контурного препарата структурным элементом, поскольку в результате ее применения все объекты, меньшие чем структурный элемент, стираются.

Для извлечения текстурного признака изображение контурного препарата было просканировано скользящим окном прямоугольной формы, при каждом его положении вычислялся морфологический спектр части изображения, заключенной в окне. Получаемые при каждом положении окна векторы морфологических спектров существенно различаются в зависимости от расположения окна на изображении (рис. 2). Оказалось достаточным рассматривать одно значение для каждого морфологического спектра (при одинаковых значениях аргумента), чтобы эффективно использовать текстурное различие областей леса и неба.

Яркостный признак выражается в существенном различии средних уровней яркости синей компоненты областей леса и неба изображения (рис. 3).

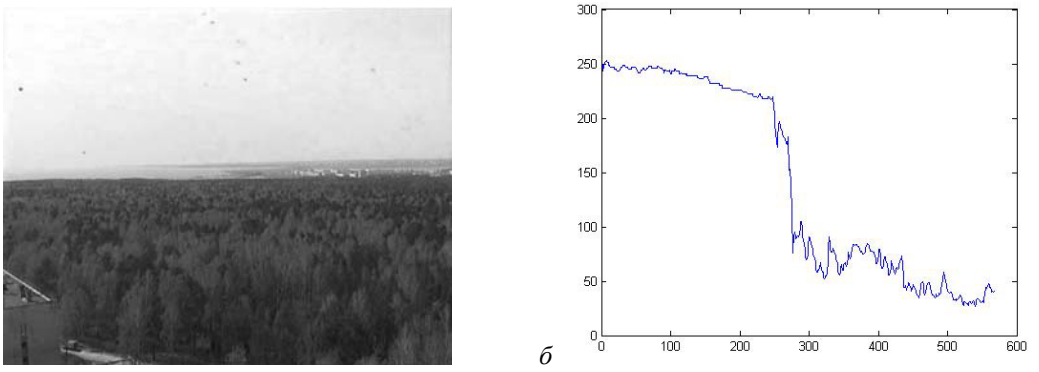
Если рассматривать зависимости уровней яркости синей компоненты от номера строки для каждого столбца как реализации одномерного случайного процесса, то можно оценить математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение этого случайного процесса, рассчитать характер изменения данных параметров и на его основе произвести

выравнивание яркости изображения. При построении алгоритма контрастного обнаружения использовано предположение, что функция яркости в области леса на изображении представляет собой двумерный стационарный случайный процесс. На самом деле это не так: параметры процесса различаются из-за локальных изменений освещённости, в зависимости от расстояния и т.п., поэтому целесообразным представляется выравнивание яркости изображения.



а *б*

Рис. 2. *а* – изображение контурного препарата; *б* – морфологические спектры, построенные при двух положениях окна: 1 – окно располагается в области, занимаемой небом, 2 – окно располагается в области леса



а *б*

Рис. 3. *а* – изображение синей компоненты изображения; *б* – зависимость уровня яркости синей компоненты от номера строки для 300-го столбца, как одна из реализаций случайного процесса

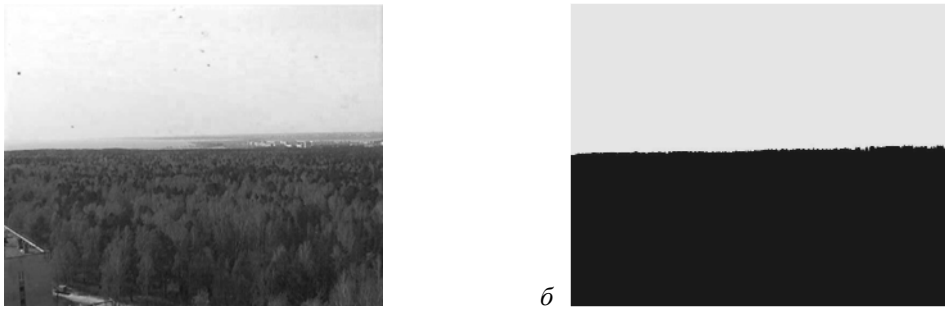
При этом каждый столбец изображения сканируется вертикальным одномерным окном; попавшие в окно значения яркости определяют выборку значений реализации, используемую для вычисления оценок математического ожидания

$$\hat{m} = \frac{1}{W}\sum_{i=1}^{W} x_i \,, \qquad (1)$$

где W – размер скользящего окна, размер выборки; x_i – значения яркости синей компоненты в пикселах, заключённых в скользящем одномерном окне. Далее осуществляется замена исходного полутонового изображения нормированным, отсчетами яркости которого являются рассчитанные оценки математического ожидания. Множество отсчетов яркости нормированного изображения примем в качестве второго признака различия областей леса и неба.

Учтём ещё одно обстоятельство: вероятность появления пиксела класса «лес» уменьшается при движении по изображению снизу вверх, в то время, как для пиксела класса «небо» – увеличивается. Это можно использовать, введя в качестве третьего классификационного признака номер строки изображения.

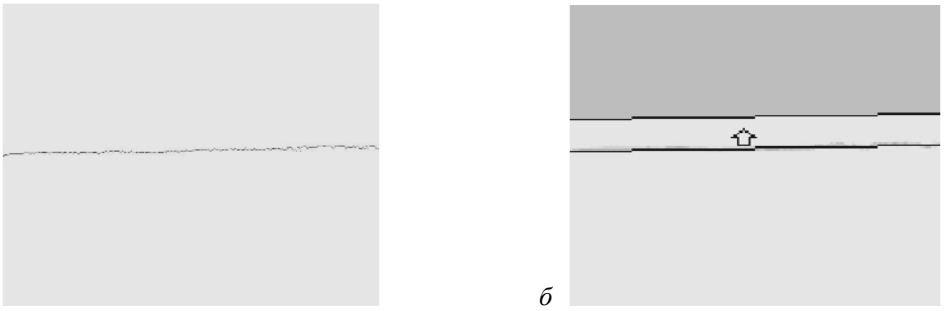
Таким образом, сформировано трёхмерное пространство признаков различия областей неба и леса, с помощью которого можно осуществить сегментацию – разбиение точек изображения на два класса: «небо» и «лес» (рис. 4), применив метод кластерного анализа, известный как метод «К-средних» [8].



а *б*

Рис. 4. *а* – исходное изображение; *б* – результат его сегментации с использованием трехмерного пространства признаков на области, занятые лесом и небом

С точки зрения снижения вероятности ложной тревоги форма границы не так важна, как площадь и расположение области неба, включаемой в зону нечувствительности. Поэтому найденную границу аппроксимируем линейной функцией по методу наименьших квадратов, а поскольку признак возгорания – дым – может возникнуть на линии горизонта, то, чтобы не увеличить вероятность пропуска цели, поднимем найденную границу на некоторую величину («запас»), определяемую эмпирически (рис. 5, *б*).



а *б*

Рис. 5. *а* – выделенная граница; *б* – ее линейная аппроксимация, учет запаса и определение зоны нечувствительности (затемненная область)

Таким образом, в данной работе предложено решение задачи сегментации изображений, получаемых от видеокамер в системе противопожарного мониторинга, на области, занимаемые лесом и небом, что позволяет включать последнее в зону нечувствительности с целью уменьшения вероятности ложной тревоги системы.

Список литературы

1. Ханин, А. Принципы оптического метода автоматического детектирования лесных пожаров / А. Ханин, Р. Чеботарев // Алгоритмы безопасности. – 2011. – № 1. – С. 76–80.

2. Васюков, В.Н. Архитектура программно-аппаратного комплекса автоматизированного обнаружения лесных пожаров / В.Н. Васюков, В.В. Бондаренко // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. Г.Я. Шайдуров. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – С. 197–201.

3. Васюков, В.Н. Программное обеспечение диспетчерского пункта видеосистемы обнаружения лесных пожаров / В.Н. Васюков, А.Н. Подовинников, В.В. Васюков // Сб. науч. тр. НГТУ. – 2007. – № 3(49) – С. 69–74.

4. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

5. Mirmehdi, M. Handbook of texture analysis / M. Mirmehdi, X. Xie, J. Suri // ICP. – 2008.

6. Васюков, В.Н. Бинарная гиббсовская модель текстуры для анализа и сегментации изображений / В.Н. Васюков // Докл. АН ВШ РФ. – 2005. – № 2(5). – С. 81–93.

7. Canny, J. Computational Approach to Edge Detection / J. Canny // IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence. – Vol. PAMI-8. – No. 6. – Nov. 1986. – Pp. 679–698.

8. Petrou, M. Image processing: dealing with texture / M. Petrou, P. Garcia Sevilla // Wiley. – 2006. – С. 527–528.

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ПО НЕИЗВЕСТНОМУ ФАЗОМОДУЛИРОВАННОМУ СИГНАЛУ

А. А. Комаров

ОАО «КБ «Искра»
660028, г. Красноярск, ул. Телевизорная, 1
E-mail: komarovalal@gmail.com

Рассмотрен один из существующих методов определения отношения сигнал/шум (С/Ш), описаны особенности реализации на ПЛИС, проведено моделирование и испытание на реальном сигнале со спутника. Сделаны выводы о целесообразности использования данного алгоритма, о границах его применимости, выявлены основные недостатки и достоинства алгоритма. Проведено сравнения с алгоритмом по известному сигналу.

Успешное развитие технологий широкополосного вещания и передачи данных через спутник, вызванное растущими потребностями пользователей, позволяет говорить об актуальности разработки систем спутниковой связи. Определение отношения С/Ш необходимо для эффективной работы самонаводящейся антенной системы.

Вычисление отношение сигнал шум возможно как по известному сигналу (преамбулы пакетов), так и по неизвестному сигналу. Основным недостатком вычисления С/Ш по неизвестному сигналу является невозможность работы при низком С/Ш, это обусловлено тем, что зашумлённые значения не всегда можно однозначно идентифицировать. Использование известного сигнала повышает избыточность информации, что приводит к снижению эффективности использования полосы.

Для применения в самонаводящейся антенной системе реализован и протестирован на реальном сигнале метод основанный на определении С/Ш по неизвестному сигналу с использованием фазовой модуляции. Для работы метода необходим один отсчёт на символ.

Метод не чувствителен к наличию частотной и фазовой ошибки, что позволяет определять С/Ш без фазовой синхронизации. Рассмотрим подробно последовательность действий составляющих алгоритм.

1) Нормирование отсчётов.

2) Вычисление произведения текущего и предыдущего отсчёта. В случае идеального сигнала для QPSK аргумент произведения может составлять 0, 90, 180, 270 градусов, для 8PSK – 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270, 315.

3) Возведение всех произведений в степень равную порядку модуляции, что позволяет, в случае идеального сигнала, свести всё множество точек к точке с нулевой квадратурной составляющей. В табл. 1 приведены зависимости аргумента комплексных произведений отсчётов от показателя степени.

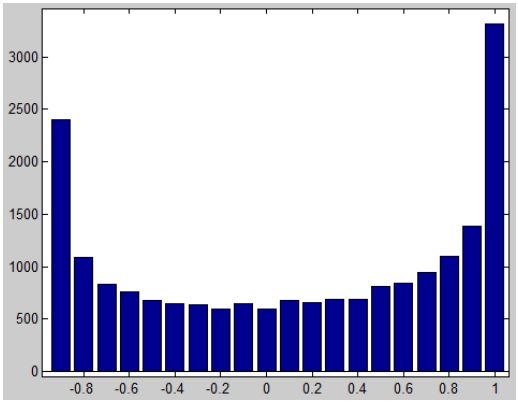
Дальнейшее возведение в степень приводит к увеличению дисперсии шумов, что способствует более четкой градации точек в зависимости от уровня зашумлённости.

Определив действительную часть вычисленной в пункте 3 функции мы можем пронаблюдать как распределение меняется в зависимости от С/Ш.

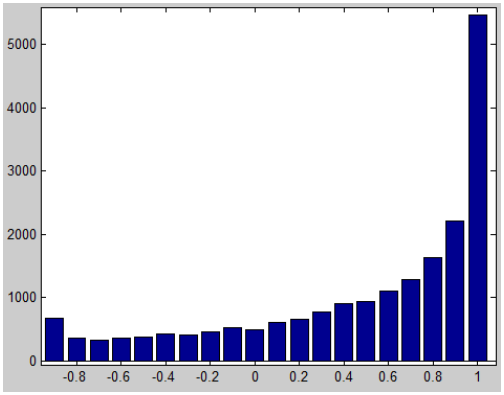
Таблица 1

Возведение в степень равную порядку модуляции

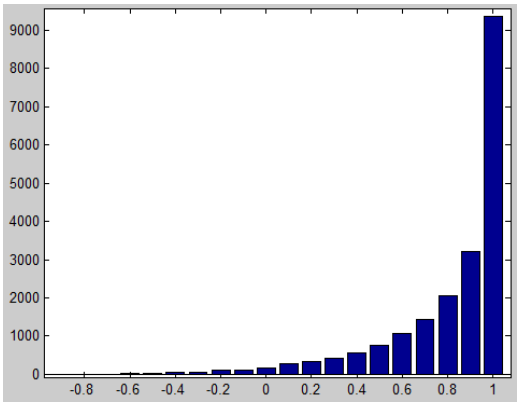
Степень	Аргумент комплексного произведения							
1	0	45	90	135	180	225	270	315
2	0	90	180	270	0	90	180	270
3	0	180	0	180	0	180	0	180
4	0	0	0	0	0	0	0	0



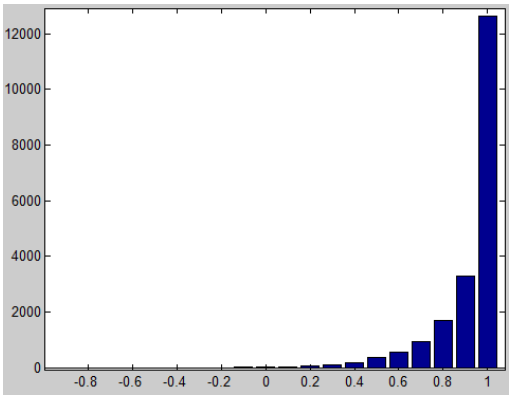
а – С/Ш = 5ДБ



б – С/Ш = 10ДБ



в – С/Ш = 15ДБ



г – С/Ш = 20ДБ

Рис. 1. Распределение реальной части после возведения в степень

4) Усреднение полученных значений.

Между значением действительной части полученного значения и С/Ш существует зависимость.

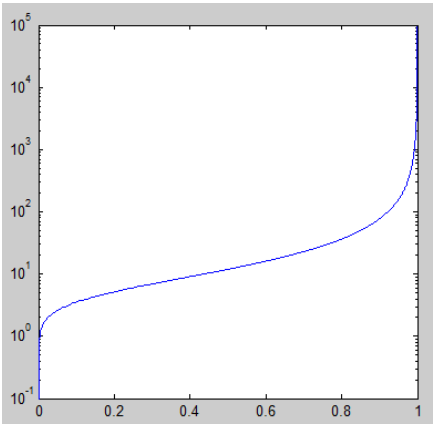


Рис. 2. Зависимость полученного значения от С/Ш

Функция обратная изображенной на рис. 2 описывается формулой:

$$f(x)=\left(\frac{M}{2}\sum_{n=0}^{M/2}\left(\frac{(-1)^n}{n!}\frac{\left(\frac{M}{2}+n-1\right)!}{\left(\frac{M}{2}-1\right)!x^n}\right)+\exp(-x)\left[(-1)^{\frac{M}{2}+1}\cdot\sum_{n=1}^{m/2}\left(\frac{1}{(n-1)!}\frac{\left(\frac{M}{2}+n-1\right)!}{\left(\frac{M}{2}-n\right)!x^n}\right)\right]\right)^2, \quad (1)$$

где M – порядок модуляции.

Для получения измерений в децибелах необходимо взять десятичный логарифм

Данный метод более подробно описан в [1–3]. На рис. 3 приведена структурная схема реализованного метода.

Рис. 3. Структурная схема блока нахождения С/Ш по неизвестным данным фазомодулированного сигнала

Алгоритм обладает высокой вычислительной сложностью и для уменьшения количества используемых ресурсов основная часть операций была заменена таблицами поиска значения функции. Это позволит использовать меньше ресурсов ПЛИС (программируемой логической интегральной схемы) и использовать память вместо умножителей. Блоки нормирования, возведение в степень и вычисления $10*\mathrm{Log10}(f^{-1}(x))$ реализованы как таблицы поиска.

Алгоритм был написан на языке описания аппаратуры Verilog и успешно протестирован на реальном сигнале. На рис. 3 полученном по результатам симуляции видно, что в диапазоне от 3,5 до 12 дБ зависимость условных единиц линейна относительно С/Ш входного сигнала. С 12 до 15 децибел наблюдается нелинейная область.

Границы функционирования данной реализации алгоритма составляют от 3,5 до 15 дБ в случае необходимости качественной оценки изменения отношения С/Ш. Так же было проведено тестирование на модуляции 8PSK, работающее в диапазоне от 7,5 до 30 дБ.

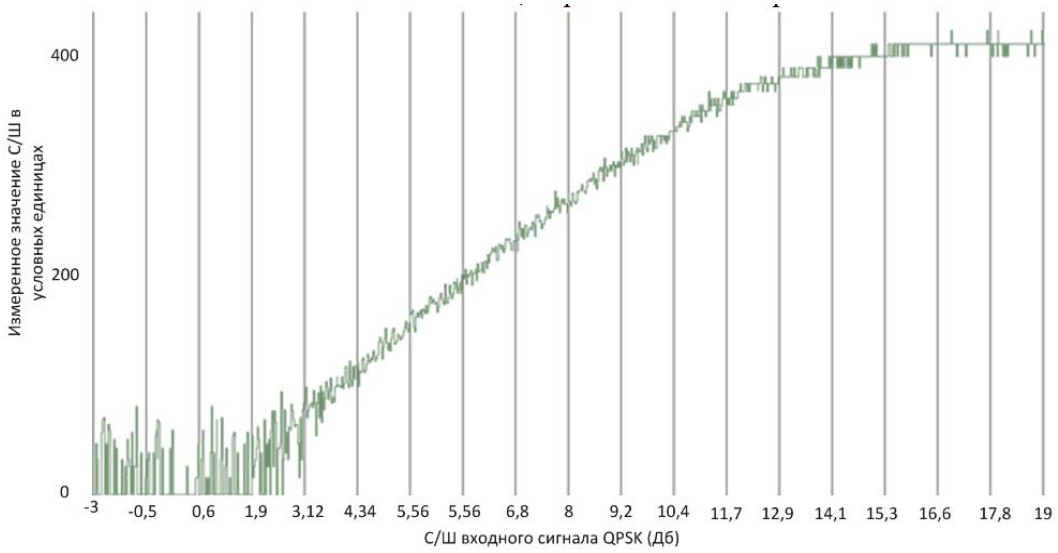


Рис. 4. Данные по результатам моделирования реализованного метода

Для достижения лучших результатов при определении отношения С/Ш, возможно использование известного сигнала. В дальнейшем планируется реализовать метод, основанный на известной последовательности, и провести сравнение их эффективности.

Список литературы

1. Yair Linn. A Carrier-Indipendent Non-Data-Aided Real-Time SNR Estimator for M-PSK and D-MPSK Suitable for FPGAs and ASICs / Yair Linn // IEEE Transactions on Circuit and Systems-I: Regular Papers. – 2009. – Vol. 56. – No. 7.

2. Yair Linn, Nir Peleg. A Family of self-Normalizing Carier Lock Detectors and Es/No Estomators for M-PSK and Other Phase Modulation Schemes / Yair Linn, Nir Peleg // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2004 – Vol. 3. – No. 5.

3. Yair Linn. Quantitative Analysis of a New Method of Real-Time Generation of SNR Estimates for Digital Phase Modulation Signals / Yair Linn // IEEE Transactions of Wireless Communications. – 2004. – Vol. 3. – No. 6.

РАЗРАБОТКА ОДНОЧАСТОТНОГО АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА ГНСС В ИОНОСФЕРЕ

А. С. Курносов, Ю. Л. Фатеев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: kurnosov89@gmail.com

Анализируются погрешности, влияющие на точность стандартных методов определения ионосферной задержки. Представлен одночастотный алгоритм определения задержки сигнала в ионосфере. Произведены экспериментальные исследования разработанного алгоритма.

Введение

На сегодняшний день для определения задержки сигнала в ионосфере используется два основных подхода. Первый подход – определение ионосферной погрешности с помощью ионосферных моделей, и второй подход – расчет ионосферной погрешности, используя стандартные алгоритмы определения задержки сигнала в ионосфере.

В рамках данной статьи рассмотрен второй подход, который предполагает использование двухчастотного кодового метода, двухчастотного фазового метода или одночастотных методов [1]. Данные методы имеют ограниченную точность. В частности, точность двухчастотного метода ограничена аппаратурной погрешностью. Для повышения точности необходимо использовать фазовые методы, но там существует проблема разрешения фазовой неоднозначности.

Стандартные методы определения ионосферной погрешности

Воспользуемся допущением, что ионосфера представляет собой тонкий слой на некоторой высоте h, в котором сосредоточены все свободные электроны. Тогда наклонную задержку сигнала в ионосфере можно представить, как произведение вертикальной задержки на величину удлинения пути сигнала:

$$I_{\text{н}} = I_0 \cdot OF, \qquad (1)$$

где I_0 – вертикальная задержка сигнала в ионосфере; OF – фактор наклона.

Задержку сигнала в ионосфере можно определить, используя дисперсионные свойства ионосферы, а именно зависимость ионосферной задержки от частоты сигнала. Данный

подход реализован в стандартных методах определения задержки сигнала в ионосфере. Например, считается, что разность между псевдодальномерными кодовыми измерениями на несущих частотах определяется ионосферной погрешностью:

$$I_{\text{н}} = \frac{f_{L2}^{\ 2}}{f_{L1}^{\ 2} - f_{L2}^{\ 2}} \cdot \left((P_{L2} - P_{L1}) + \Delta\delta R \right), \tag{3}$$

где P_{L1} и P_{L2} – псевдодальности соответственно на диапазонах L1 или L2; $\Delta\delta R$ – погрешности, вызванные трактами навигационной аппаратуры и тратами НКА.

Данное утверждение не вполне состоятельно, так как при разности псевдодальностей исключаются все частотно независимые погрешности, но между тем остаются погрешности, вызванные трактами навигационной аппаратуры и тратами НКА. В конечном итоге, данные систематические погрешности включаются в ионосферную погрешность, что не совсем корректно для определения истинного значения задержки сигнала в ионосфере. Для исключения данных погрешностей применяется калибровка аппаратуры.

Стоит отметить, что наряду с указанными недостатками двухчастотный кодовый метод включает в себя достаточно большую погрешность, обусловленную шумом кодовых измерений. Для уменьшения влияния данной составляющей применяют менее шумные фазовые измерения, которые несут в себе фазовую неоднозначность:

$$I_{\text{н}} = \frac{f_{L2}^{\ 2}}{f_{L1}^{\ 2} - f_{L2}^{\ 2}} \cdot \left(\lambda_{L1}(\Phi_{L1} - N_{L1}) - \lambda_{L2}(\Phi_{L2} - N_{L2}) + \Delta\delta R \right), \tag{4}$$

где Ф – фазовая псевдодальность, измеренная в циклах; N – неоднозначности фазовых измерений; λ – длина волны; $\Delta\delta R$ – погрешности, вызванные трактами навигационной аппаратуры и тратами НКА.

Наряду с двухчастотными методами существует одночастотный метод, использующий в своей основе кодовые и фазовые измерения на одной несущей частоте:

$$I_{\text{н}} = \frac{R - L}{2}, \tag{5}$$

где R и L – кодовая и фазовая псевдодальность соответственно.

Данный метод избавлен от погрешностей, присущих двухчастотным методам. Тем не менее, использовать напрямую одночастотный метод, невозможно, поскольку кодовые измерения псевдодальности имеют систематическую погрешность, а псевдодальномерные измерения по фазе содержат неоднозначность.

Исключение систематических погрешностей

Систематические погрешности и фазовую неоднозначность, в измерениях с дискретностью одна секунда, можно считать постоянными. Поэтому приращения соответствующих измерений, погрешностей содержать не будут.

Запишем уравнение (5) с учетом того, что кодовая и фазовая псевдодальности являются приращениями соответствующих измерений:

$$I_{\text{н}} = \frac{\Delta R - \Delta L}{2}, \tag{6}$$

где $\Delta R = R(i) - R(i+1)$ – приращение кодовой псевдодальности; $\Delta L = L(i) - L(i+1)$ – приращение фазовой псевдодальности; i – интервал секунд.

Приращение наклонной задержки в ионосфере обусловлено изменением фактора наклона и вертикальной задержки:

$$\Delta I_{\text{н}} = \Delta OF(\gamma) \cdot I_{\text{в}} + OF(\gamma) \cdot \Delta I_{\text{в}}, \quad (7)$$

где $\Delta OF(\gamma)$ – приращение наклонного фактор; $I_{\text{в}}$ – вертикальная задержка и ее приращение $-\Delta I_{\text{в}}$; γ – угол места; i – интервал секунд.

Предполагая, что вертикальная задержка является медленно меняющейся функцией во времени, можно сделать вывод о том, что приращения данной функции будут очень малы, и как следствие, можно пренебречь правой частью уравнения (7):

$$\Delta I_{\text{н}} = \Delta OF(\gamma) \cdot I_{\text{в}}. \quad (8)$$

Из выражения (8) достаточно легко определить значение вертикальной задержки сигнала в ионосфере, но стоит учесть тот факт, что при использовании односекундных приращений наклонный фактор и наклонная задержка сигнала изменяются незначительно, но при этом шум измерений остается неизменным. В результате зашумленности измерений погрешность определения вертикальной задержки будет большой.

Для исключения данного недостатка необходимо увеличивать длительность интервала измерений. Длительность интервала можно увеличить за счет накопления односекундных приращений. При этом, увеличивая длительность интервала, нужно помнить о выполнении ограничений накладываемых на функцию вертикальной задержки, следовательно, интервал нельзя увеличивать до бесконечности, иначе условие о медленно изменяющейся функции перестанет выполняться.

Оптимальным измерительным интервалом будет интервал, при котором изменение приращения вертикальной задержки $\Delta I_{\text{в}}$ будет сравнимо с шумовой погрешностью измерения вертикальной задержки $I_{\text{в}}$.

Фильтрация измерений

Измерения параметров ионосферы поступают непрерывно, если применять статический интервал для измерений, то данный алгоритм, во-первых, потребует больших затрат памяти на хранение всего массива измерений, а во-вторых, результат нельзя получить раньше, чем наберется необходимое количество измерений.

Поэтому необходимо применить скользящий интервал наблюдений, а для того чтобы не хранить всю выборку данных необходимо применить рекуррентный алгоритм, при котором новое измерение будет использоваться для уточнения решения полученного ранее. Другим важным условием является необходимость постепенного выведения «устаревших» данных из алгоритма. Таким образом, оптимальным выбором будет алгоритм взвешенного скользящего среднего [2].

Рассмотрим применение экспоненциального среднего на примере наклонной задержки. Пусть имеются измерения на некотором интервале секунд. Уравнение для сглаживания наклонной задержки по одному спутнику будет иметь следующий вид:

$$I_{\text{ф}}(i) = k \cdot \Delta I'_{\text{н}}(i) + (1-k) \cdot I_{\text{ф}}(i-1), \quad (9)$$

где $I_{\text{ф}}$ – фильтрованное значение наклонной задержки; k – параметр сглаживания (коэффициент фильтра) ($0 < k < 1$); $\Delta I'_{\text{н}}$ – полные приращений наклонной задержки; i – время в секундах.

Под полными приращениями наклонной задержки подразумевается кумулятивная сумма односекундных приращений:

$$\Delta I'_{\text{н}}(i) = \Delta I_{\text{н}}(i) + \Delta I'_{\text{н}}(i-1) = \sum_{t=1}^{N} \Delta I_{\text{н}}(t). \quad (10)$$

Коэффициент фильтра k подбирается эмпирически из того расчета, что при k близким к единице расхождение между сглаженным и исходным рядом будут минимальны, и наоборот, чем меньше k, тем в большей степени подавляются случайные колебания.

Анализируя поведение спутника на высоких углах места можно сделать вывод, что приращения наклонного фактора при положении спутника, близком к зениту, будут незначительны по сравнению с приращениями вертикальной задержки. Данное обстоятельство указывает на то, что в таком случае нельзя пренебрегать правой частью выражения (7). Следовательно, работать только по одному спутнику не эффективно, поэтому необходимо в расчете использовать все видимое созвездие спутников, но при этом необходимо уменьшать вес измерений со спутников с высоким углом места, для реализации этого применим метод наименьших квадратов.

Определение вертикальной задержки сигнала

Предположим, что вертикальная задержка сигнала в зоне радиовидимости будет мало различаться для каждого отдельного спутника. Выполним подстановку фильтрованных значений наклонной задержки и фактора наклона для каждого спутника в уравнение (1) и получим переопределенную систему линейных уравнений. Для решения данной системы уравнений и нахождения суммарной вертикальной задержки сигнала в ионосфере по всем видимым спутникам, применим метод наименьших квадратов. В целях упрощения покажем подход для текущего момента времени.

Для нахождения вертикальной задержки сигнала в ионосфере (I_0) необходима минимизация следующего функционала:

$$F = \sum_{j=1}^{N} \left(I_{\phi j} - I_0 \cdot OF_{\phi j} \right)^2 , \tag{11}$$

где $I_{\phi j}$ – фильтрованное значение наклонной задержки для j спутника; OF_j – фильтрованное значение наклонного фактора для j спутника; j – номер спутника; N – общее количество видимых спутников.

Упрощаем и в результате получим выражение для вертикальной задержки сигнала в ионосфере:

$$I_0 \cdot \sum_{j=1}^{N} \left(OF_{\phi j}^{\,2} \right) = \sum_{j=1}^{N} \left(OF_{\phi j} \cdot I_{\phi j} \right) \text{ или } I_0 = \frac{\sum_{j=1}^{N} \left(OF_{\phi j} \cdot I_{\phi j} \right)}{\sum_{j=1}^{N} \left(OF_{\phi j}^{\,2} \right)} . \tag{12}$$

Одночастотный алгоритм нахождения вертикальной задержки

На основании принципов, описанных выше, был составлен одночастотный алгоритм нахождения вертикальной задержки сигнала в ионосфере, данный алгоритм представлен на рис. 1. Для корректной работы данного алгоритма требуются следующие условия: отсутствие промахов в исходных измерениях, а также корректное введение и выведение спутников из алгоритма.

При работе с исходными данными было замечено, что нередко возникает ситуация, когда спутник появляется на секунду, а затем исчезает, и так может повторяться по нескольку раз. Поэтому для исключения данного явления было принято решение следить за измерениями спутника, и если в течение некоторого времени слежение за спутником не прекращается, то такой спутник автоматически включается в расчет. Эмпирически было установлено, что для разных наборов данных подходят значения от десяти до шестидесяти

Рис. 1. Алгоритм вычисления вертикальной задержки сигнала в ионосфере

секунд. Введение и выведение спутника из расчета реализовано путем сравнения измерений на моменты времени i и i+1. Для исключения влияния многолучевости из расчета исключались спутники с углом места ниже двадцати градусов.

Аномальные измерения детектировались по односекундным приращениям. Если односекундное приращение по кодовой или фазовой псевдодальности превышало тысячу метров, то такие измерения исключались из расчета. Ограничение было выбрано опытным путем.

Проверка алгоритма была реализована в постобработке, входными данными послужили данные от навигационного приемника типа МРК. Для исследования были использованы измерения в течение 11 дней от октября 2011 года, результат приведен на рис. 2.

Заключение

Из теории известно, что задержка сигнала в ионосфере имеет ярко выраженный максимум в полдень по местному времени, а ночью практически постоянна. Данный факт нашел подтверждение в исследованиях [3], согласно которым суточный максимум задержки сигнала в ионосфере регистрируется в 14–15 часов местного времени.

Анализируя рис. 2 видно, что полученный результат хорошо согласуется с теорией. Минимум ионосферной задержки сигнала наблюдается ночью, например, третьего, а также пятого октября. Максимум ионосферной задержки приходится на полдень, данный факт наиболее отчетливо представлен седьмого, а также девятого октября.

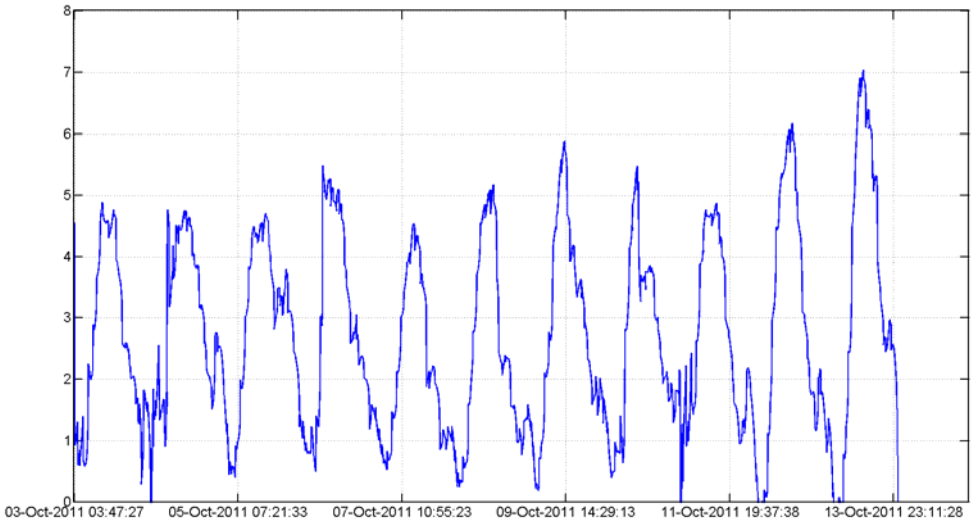


Рис. 2. Вертикальная задержка сигнала в ионосфере 3–13 октября 2011 года

Данный алгоритм имеет преимущество перед стандартными алгоритмами за счет того, что, во-первых, используется одна несущая частота, а во-вторых, повышается точность за счет применения приращений вместо прямых измерений.

Список литературы

1. Антонович, К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии: монография. В 2 т. Т. 1. / К.М. Антонович; ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». – М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2005. – 334 с.

2. Грешилов, А.А. Математические методы построения прогнозов / А.А. Грешилов, В.А. Стакун, А.А. Стакун. – М.: Радио и связь, 1997. – 112 с.

3. Полякова, А.С. Суточные вариации полного электронного содержания в восточно-сибирском регионе в августе 2009 г. / А.С. Полякова, Н.П. Перевалова // Росс. науч. конф. «Зондирование земных покровов радарами с синтезированной апертурой»: сб. докл. – 06.09–10.09 2010 г., г. Улан-Удэ. – 2010. – 10 с.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА БИНАРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Р. Г. Магдеев, Л. Ш. Биктимиров, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Проведен сравнительный анализ вычислительной сложности и вероятности правильного распознавания методов идентификации объектов на изображении, основанных на сопоставлении с эталоном: корреляционно-экстремального, контурного анализа и псевдоградиентной идентификации. Все исследуемые методы работают непосредственно с изображением или геометрическими признаками объектов на изображении (контурами).

Постановка задачи

Областями применения процедур идентификации объектов на изображениях являются обработка видеоизображений, спутниковый мониторинг земной поверхности, обработка данных бортовых камер транспортных средств и т.д. Несмотря на многочисленные публикации, проблема идентификации объектов на изображениях является актуальной, что связано, в частности, с необходимостью обрабатывать изображения в реальном времени и потребностью доступа к изображениям по их содержанию.

В реальных условиях изображения объектов подвержены значительной изменчивости в зависимости от положения источников освещения, ракурса наблюдения, параметров съемочной аппаратуры. Изменение ракурса приводит к проявлению различных форм объекта. Очевидно, что хранение в базе данных эталонных изображений для всего диапазона условий получения исследуемого изображения невозможно, так как учет только таких параметров, как ракурс, положение источника света и фокусное расстояние уже требует больше сотни эталонов для одного объекта. Если для *i*-го параметра α_i учитывать k_i значений, то при *L* параметрах $\bar{\alpha}$ требуемое число эталонов составит $\prod_{i=1}^{l} k_i$,что при больших k_i для систем реального времени неприемлемо.

Задача идентификации изображений часто сводится к поиску пространственного преобразования, которое минимизирует расстояние между искомым изображением Z и эталоном $Z_Э$ в заданном метрическом пространстве. Если заданы модель $T(\bar{\alpha})$ возможных деформаций изображения объекта и целевая функция Q, определяющая метрическое пространство и служащая мерой сходства между Z и $Z_Э$, то нужно найти параметры $\bar{a}^*$, при которых достигается экстремум Q [1–6].

Как правило, методы идентификации включают некоторую предварительную обработку изображений, например, сегментацию, позволяющую выделить объект на изображении и в первом приближении оценить его положение. Кроме того, для упрощения процедур распознавания простых объектов изображение представляется в бинарном виде [2, 3, 6]. Бинарные изображения рассматриваются и в рамках данной работы.

Для определенности будем также считать, что искомый объект на изображении имеет с эталонным изображением геометрически схожие формы, но может отличаться масшта-

бом κ, углом ориентации φ, сдвигами h_x и h_y по базовым осям Ох и Оу, а также иметь аддитивное зашумление. Тогда с точностью до шумов изображение искомого объекта может быть получено из эталонного с использование модели подобия [3].

Ниже дан сравнительный анализ популярных методов идентификации объектов на изображении: корреляционно-экстремального (КЭМ), контурного анализа (МКА) и псевдоградиентной идентификации (МПГИ). Все указанные методы работают непосредственно с изображением или геометрическими признаками объектов на изображении (контурами). Сравнение проводится по характеристикам вычислительной сложности и вероятности ложной идентификации изображения искомого объекта.

Вычислительная сложность

Оценим вычислительную сложность (число элементарных математических и логических операций) анализируемых методов.

Идея КЭМ сводится к вычислению нормированной корреляционной функции исходного изображения и изображения эталона для всех заданных возможных значений параметров преобразования [4, 6]. Если в исходном изображении есть похожий фрагмент, то в этом месте возникнет максимум корреляционной функции.

Основными этапами КЭМ являются вычисление коэффициента корреляции для всех возможных положений объекта (со всеми эталонами), нахождение максимального коэффициента и сравнение его с порогом, обеспечивающим заданную вероятность правильной идентификации.

Вычислительная сложность КЭМ зависит от области определения возможных значений параметров и при размере эталонного изображения $m \times n$ элементов составляет примерно

$$S_{CEA} \approx 4k_{\kappa}k_{\phi}k_{hx}k_{hy}(mn+1),$$

где $k_{hx} = (M-m)/\Delta h$, $k_{hy} = (N-n)/\Delta h$, $k_{\kappa} = (\kappa_{max} - \kappa_{\min})/\Delta\kappa$ и $k_{\varphi} = (\varphi_{max} - \varphi_{\min})/\Delta\varphi$ – количество эталонов по параметрам h_x, h_y, κ и φ соответственно; $\varphi_{max(\min)}$ и $\kappa_{max(\min)}$ – максимальный (минимальный) угол поворота и коэффициент масштаба; Δκ, Δφ и Δh – шаг изменения соответствующих параметров. Если ориентация объекта не ограничена, получаем

$$S_{CEA} \approx \frac{8\pi(\kappa_{max} - \kappa_{\min})(M-m)(N-n)(nm+1)}{(\Delta h)^2 \Delta\kappa\,\Delta\varphi}. \qquad (1)$$

МКА позволяет распознавать объекты, представленные их внешними очертаниями – контурами. Для извлечения информации о форме объекта контур задается в виде замкнутого контур-вектора [2, 4]. Длина этого контура (число w элементарных векторов его составляющих), кодированного двумерным кодом, нормируется [2]. Затем вычисляется нормированная корреляционная функция полученного контур-вектора и вектора, сформированного из эталонного путем циклического сдвига его элементарных векторов (что задает взаимный сдвиг контуров). Превышение модулем корреляционной функции заданного порога соответствует идентификации объекта.

Оценим вычислительную сложность МКА в предположении использования для выделения границ объектов алгоритма Канни [2], в котором для подавления шумов применен фильтр Гаусса [3] и быстрое преобразования Фурье, а для поиска градиентов – оператор Собеля [4]. Основные этапы МКА [2] и требуемое для их реализации число элементарных операций приведены в табл. 1.

Таким образом, вычислительная сложность алгоритма Канни составляет

$$S \approx 2MN(\log(MN)+15),$$

а МКА:

$$S_{\text{САМ}} \approx 2MN(\log(MN)+15)+16(n+m)+6w^2+4w. \qquad (2)$$

В МПГИ параметры $\bar{\alpha}$ идентификации ищутся рекуррентно при неизменном положении эталона [1]:

$$\hat{\bar{\alpha}}_t = \hat{\bar{\alpha}}_{t-1} - \mathbf{\Lambda}_t \bar{\beta}_t,$$

где $\bar{\beta}_t$ – псевдоградиент целевой функции Q, зависящий от $\hat{\bar{\alpha}}_{t-1}$ и от номера итерации $t = \overline{0,T}$; $\mathbf{\Lambda}_t$ – матрица усиления [1]. В задаче идентификации в качестве Q чаще всего выбирается коэффициент межкадровой корреляции. Рабочий диапазон метода ограничен, что и определяет число эталонов.

Таблица 1

Вычислительная сложность МКА

Этапы МКА	Число операций
Подавление шумов	$2NM\log(NM)$
Поиск градиентов	$12NM$
Подавление локальных максимумов границ в направлении градиента.	$8NM$
Двойная пороговая фильтрация	$2NM$
Трассировка области неоднозначности	$8NM$
Представление контуров в векторном виде	$16(n+m)$
Нормализация длины контура, где w – длина контура	$4 \cdot w$
Вычисление нормированной корреляционной функции	$6 \cdot w^2$

Для иллюстрации работы МПГИ при наличии на изображении прямоугольного объекта на рис. 1 приведены эталоны (прямоугольный, эллипсоидный и треугольный) и соответствующие им графики изменения оценки Q от числа итераций. Видно, что для процедуры, соответствующей прямоугольному эталону оценки Q достигают минимума примерно к 600 итерации, а для остальных принимают случайные значения с примерно одинаковой дисперсией.

Для повышения скорости сходимости оценок $\bar{a}$ и расширения рабочего диапазона МПГИ к бинарным изображениям целесообразно применить низкочастотную фильтрацию, например, гауссовскую. Это, как уже отмечалось, требует примерно $2NM\log(NM)$ элементарных операций. Вычислительная сложность собственно МПГИ рассмотрена в работе [5] и составляет для разных способов вычисления псевдоградиента при использовании в качестве целевой функции коэффициента межкадровой корреляции от $(51\mu+91)T$ до $(69\mu+48)T$ элементарных операций, где μ – объем выборки отсчетов на каждой итерации, а T – число итераций. Таким образом, вычислительная сложность МПГИ составляет в среднем:

$$S_{\text{SGI}} \approx 2MN(\log(MN)+15)+(60\mu+70)T. \qquad (3)$$

На рис. 2 приведены графики вычислительной сложности исследуемых методов от размера изображения ($M = N$), при постоянном размере объекта 128x128 элементов. Кривая 1 соответствует КЭМ при $\kappa_{max}=1.4$, $\kappa_{\min}=0.6$, $\Delta h=2$, $\Delta\kappa=0.2$, $\Delta\varphi=0.05$; кривая 2 – МКА при $t = 32$; кривая 3 – МПГИ при $\mu = 20$, $T = 2000$. Видно, что если изображение содержит меньше $5\cdot10^5$ пикселей, то меньшую вычислительную сложность имеет МКА, если больше – МПГИ. Вычислительная сложность КЭМ примерно на два порядка выше и от размера изображения носит примерно квадратичный характер, который на рисунке слабо выражен.

На рис. 3 приведены графики вычислительной сложности от размера объекта ($n = m$) при постоянном размере изображения (1024x1024 элементов) и таких же параметрах методов. Видно, что вычислительная сложность МКА и МПГИ слабо зависит от размеровв объекта, а для КЭМ – носит примерно квадратичный характер. Наименьший объем вычислений требует МПГИ, наибольший – КЭМ: при $n = 200$ на два порядка, при $n = 700$ – на три.

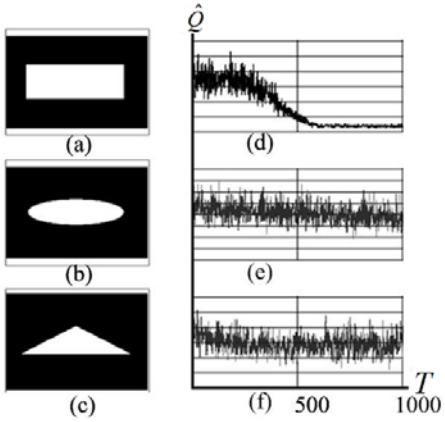


Рис. 1. Графики оценок целевых функции МПГИ

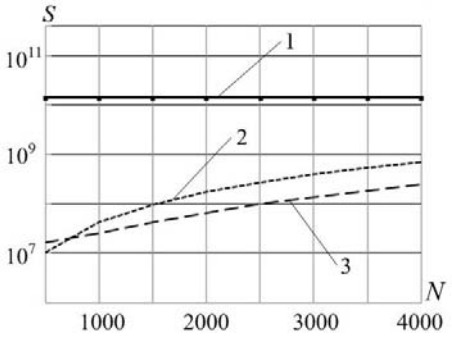


Рис. 2. Зависимость вычислительной сложности методов от размера изображения, при постоянном размере объекта

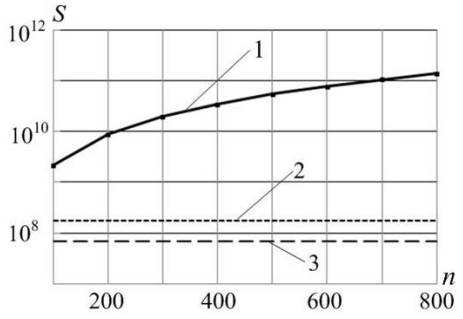


Рис. 3. Зависимость вычислительной сложности методов от размера объекта, при постоянном размере изображения

Проведенный эксперимент при $M = N = 512$, $m = n = 256$ и 200 реализациях дал среднее время работы КЭМ около 14 минут, МКА – 0.6 сек, МПГИ – 0.9 сек. Необходимо заметить, что для МПГИ задавалось три начальных приближения по углу, поскольку рабочий диапазон метода при использованном числе итераций составляет ±60°. Расчет вычислительной сложности для тех же условий дал $S_{\text{CEA}} \approx 1{,}4 \cdot 10^{10}$, $S_{\text{CAM}} \approx 1{,}1 \cdot 10^{7}$, $S_{\text{SGI}} = 1{,}7 \cdot 10^{7}$, что хорошо согласуется с экспериментальными данными.

Вероятность ложной идентификации

Вероятность ложной идентификации P_{er} определялась экспериментально. При этом исследовалась влияние аддитивного шума в диапазоне отношений q = сигнал/шум по дисперсиям от 1 до 10 и рассогласования местоположения исходного и эталонного объектов, что критично для МПГИ.

Графики зависимости P_{er} от отношения сигнал/шум приведены на рис. 4 (кривая 1 соответствует КЭМ, кривая 2 – МКА, кривая 3 – МПГИ). Лучшую помехоустойчивость благодаря большому объему выборки показал КЭМ. Здесь ошибочная идентификация вызвана в основном достаточно большим шагом изменения параметров идентификации между эталонами ($\Delta h = 2$, $\Delta\kappa = 0.2$, $\Delta\varphi = 0.05$), уменьшить который в эксперименте сложно из-за больших вычислительных затрат. Хорошую помехоустойчивость показал также МПГИ,

который при небольших шумах ($q < 8$) дал меньшую P_{er}. Это можно объяснить большей точностью идентификации параметров. Помехоустойчивость МКА из-за ошибок в выделении контуров во всем диапазоне q в несколько раз хуже.

На рис. 5 приведены зависимости вероятности ложной идентификации от рассогласования положения эталона и объекта при $q = 10$. Видно, что этот параметр критичен только для МПГА, имеющего ограниченный рабочий диапазон. Здесь величина P_{er} при увеличении рассогласования от 0 до 40 шагов сетки отсчетов возрастает в 4 раза.

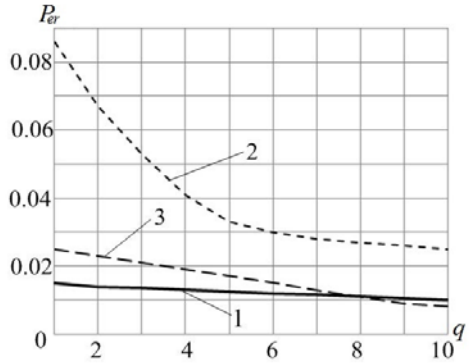


Рис. 4. Зависимость вероятности ложной идентификации от отношения сигнал/шум

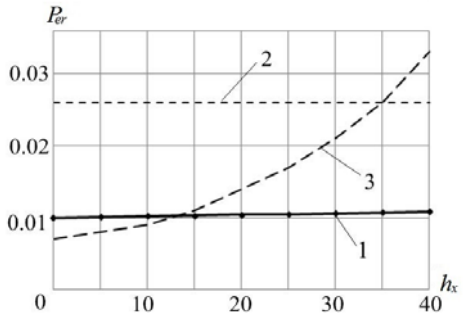


Рис. 5. Зависимость вероятности ложной идентификации от рассогласования положения эталона и объекта

Выводы

Сравнительный анализ исследованных трех методов идентификации объектов на изображении, показал, что их вычислительная сложность зависит от размеров изображения. При относительно небольших размерах изображения меньшую вычислительную сложность обеспечивает МКА, при больших размерах – МПГИ. Вычислительная сложность КЭМ от размера изображения носит квадратичный характер и примерно на два порядка выше.

От размера объекта вычислительная сложность МКА и МПГИ зависит слабо, а для КЭМ – также носит примерно квадратичный характер. Наименьший объем вычислений требует МПГИ, наибольший – КЭМ.

Лучшую помехоустойчивость благодаря большому объему выборки имеет КЭМ. Здесь ошибочная идентификация обусловлена в основном величиной шага изменения параметров идентификации. Хорошую помехоустойчивость показал также МПГИ. Однако вероятность правильной идентификации в этом методе зависит от величины рассогласования положений искомого объекта и эталона. Вероятность ложной идентификации МКА в условиях шумов в несколько раз выше из-за ошибок при выделении контуров.

Таким образом, из исследованных методов для условий непрерывной обработки информации наиболее приемлем МПГИ, сочетающий высокое быстродействие и устойчивость в условиях шумов.

Список литературы

1. Tashlinskii, A.G. Computational expenditure reduction in pseudo-gradient image parameter estimation / A.G. Tashlinskii // Lecture Notes in Computer Science. 2003. – V. 2658. – P. 456–462.

2. Введение в контурный анализ / под ред. Я.А. Фурмана – М.: ФИЗМАЛИТ, 2003 – 592 с.

3. Gonzalez, R.C., Woods R.E. Digital Image Processing, Prentice Hall. – New Jersey, 2002.

4. Цифровая обработка изображений в информационных системах / И.С. Грузман, В.С. Киричук и др. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002.

5. Tashlinskii, A.G. Analysis of Methods of Estimating Objective Function Gradient during Recurrent Measurements of Image Parameters / A.G. Tashlinskii, P.V. Smirnov, S.S. Zhukov // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2012. – Vol. 22. – No. 2. – Pp. 393–399.

6. Прэтт, У. Цифровая обработка изображений / У. Прэтт. – М.: Мир, 1982. – Т. 1.

АВТОНОМНАЯ ПЕШЕХОДНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-ДАТЧИКОВ

И. А. Подшивалов, П. С. Маринушкин, В. А. Бахтина

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: ilya-teh@yandex.ru

Представлены результаты разработки автономной пешеходной навигационной системы на основе инерциальных микромеханических датчиков. Рассмотрена структурная схема системы, описание режимов работы, особенности программно-алгоритмического обеспечения. Приводятся результаты испытаний прототипа системы при передвижении в закрытых помещениях.

Несмотря на широкое распространение индивидуальных средств навигации на основе GPS/ГЛОНАСС, на рынке существует потребность в альтернативных системах позиционирования. Дело в том, что спутниковые системы полностью не решают задачу индивидуальной навигации т.к. не обеспечивают получение информации о местоположении пешехода в условиях плотной городской застройки (городские каньоны), в помещениях, в густой лесистой местности. Не вполне решают эту задачу и навигационные системы на основе RFID-технологий, так как их использование требует наличия дополнительной инфраструктуры (антенн). Поэтому представляет интерес создание систем автономной (независимых от наличия спутникового сигнала) пешеходной навигации на основе инерциальных МЭМС-датчиков.

Основным недостатком бесплатформенных инерциальных навигационных систем на основе недорогих МЭМС-датчиков является низкая точность, обусловленная уходом нуля гироскопов и акселерометров, что приводит к накоплению погрешностей даже в том случае, если пешеход не движется. Поэтому создание систем автономной пешеходной навигации невозможно без привлечения дополнительной информации. Одним из способов повышение точности является алгоритм ZUPT (алгоритм коррекции по нулевой скорости). Алгоритм ZUPT позволяет периодически корректировать показания инерциального измерительного модуля во время опорной фазы ходьбы (когда нога пешехода неподвижна) [1]. В настоящее время данная технология активно исследуется различными исследовательскими группами [2–4].

Описание системы. Измерительная система состоит из трех структурных элементов IMU (inertial measurement unit), HOST и PC (рис. 1).

Блок IMU включает в себя четыре измерительных датчика: трехосевой акселерометр (BMA180), трехосевой гироскоп (L3GD20), трехосевой магнетометр (HMC5983) и цифровой датчик давления (MS5611-01-BA03). Модуль IMU закрепляется на теле пользователя (пояс, подошва обуви) и соединяется с модулем HOST экранированным кабелем. Для передачи данных между IMU и HOST используется последовательный периферийный интерфейс (SPI).

Блок HOST состоит из отладочной платы STM32F4 DISCOVERY, Wi-Fi и GPS модулей. Микроконтроллер отладочной платы отвечает за сбор, предварительную обработку и передачу данных на компьютер.

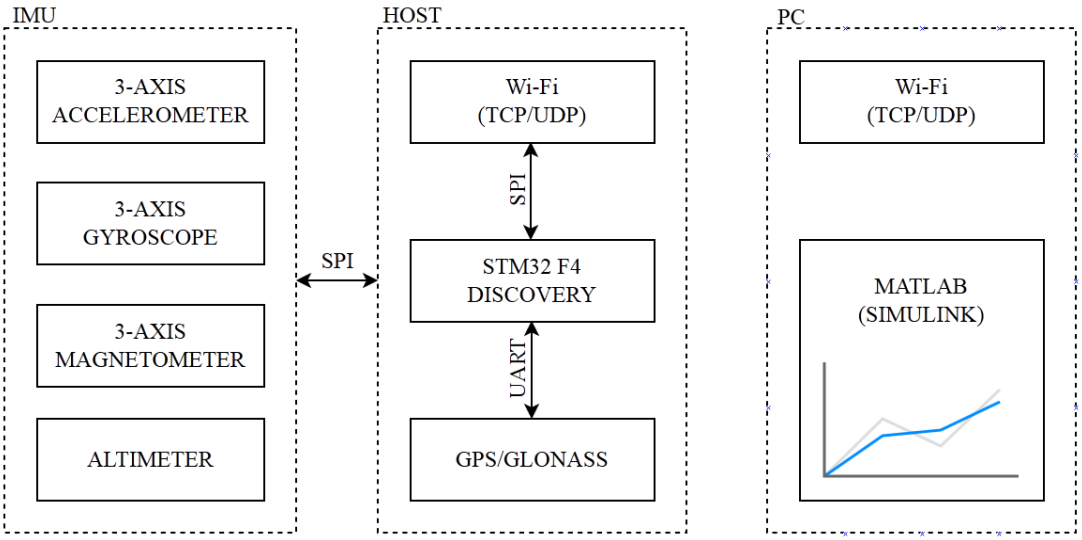


Рис. 1. Состав автономной пешеходной навигационной системы [5]

На персональном компьютере (PC) производится обработка и визуализация данных. Специальное программное обеспечение позволяет визуализировать навигационные данные в виде траектории движения в относительных координатах и графически отображать параметры движения.

В текущей реализации автономной пешеходной навигационной системы вычисление скорости пешехода и определение его положения относительно фиксированных точек на местности осуществляется персональным компьютером по показаниям инерциального измерительного модуля. В качестве среды для обработки используется пакета MATLAB. При этом длина пути вычисляется векторно, путём сложения последовательных дискретных перемещений, направление которых определяется гироскопами. В дальнейшем предусматривается возможность определения первоначального местоположения пешехода и его привязка к электронной карте местности с помощью GPS-приёмника.

Алгоритмы функционирования системы. Вычисление линейных перемещений пользователя состоит из следующих этапов: решение навигационной задачи, детектирование опорной фазы ходьбы и коррекция навигационного решения (рис. 2). Алгоритм решения навигационной задачи основан на фильтре Калмана с применением ZUPT-коррекции (открытый проект OpenShoe) и позволяет обеспечить требуемую точность навигационной информации за счёт комплексной обработки показаний различных датчиков.

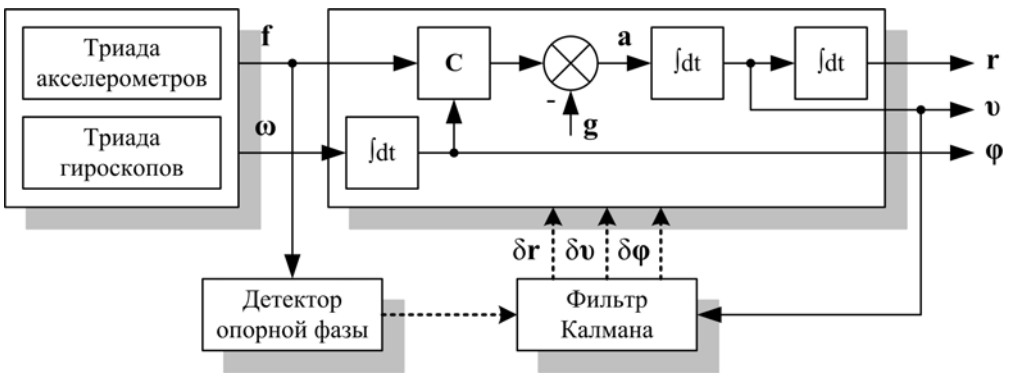


Рис. 2. Структурная схема автономной пешеходной навигационной системы

Принцип работы алгоритма заключается в следующем. компоненты вектора состояния $\mathbf{x}_k$, включающего: координаты $\mathbf{r}_k$, компоненты вектора скорости $\boldsymbol{\upsilon}_k$, а также углы ори-

ентации $\boldsymbol{\varphi}_k$ поступают в персональный компьютер. При этом измерения компонентов векторов кажущегося ускорения $\mathbf{f}_k$ и угловой скорости $\boldsymbol{\omega}_k$, являющихся исходной информацией для навигационного алгоритма, осуществляются блоком IMU. По угловым скоростям рассчитываются параметры ориентации, которые затем используются для преобразования вектора кажущегося ускорения из связанной с объектом в навигационную систему координат. После представления вектора $\mathbf{f}_k$ в навигационной системе координат удаляется гравитационная компонента (вектор $\mathbf{g}$), чтобы получить составляющие вектора ускорения $\mathbf{a}_k$, обусловленные передвижением пользователя. Последующее двойное интегрирование вектора $\mathbf{a}_k$ позволяет получить значения скорости и местоположения. Параллельно реализуется алгоритм детектирования опорной фазы ходьбы. Полученная совокупность инерциальной информации поступает в фильтр Калмана, в результате работы которого вычисляются оценки текущих ошибок определения координат, скоростей и углов ориентации $\delta\mathbf{x}_k = \left[\delta\mathbf{r}_k \;\; \delta\boldsymbol{\upsilon}_k \;\; \delta\varphi_k\right]^T$. Далее на основе полученных оценок корректируется навигационное решение.

Детектирование опорной фазы ходьбы. Опорная фаза ходьбы определяется в результате обработки инерциальных данных, полученных от блока IMU. Для этого на основании анализа предварительно записанных образцовых сигналов определяются амплитудные пороговые уровни дисперсии ускорения, которые впоследствии используются в качестве критериев определения одного шага. Первый пороговый уровень T1 служит для обнаружения фазы полёта и устанавливается равным 1 м/с^2. Второй пороговый уровень T2 служит для обнаружения фазы опорной фазы ходьбы и устанавливается равным 0,5 м/с^2. При этом шаг считается обнаруженным в текущем скользящем окне в тот момент, когда заканчивается фаза полёта и начинается опорная фаза. Для этого сигнал акселерометра должен пересечь первый пороговый уровень (переход ускорения от высокого к низкому) и, кроме того, в течение определённого интервала времени *w*, следующего за моментом пересечения первого порогового значения, должна быть зафиксирована дисперсия ускорения, меньшая, чем второе пороговое значение (рис. 3).

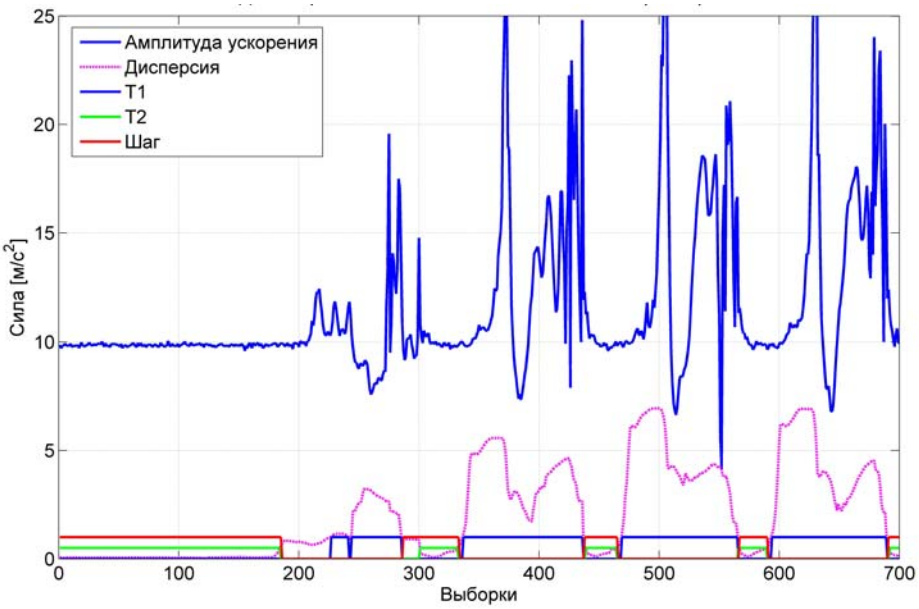
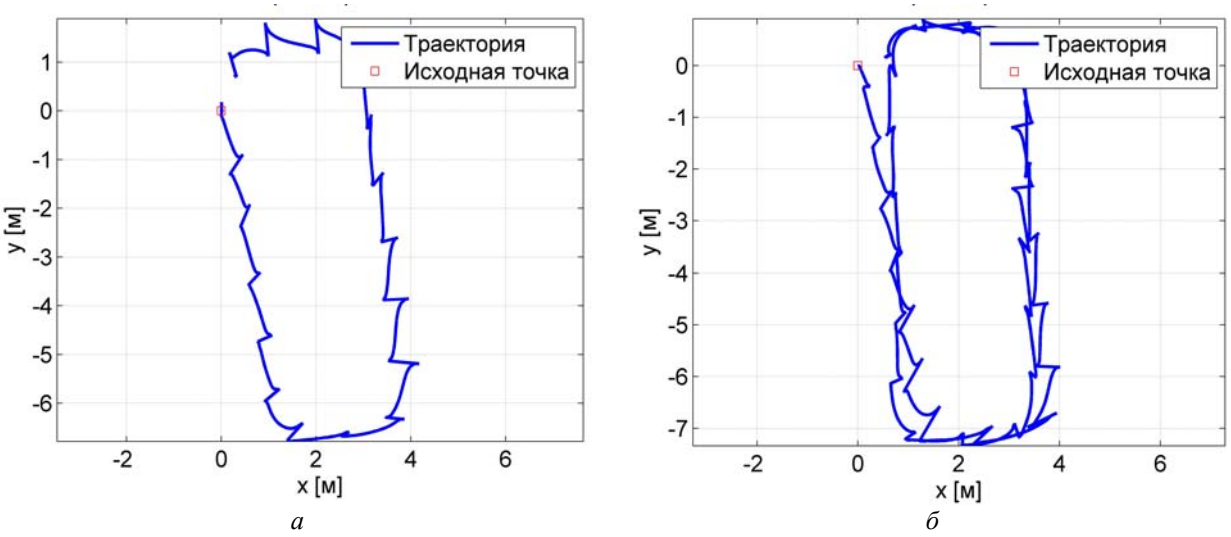


Рис. 3. Результаты работы алгоритма детектирования опорной фазы ходьбы

Экспериментальные исследования. Оценка счисления пройденного пути проводилась в закрытом помещении с помощью серии тестов: тест № 1 – на пути пешехода общей протяжённостью 22 м в течение 30 секунд; тест № 2 – 44 м в течение 1 минуты (тест № 2);

тест № 3 – 72 м в течении в течение 2 минут. На рис. 4 представлены траектории пройденного пути.



а *б*

Рис. 4. Результаты экспериментов: *а* – тест № 1; *б* – тест № 2

По результатам экспериментов был отмечен рост ошибки курса со временем, что объясняется дрейфом гироскопа. Для снижения данной ошибки предполагается использовать показания магнетометра.

Выводы. В ходе экспериментов прототип разработанной системы продемонстрировал свою работоспособность в режимах медленной и быстрой ходьбы, показав при этом удовлетворительную точность позиционирования. Суммарная ошибка пройденного пешеходом пути за 1 минуту автономной работы составила 0,5 м (1% от пройденного пути).

Планируется, что дальнейшая работа будет направлена на адаптацию используемых алгоритмов для обработки данных в реальном времени и дополнение их новыми моделями ошибок для более точного определения ориентации.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Моторин, А.В. Системы индивидуальной навигации. Состояние и перспективы развития / А.В. Моторин, Р.Г. Люкшонков, А.В. Медведков // XIV конф. молодых учёных «Навигация и управление движением». 13–16 мар. 2012 г., Санкт-Петербург, Россия.

2. Jimenez, A.R. A Comparison of Pedestrian Dead-Reckoning Algorithms using a Low-Cost MEMS IMU / A.R. Jimenez, F. Seco, C. Prieto, J. Guevara // 6th IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing, Hungary, 2009. – Pp. 37–42.

3. Nilsson, J.O. Foot-mounted INS for Everybody – An Open-source Embedded Implementation / J.O. Nilsson, I. Skog, P. Handel, K. Hari // Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (April 2012). – Pp. 140–145.

4. Detection of (In)activity Periods in Human Body Motion Using Inertial Sensors: A Comparative Study / A. Olivares, J. Ramírez, J. Górriz, G. Olivares, M. Damas // Sensors. – 2012. – 12.

5. Podshivalov, I.A. Micromechanical System for Pedestrian Attitude Estimation / I.A. Podshivalov, P.S. Marinushkin // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON 2013, Proceedings. – Krasnoyarsk: SFU, 2013. – P. 19–21.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ И РАСЧЕТ ВЕСОВОГО ВЕКТОРА НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЯ МАКСИМУМА ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

В. Н. Ратушняк, А. Б. Гладышев

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, Акдемгородок, 13А
E-mail: oborona-81@ya.ru

Весовой вектор определяет амплитудно-фазовое распределение напряжений, снимаемых с элементов антенной системы; его размерность равна числу этих элементов *M*. Знание весового вектора позволяет не только реализовывать обработку на фоне активных непрерывных помех, но и рассчитать диаграмму направленности антенной решетки.

Для подавления непрерывных активных помех используется компенсационный метод (метод когерентной компенсации), работа пространственного компенсатора основана на способности по-разному усиливать сигналы, приходящие с разных направлений на приемные антенны, и как следствие возможности управлять результирующей диаграммой направленности в зависимости от угла прихода сигнала. Диаграммы направленности дополнительных антенн перекрывают область диаграммы направленности основной антенны A_0. В каждом компенсационном канале включены усилители с регулируемыми весовыми коэффициентами передачи $\dot{K}_1, \dot{K}_2, ..., \dot{K}_n$. В результате суммирования колебаний всех каналов результирующая диаграмма направленности $\dot{F}_\Sigma(\theta)$ такой антенной системы определяется соотношением

$$\dot{F}_\Sigma(\theta) = \dot{F}_0(\theta) + \sum_{i=1}^{n} \dot{K}_i \cdot \dot{F}_i(\theta), \qquad (1)$$

где $\dot{F}_i(\theta)$ – комплексная ДНА *i*-го дополнительного приемного канала.

Изменяя комплексные весовые коэффициенты $\dot{K}_1, \dot{K}_2, ..., \dot{K}_n$, с которыми складываются выходы антенных элементов, можно добиться образования «провалов» в результирующей диаграмме направленности в направлении на ПАП.

В элементах антенн можно сравнительно просто реализовать специальные виды амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве и применять различные методы обработки сигналов, принятых отдельными излучателями антенны. Это позволяет извлекать больше информации из приходящих к антенне радиоволн от различных источников, использовать адаптивные алгоритмы оптимальной пространственно-временной фильтрации сигналов на фоне помех, что в целом улучшает характеристики навигационной аппаратуры потребителя.

Наиболее сложной операцией оптимального многоканального обнаружителя является оценка корреляционной матрицы помех, ее обращение и вычисление весового вектора. Вместе с тем именно обратная корреляционная матрица помех содержит всю информацию об угловых положениях источников помех и излучаемой ими спектральной плотности мощности помехи.

Рассмотрим вычисление весового вектора на основе критерия максимума отношения сигнал-шум.

Адаптивная антенная решетка, схема которой показана на рис. 1, может рассматривается как обобщенный вариант устройства подавления помех, принимаемых по основному и дополнительным каналам приема.

Выходной сигнал адаптивной решетки можно представить в виде:

$$y(t) = x^{/}(t) R^T, \qquad (2)$$

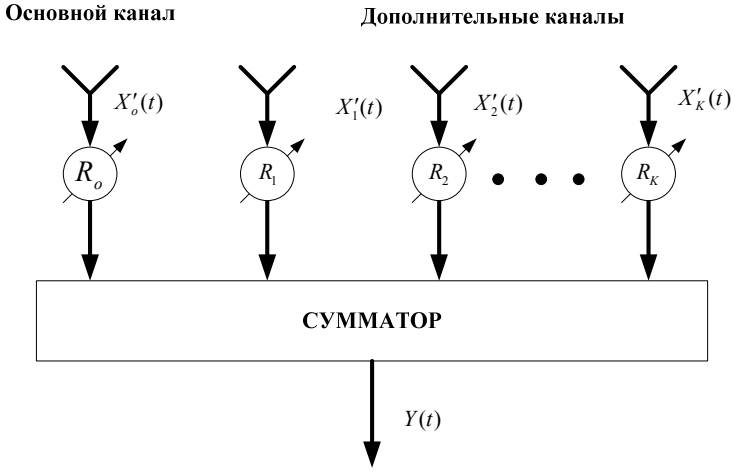


Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы компенсации активных помех

где вектор входного сигнала представляет сумму сигнала и шума:

$$x'(t) = x(t) + n(t) \tag{3}$$

Поэтому сигнальную шумовую составляющие выходного сигнала антенной решетки можно записать как:

$$y_X = R^T x(t) = x^T(t) R\,, \tag{4}$$

$$y_n = R^T n(t) = n^T(t) R\,, \tag{5}$$

где
$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_k(t) \end{bmatrix}, n(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_k(t) \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Мощность выходного сигнала будет

$$E\left\{\left|y_x(t)\right|^2\right\} = \overline{\left|R^T x\right|^2}_{nn} \tag{7}$$

и мощность выходного шума

$$E\left\{\left|y_n(t)\right|^2\right\} = \overline{\left|R^T n\right|^2}\,. \tag{8}$$

Поэтому выходное отношение сигнал-шум будет определяться как

$$\left(\frac{x}{n}\right) = \frac{\overline{\left|R^T x\right|^2}}{\overline{\left|R^T n\right|^2}} = \frac{R^T \overline{\left|xx^T\right|} R}{R^T \overline{\left|nn^T\right|} R} = \frac{R^T \Phi_{xx} R}{R^T \Phi_{nn} R}\,. \tag{9}$$

Выражение (9) можно представить в виде

$$\left(\frac{x}{n}\right) = \frac{Z^T \Phi_{nn}^{-1/2} \Phi_{xx} \Phi_{nn}^{-1/2} Z}{ZZ^T}, \tag{10}$$

где $Z = \Phi_{nn}^{1/2} R$.

Числитель правой части (10) представляет собой квадратичную форму и принимает между минимальным и максимальным собственными значениями симметричной матрицы $\Phi_{nn}^{-1/2}\Phi_{xx}\Phi_{nn}^{-1/2}$ (или, что то же самое, матрицы $\Phi_{xx}\Phi_{nn}^{-1}$). Оптимизация (10) с помощью соответствующего выбора весового вектора R сводится таким образом к задаче нахождения собственного вектора, причем (s/n) должно удовлетворять соотношению

$$\Phi_{xx}R = (x/n)\Phi_{nn}R, \tag{11}$$

в котором (x/n) теперь представляет собственное значение симметричной матрицы $\Phi_{nn}^{-1/2}\Phi_{xx}\Phi_{nn}^{-1/2}$. Максимальное собственное отношение (x/n) является оптимальным, значению которого соответствует собственный оптимальный весовой вектор для определенного антенного канала. Таким образом

$$\Phi_{xx}R_{опт} = (x/n)_{опт}\Phi_{nn}R_{опт}. \tag{12}$$

Подстановка (9) при $(x/n) = (x/n)_{опт}$ в (12) дает

$$\Phi_{xx}R_{опт} = \frac{R_{опт}^T\Phi_{xx}R_{опт}}{R_{опт}^T\Phi_{nn}R_{опт}}\Phi_{nn}R_{опт}. \tag{13}$$

Подставляя $\Phi_{xx} = \overline{\left|xx^T\right|}$ и учитывая, что $x^TR_{опт}$ является скалярной величиной, входящей в обе части выражения (13), которую можно сократить, получаем

$$x = \frac{R_{опт}^T x}{R_{опт}^T\Phi_{nn}R_{опт}}\Phi_{nn}R_{опт}. \tag{14}$$

Отношение ($R_{опт}^T x / R_{опт}^T\Phi_{nn}R_{опт}$) представляет собой просто комплексное число, которое обозначим через C, т.е.

$$R_{опт} = \frac{1}{C}\Phi_{nn}^{-1}x. \tag{15}$$

Таким образом, получено аналитическое выражение для вычисления весового вектора, которое является откликом адаптивной антенной решетки.

Если рассматривать другие критерии эффективности, такие как: максимум правдоподобия, минимальной средней квадратической ошибки, минимум дисперсии шума и др., то полученные результаты по поиску оптимального весового вектора отличаются лишь постоянным множителем и сводятся (с точностью до постоянного множителя) к винеровскому решению. Более важным является выбор алгоритма управления, предназначенного для подстройки ДНА под помеховую обстановку, поскольку он непосредственно влияет на скорость переходного процесса и на сложность технической реализации системы в целом.

Список литературы

1. Адаптивные антенные решетки / под ред. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 80 с.

2. Ширман, Я.Д. Теория обнаружения полезного сигнала на фоне гауссовых шумов и произвольного числа мешающих сигналов со случайными амплитудами и начальными фазами / Я.Д. Ширман // Радиотехника и электроника. – 1959. – Т. 4. – № 12.

3. А. с. № 296267. Способ автоматической регулировки амплитуды и фазы компенсирующего сигнала в радиоприемных устройствах с подавлением коррелированных помех двухканальным компенсационным методом / Я. Д. Ширман, С. И. Красногоров (СССР). – № 296267 ; заявл. 27.01.62 ; опубл. 1988 ; Бюл. № 2.

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВИДЕОКАДРОВ С УСТРАНЕНИЕМ ЭФФЕКТА СМАЗА

П. В. Смирнов, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Предложен алгоритм восстановления изображения движущегося объекта с компенсацией эффекта «смаза» по последовательности кадров изображений, не требующий априорной информации о параметрах смаза. Алгоритм основан на комплексировании рекуррентных процедур совмещения и восстановления изображений, что обеспечивает высокое быстродействие.

Постановка задачи

Одной из основных задач обработки цифровых изображений является совмещение изображений. Оно требуется при навигационном отслеживании курса подвижного объекта в условиях ограниченной видимости, идентификация биометрических параметров и объектов на последовательности изображений и в других приложениях. При совмещении ищется преобразование, отображающее точки одного изображения в сопряженные точки другого. Известно множество алгоритмов решения данной задачи [1]. Однако большие объемы и скорости передачи данных в современных информационных системах обработки изображений делают актуальным разработку алгоритмов, ориентированных на реализацию в реальном времени. Требованиям высокой точности при небольшом объеме вычислительных затрат удовлетворяют псевдоградиентные процедуры [2], которые применимы при обработке изображений в условиях априорной неопределенности и устойчивы к импульсным помехам.

Из-за несовершенства регистрирующих систем записанное ими изображение представляет собой искаженную копию оригинала. Причинами искажений, приводящими к ухудшению четкости, являются в том числе расфокусировка регистрирующих систем и движение объекта или камеры. Устранение или ослабление таких искажений с целью повышения резкости относится к задаче восстановления изображений [3, 4]. При взаимном движении камеры и объекта во время экспозиции возникает смаз, являющийся результатом наложения со смещением множества исходных изображений. Если известны параметры объектива, время экспозиции, расстояние до объекта и его скорость, то функцию рассеяния точки, позволяющую восстановить изображение, можно найти с высокой точностью. Однако на практике эти величины известны редко, поэтому направление и длину смаза необходимо определять по самому искаженному изображению. Для этого можно использовать то обстоятельство, что данный тип искажений дает осциллирующую частотную характеристику с характерными нулевыми точками, по которым можно оценить параметры смаза.

Пусть изображение движущегося объекта на последовательности кадров смазано и зашумлено. Требуется по имеющейся последовательности восстановить изображение объекта.

Описание алгоритма

Рассмотрим кратко основные этапы предлагаемого алгоритма.

1. На каждом изображении последовательности одним из известных методов [5] осуществляется обнаружение движущегося объекта.

2. Для уменьшения вычислительных затрат и увеличения точности оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций каждое изображение обрезается до размеров, содержащих интересующей объект и некоторую область вокруг объекта, достаточную для получения информации для восстановления изображения объекта.

3. Оцениваются параметры смаза на каждом изображении, например, через вычисление двухмерного кепстра искаженного изображения. Если $s(x,y)$ и $u(x,y)$ – соответственно искаженное и исходное изображения, а $S(m,n)$ и $U(m,n)$ – их Фурье-преобразования, тогда кепстр искаженного изображения $s(x,y)$ представляет собой обратное преобразование Фурье логарифма модуля $S(m,n)$: $\tilde{s}(x,y) = F^{-1}\{\log|S(m,n)|\}$. Важным свойством кепстра является то, что при свертке сигналов их кепстры складываются. Тогда без учета шума: $\tilde{s}(x,y) = \tilde{u}(x,y) + \tilde{h}(x,y)$, где $h(x,y)$ – функция рассеяния точки за счет искажений. При линейном смазе длиной L произвольного направления частотную функцию можно записать как

$$H(m,n) = \frac{1}{L+1}\frac{\sin(\pi(L+1)m/N)}{\sin(\pi m/N)}\exp\left[-j\frac{L\pi m}{N}\right].$$

Например, при горизонтальном направлении такая частотная функция имеет нули в целочисленных значениях, кратных $(L+1)^{-1}$, поэтому кепстр $\tilde{h}(x,y)$ имеет отрицательный пик на расстоянии L от начала координат. Аналогичный пик, говорящий о наличии смаза, характерен и для $\tilde{s}(x,y)$, а его положение определяет направление и длину смаза.

4. Изображение движущегося объекта на каждом кадре восстанавливается с помощью итерационного алгоритма:

$$Z^k(m,n) = S(m,n) + (1 - H(m,n))Z^{k-1}(m,n),$$

где $Z^0(m,n) = S(m,n)$; $Z^k(m,n)$ – частотная функция восстановленного изображения на *k*-й итерации. Итерационный алгоритм позволяет эффективно бороться с краевыми эффектами и чрезмерным усилением шумов при восстановлении изображений, поскольку может быть остановлен, если шум и осциллирующая помеха на изображении резко усиливаются. В качестве критерия остановки может выступать, например, минимум нормированной среднеквадратической погрешности оценивания. Итерационный алгоритм также позволяет легко ввести нелинейные ограничения для восстанавливаемого изображения, что улучшает результат.

5. С помощью псевдоградиентной процедуры [6] находятся параметры $\bar{\alpha}_i^{i+1,i}$ межкадровых геометрических деформаций для смежных изображений, где *i* – номер кадра. В качестве модели межкадровых деформаций для решаемой задачи удобна модель подобия, содержащая параметры масштаба κ, угла поворота φ и сдвига $\bar{h} = (h_x, h_y)^T$ по базовым осям: $\bar{\alpha} = (\kappa, \varphi, \bar{h})^T$.

Пусть центр 0-го кадра имеет координаты $\bar{0} = (0,0)$, центра *l*-го кадра – $\bar{h}_0^{1,0} = (h_{x0}^{1,0}, h_{y0}^{1,0})$, …, *g*-го кадра – $\bar{h}_0^{g,0} = (h_{x0}^{g,0}, h_{y0}^{g,0})$. Очевидно, что $\bar{h}_0^{2,0} = \bar{h}_0^{2,1} + \bar{h}_0^{1,0}$; $\bar{h}_0^{3,0} = \bar{h}_0^{3,2} + \bar{h}_0^{2,1} + \bar{h}_0^{1,0}$, а в общем случае:

$$\bar{h}_0^{g,0} = \sum_{l=0}^{g-1} \bar{h}_0^{l+1,l},$$

где параметры $\bar{h}_0^{1,0}, \bar{h}_1^{2,1}, \bar{h}_2^{3,2}, .., \bar{h}_{g-1}^{g,g-1}$ получены в локальных системах координат соответствующих кадров и их необходимо привести к глобальной системе, например, системе координат 0-го кадра:

$$\bar{h}_0^{q,p} = \mathrm{f}(\bar{h}_p^{q,p}, \kappa_o^{p,o}, \varphi_o^{p,o}),$$

где функция $\mathrm{f}(\cdot)$ переводит межкадровый сдвиг $\bar{h}_p^{q,p}$ изображений q и p в системе координат p-го кадра по известному масштабу $\kappa_o^{p,o}$ и углу $\varphi_o^{p,o}$ поворота p-го кадра в межкадровый сдвиг в системе координат 0-го кадра. Так, для третьего кадра будем иметь $\bar{h}_0^{3,2} = \mathrm{f}(\bar{h}_2^{3,2}, \kappa_0^{2,0}, \varphi_0^{2,0})$, а в общем случае:

$$\bar{h}_0^{g,g-1} = \mathrm{f}(\bar{h}_{g-1}^{g,g-1}, \kappa_0^{g-1,0}, \varphi_0^{g-1,0}).$$

Масштабы кадров накапливаются путем умножения: $\kappa_0^{g,0} = \prod_{l=1}^{g} \kappa_{l-1}^{l,l-1}$, а углы - путем сложения: $\varphi_0^{g,0} = \sum_{l=1}^{g} \varphi_{l-1}^{l,l-1}$.

В рекуррентной форме для нахождения координат центров кадров можно записать:

$$\bar{h}_0^{g,0} = \bar{h}_0^{g-1,0} + \bar{h}_0^{g,g-1}.$$

Видно, что погрешность оценивания координат центра p-го кадра относительно 0-го кадра с увеличением p накапливается.

6. Для уменьшения суммарной погрешности оценивания координат через каждые n кадров координаты центра текущего кадра уточняются относительно 0-го кадра. Экспериментальный график зависимости суммарной погрешности σ_h от числа p кадров для n = 5 (пунктирная кривая) и n = 10 (штрих-пунктирная кривая), представлен на рис. 1.

Там же приведен график зависимости погрешности без уточнения координат (сплошная кривая). Очевидно, что уточнение координат относительно 0-го кадра значительно уменьшает суммарную погрешность.

7. Для накопления полезной информации яркости отсчетов последовательности исследуемых изображений в заданной области суммируются с учетом найденных и скорректированных параметров межкадровых геометрических деформаций.

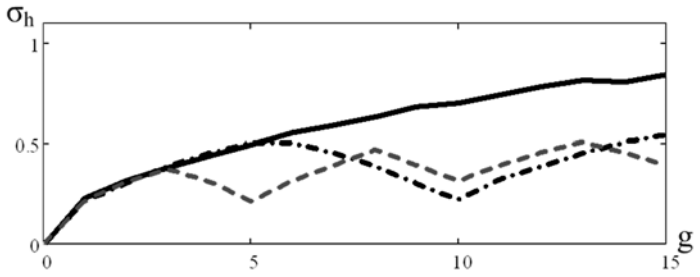
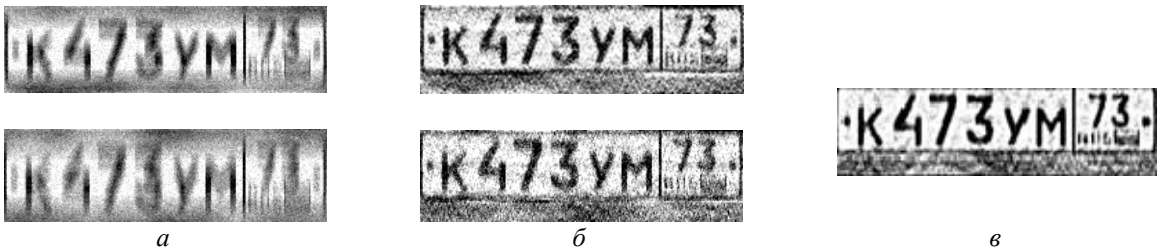


Рис. 1. Зависимость суммарной погрешности от числа кадров для разных n



а *б* *в*

Рис. 2. Пример результатов работы алгоритма

На рис. 2 приведен пример результатов работы алгоритма, где *а* – фрагменты изображений движущегося объекта, *б* – соответствующие восстановленные изображения, *в* – результат их совмещения.

Заключение

Предлагаемый алгоритм восстановления изображения движущегося объекта с компенсацией эффекта «смаза» по последовательности кадров изображений (видеоряду) не требует априорной информации о параметрах смаза и может быть полностью автоматизирован. Основным преимуществом алгоритма является комплексирование рекуррентных процедур совмещения и восстановления изображений, что обеспечило его высокое быстродействие.

Список литературы

1. Zitova, B. Image registration methods: a survey / B. Zitova, J. Flusser // Image Vision Comput. – 2003. – V. 21. – Pp. 977–1000.

2. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей / А.Г. Ташлинский. – Ульяновск: УлГТУ, 2000.

3. Ягола, А.Г. Восстановление смазанных и дефокусированных цветных изображений / А.Г. Ягола, Н.А. Кошев // Вычислительные методы и программирование. – 2008. – № 2. – С. 207–212.

4. Мачихин, А.С. Автоматическое восстановление изображений, искаженных прямолинейным смазом / А.С. Мачихин // Изв. вузов. Приборостроение. – 2008. – Т. 51. – № 1. – С. 59–64.

5. Скрипкина, А.А. Обзор методов обнаружения движущегося объекта по видеоизображениям / А.А. Скрипкина // Перспективы развития информационных технологий. – 2011. – № 3–1. – С. 126–129.

6. Ташлинский, А.Г. Методика анализа точности псевдоградиентного оценивания геометрических деформаций последовательности изображений / А.Г. Ташлинский, Г.Л. Минкина, Г.В. Дикарина // Наукоемкие технологии. – 2007. – Т. 8. – № 9. – С. 14–23.

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ РСА НА ОСНОВЕ ПОДПРОСТРАНСТВЕННЫХ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

М. П. Эспиноза, А. Ю. Трущинский (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, РФ, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
E-mail: ws6@rambler.ru

Предложен подход формирования радиолокационного изображения радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны, работающей в квазинепрерывном или непрерывном режиме излучения, позволяющий на базе существующих цифровых вычислительных систем получать радиолокационное изображение участка местности с детальностью, обеспечивающей решение задачи распознавания объектов картографирования до типа.

При всем многообразии подходов к синтезу системы обработки сигналов РСА процесс синтезирования апертуры антенны (получение сигнала $I(\theta_i)$), характеризующего РЛИ элемента разрешения, в данном случае сводится к реализации алгоритма:

$$I(\theta_i) = \left| \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} U(t) h_i(t) dt \right|, \qquad (1)$$

где $h_i(t)$ – опорная функция системы обработки для *i* цели.

Обработка сигналов РСА основывается на согласовании опорной функции с траекторным сигналом от одиночной точечной цели, для которой определяется значение РЛИ. Поэтому в качестве опорной функции выбирается функция, комплексно сопряженная с сигналом от одиночной точечной цели:

$$h_i(t) = W(t)\exp\left\{ j\frac{4\pi}{\lambda} r_{ni}(t) \right\}, \qquad (2)$$

где $W(t)$ – действительная весовая функция синтезированной апертуры, от вида которой зависит, прежде всего, уровень боковых лепестков выходного сигнала [1].

В настоящее время известно множество способов обработки сигналов в РСА [1], они в большинстве своем реализуются на основе классических методах оценки энергетических спектров дискретизированных детерминированных и случайных процессов обычно основанных на применении процедур, использующих БПФ.

Классический подход в синтезе РЛИ эффективен в вычислительном отношении и обеспечивает получение асимптотически достоверных оценок для получения радиолокационных изображений РСА с качеством достаточным для обнаружения малоразмерных объектов на фоне подстилающей поверхности. Однако, дальнейшее повышение детальности получаемых РЛИ с применением только классических методов неприемлемо, так как подходу получения РЛИ, основанному на вычислении ДПФ, присущ ряд принципиальных ограничений [2]. Наиболее важное из них – ограничение частотного разрешения, т.е. способность различать спектральные пики двух и более сигналов от соседних близкорасположенных объектов на исследуемой земной (морской) поверхности при решении РСА задачи дистанционного зондирования земли.

Особенно остро данная проблема проявляется в том случае, когда в одном элементе разрешения РСА, зависящим от времени накопления траекторного сигнала (возможности полета БЛА по предварительно заданной траектории), находятся несколько мощных элементарных отражателей (рис. 1).

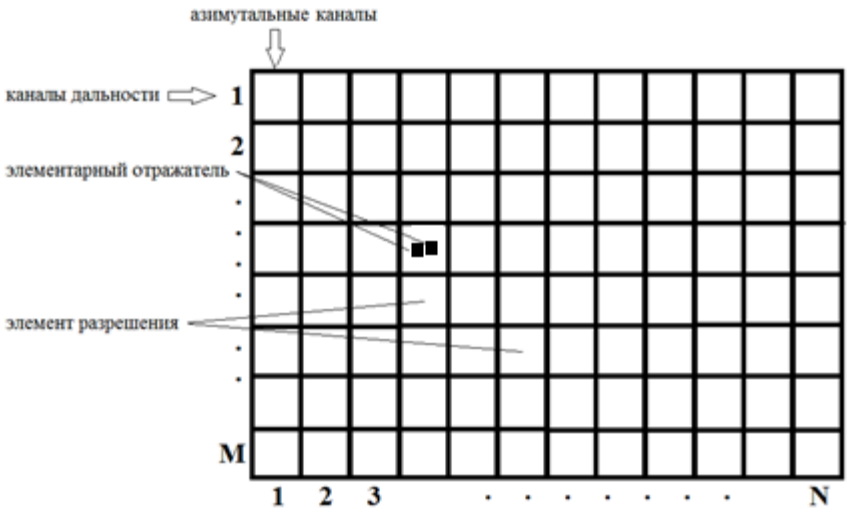


Рис. 1. Расположение элементарных отражателей в элементе разрешения

Если использовать новый декомпозиционный подход к формированию РЛИ, связанный с использованием модельных представлений об анализируемых процессах, учитывающих свойственные им внутренние закономерности, то как следствие применения параметрических моделей спектральной плотности возможно получение на основе этих моде-

лей более точных оценок спектра плотности мощности и более высокой разрешающей способности по частоте, а следовательно и по азимуту.

Использование декомпозиционных методов [2], где основное внимание уделяется определению $\varpi_1, \varpi_2, ..., \varpi_N$ частот гармонических сигналов в спектре, в чистом виде не возможно ввиду того что частотный вектор сигнального подпространства, состоящий из заранее предполагаемого числа элементов, может при формировании кадра РЛИ группироваться хаотично на всем диапазоне возможных частот, определяющих азимутальное расположение объекта переотражения.

Способ гармонического анализа (наиболее быстрый способ обработки траекторного сигнала) представляет собой реализацию соотношения (1) с помощью многофильтровой системы. Сигнал РЛИ в каждом канале дальности формируется путем преобразования Фурье от произведения принятого сигнала и опорной функции [1].

Каждый отсчет сигнала изображения в парциальном кадре соответствует определенной доплеровской частоте траекторного сигнала. Расстояние между фильтрами БПФ по частоте определяется интервалом синтезирования $\delta f = 1/T_c$, поэтому расстояние между отсчетами РЛИ по азимутальной координате θ_i равно разрешающей способности РСА.

Для улучшения качества РЛИ предлагается после преобразования Фурье от произведения принятого сигнала и опорной функции в каждом канале дальности осуществить сегментацию спектра «азимутальных» частот, на отрезки соответствующие элементу разрешения РЛИ. Необходимое условие сегментации – достаточное количество отчетов РЛИ в элементе разрешения для восстановления временного переотраженного сигнала от элемента разрешения.

После выполнения операции фильтрации необходимого элемента разрешения РЛИ узкополосным фильтром, где требуется повысить детальность получаемого РЛИ, осуществляем переход из частотной области во временную с использованием обратного преобразования Фурье. Полученная последовательность, представляет собой переизлученный полезный сигнал элемента разрешения РЛИ, который в свою очередь является суперпозицией сигналов элементарных отражателей данного элемента.

Следующий этап обработки заключается в построении псевдоспектра данной последовательности одним из декомпозиционных методов, наиболее распространенный из которых – MUSIC [2]. Данный метод позволяет не только выявить количество гармонических составляющих в сигнале от элемента разрешения, но и определить соответствующие им частоты.

Ввиду того что точное количество элементарных отражателей в элементе разрешения априорно неизвестно, целесообразно выявлять наиболее мощные из них, ограничиваясь числом 3–5 шт., при разрешающей способности 1.5 м для малогабаритных РСА.

После выделения необходимого количества элементарных отражателей в каждом элементе разрешения заданного участка РЛИ, ограниченного соответствующим количеством элементов по дальности и азимуту, производится уточнение (дополнение отсчетами) РЛИ этого участка.

Список литературы

1. Кондратенков, Г.С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования земли: учеб. пособие для вузов / Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов. – М.: Радиотехника, 2005.

2. Шахтарин, Б.И. Методы спектрального оценивания случайных процессов: учеб. пособие / Б.И. Шахтарин, В.А. Ковригин. – 2-е изд. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011.

СОЗДАНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

Ю. А. Пурисев, В. Н. Овчарук (научный руководитель)

ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет»
680035, Россия, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136
E-mail: agent-duh@mail.ru

Рассмотрены отличительные особенности метода акустической эмиссии, изложены некоторые подходы к решению проблем регистрации сигналов акустической эмиссии, а так же приведена реализация системы регистрации сигналов акустической эмиссии.

Введение

При испытании объектов промышленности на прочность, неизбежно возникает необходимость контроля таких испытаний. Это связано с необходимостью определения момента остановки испытаний до возникновения неустранимого дефекта в объекте контроля, который может привести как к частичному, так и к полному разрушению самого объекта. Методы контроля таких испытаний должны позволять без вмешательства в сам процесс, предотвращать возникновения неустранимых дефектов на ранней стадии их появления. Одним из таких действенных методов неразрушающего контроля является метод акустической эмиссии (АЭ). Данный метод позволяет без вторжения в процесс испытания обнаруживать и локализовать дефекты на ранней стадии их появления. Однако, процесс регистрации сигналов АЭ представляет собой нетривиальную задачу. Сложность этой задачи обусловлена как спецификой самого процесса, так и ограничениями, накладываемыми аппаратно-программными комплексами (АПК).

Специфические особенности сигналов АЭ

Одна из самых важных задач при регистрации сигнала АЭ – корректность определения момента прихода сигнала АЭ. Уровень срабатывания регистратора, даже при точной подстройке под объект, не дает гарантии того, что момент прихода будет определен достоверно. Логичным решением при невозможности точного определения момента прихода события является запись предыстории сигнала, т.е. сохранение состояния информационного тракта, в котором он находился до момента срабатывания компаратора. Записав предысторию сигнала, появляется возможность более детального исследования процесса на ранней стадии. На рис. 1 представлен зарегистрированный сигнал от источника Су-Нильсена (излом графитового стержня твердостью 2Т (2Н) и диаметром 0,3–0,5 мм).

Для более детального понимания проблемы рассмотрим передний фронт сигнала представленного на рис. 1. График переднего фронта сигнала от источника Су-Нильсена представлен на рис. 2.

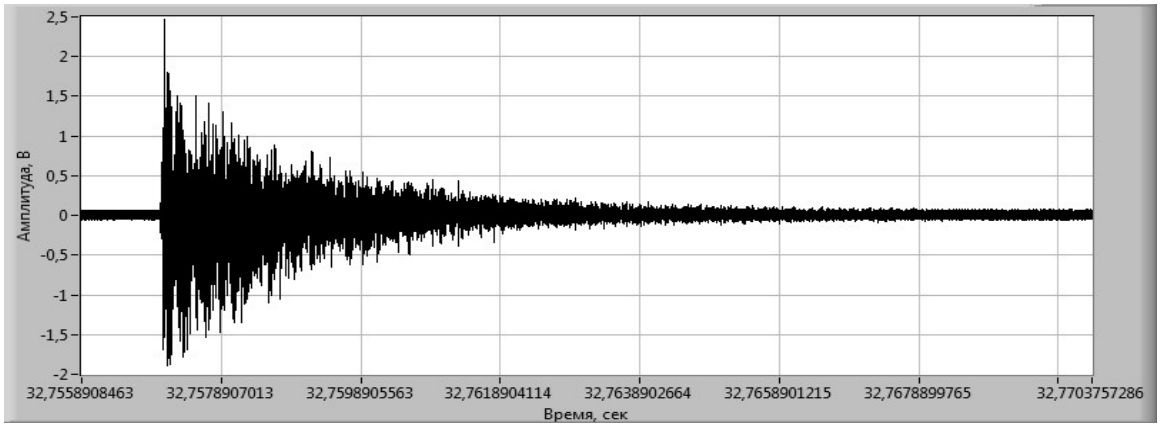


Рис. 1. Зарегистрированный сигнал АЭ от источника Су-Нильсена

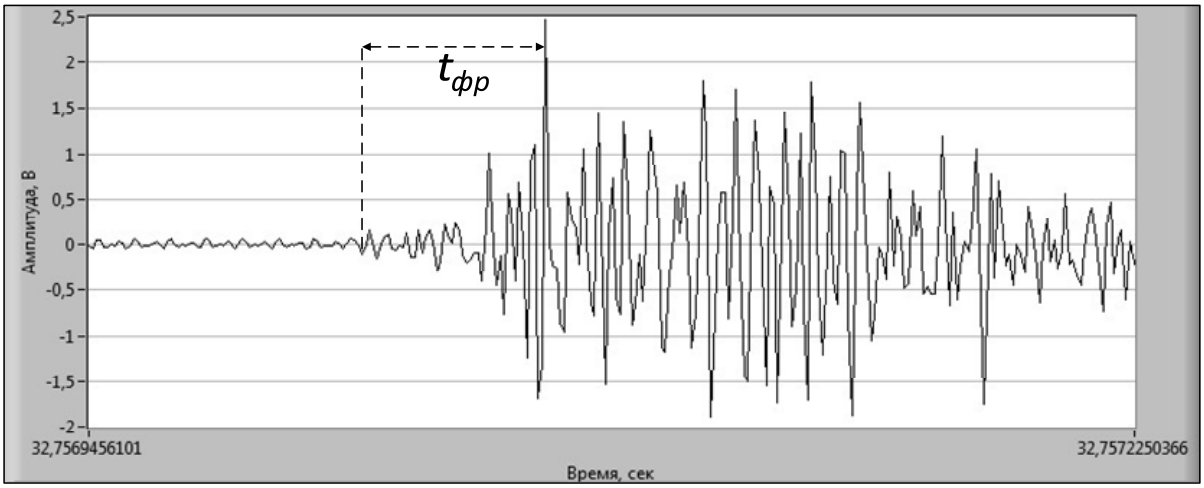


Рис. 2. Передний фронт сигнала от источника Су-Нильсена

Рис. 2 наглядно демонстрирует проблему установки уровня срабатывания, поскольку при установке низкого порога и наличии в информационном тракте относительно высоких шумов, регистратор осуществлял бы ложные срабатывания, либо срабатывал слишком поздно, если уровень порога имел бы завышенное значение.

К другой специфической особенности сигналов АЭ можно переменную длительность событий. Многие АЭ системы используют в своей работе покадровый режим работы, т.е. длительность кадра задается фиксировано и сигналы, попавшие в разные кадры, рассматриваются отдельно друг от друга. Таким образом, получение полной и достоверной картины события не представляется возможным.

Так же стоит отметить, что подавляющее большинство существующих АЭ систем регистрируют лишь выборочные характеристики события, что в некоторых случаях не позволяет классифицировать или исследовать структуру сигнала АЭ. Такой подход к исследованию был обусловлен ограниченными вычислительными возможностями, не позволяющими прибегать к записи временной формы сигнала. Однако современные возможности вычислительной техники позволяют вести запись временной формы сигнала. Более целесообразным подходом, в таком случае, можно считать предварительную обработку информационного тракта с целью обнаружения сигнала АЭ и последующая запись временной формы детектированного сигнала в качестве паспорта для обоснования правильности принятого решения (остановки испытаний на реальном объекте).

Разработка АПК для регистрации сигналов АЭ

Для решения задачи регистрации сигналов АЭ был разработан АПК на платформе NI CompactDAQ 9188 с модулем NI 9223 в совокупности с акустико-эмиссионной системой «EMIS-12/32 DAQ» включающей в себя приемные и задающие преобразователи. Структурная схема комплекса представлена на рис. 3.

АЦП модуля NI 9223 позволяет одновременно оцифровывать сигналы с четырех его входов с частотой 1 МГц и с разрядностью 16 бит. Характеристики разработанного АПК соответствуют нормам [1] и позволяют осуществлять захват события длительностью от 1 мкс. Установленный на платформе NI CompactDAQ 9188 гигабитный интерфейс стандарта IEEE 802.3ab дает возможность расширения системы до 32 каналов, путем установки дополнительных модулей NI 9223.

Выделенный отдельным элементом программный модуль, реализованный на языке программирования NI LabView 2013, позволяет гибко управлять параметрами АПК и реализует функции захвата и пост анализа. Структурная схема программного модуля представлена на рис. 4.

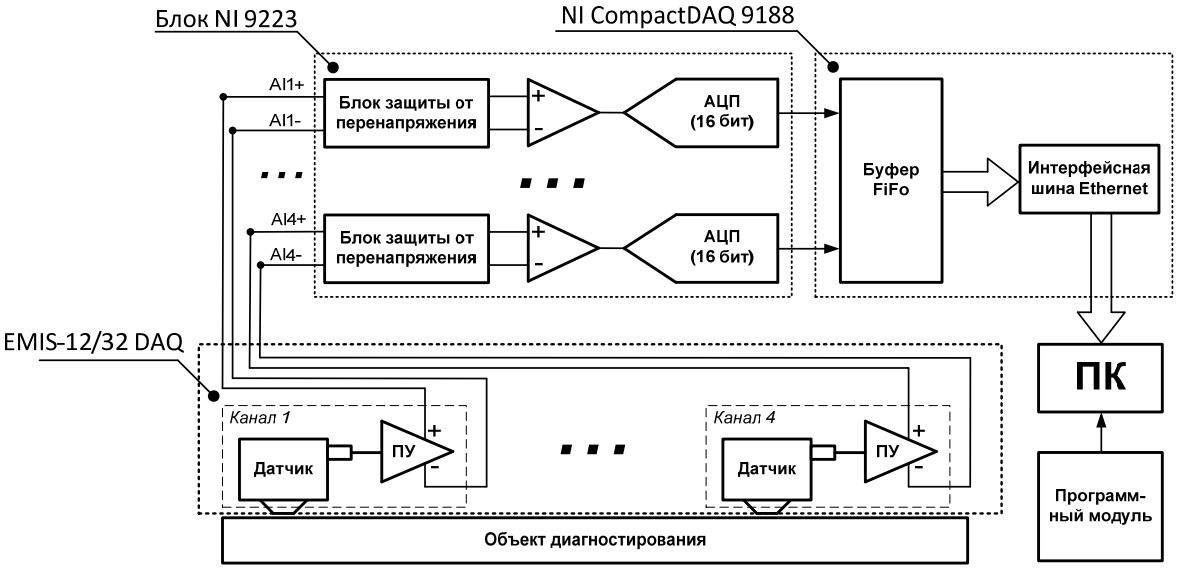


Рис. 3. Структурная схема разработанного АПК для регистрации САЭ

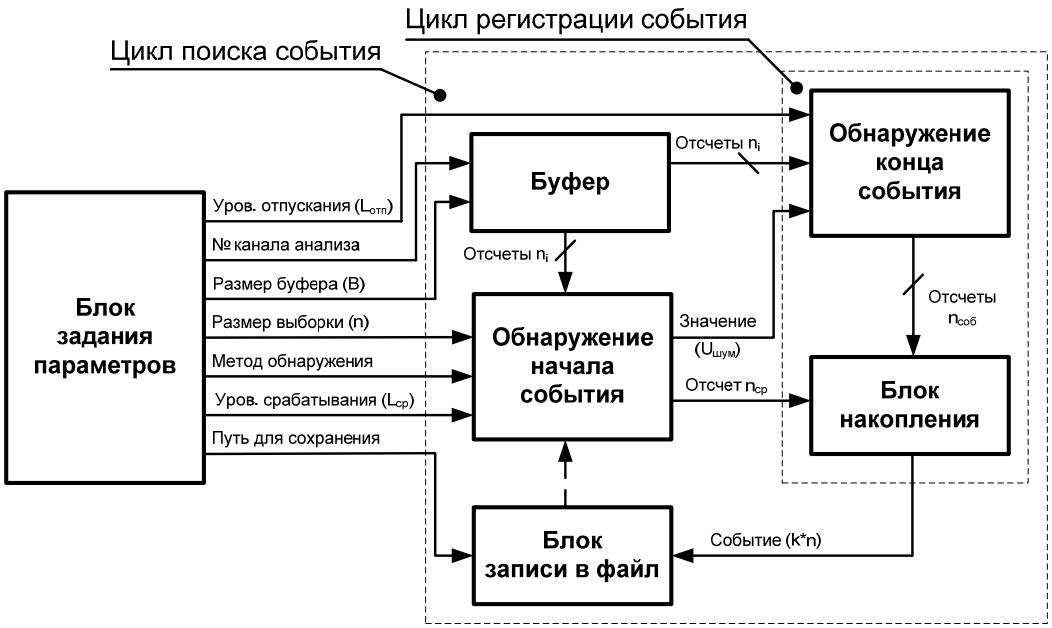


Рис. 4. Структурная схема программного модуля АПК для регистрации САЭ

Лицевая панель программного модуля представлена на рис. 5.

Лицевая панель имеет достаточно простой интерфейс с минимальным набором необходимых параметров и индикаторов. В программе предусмотрен режим загрузки и просмотра ранее записанных событий.

Алгоритм работы программного модуля АПК

При переходе в режим детектирования, происходит опрос блока задания параметров, активируется буфер и считывается первая выборка данных из буфера фиксированной длинны *n*. Далее просчитывается математическое ожидания выборки $M[N_0]$ и на основании значения $M[N_0]$ и заданных в логарифмической шкале уровней L_{cp}, $L_{отп}$ устанавливаются пороговые значения. После установки пороговых значений в цикличном режиме происходит опрос буфера и поэлементное сравнение каждого значения выборки с пороговым значением.

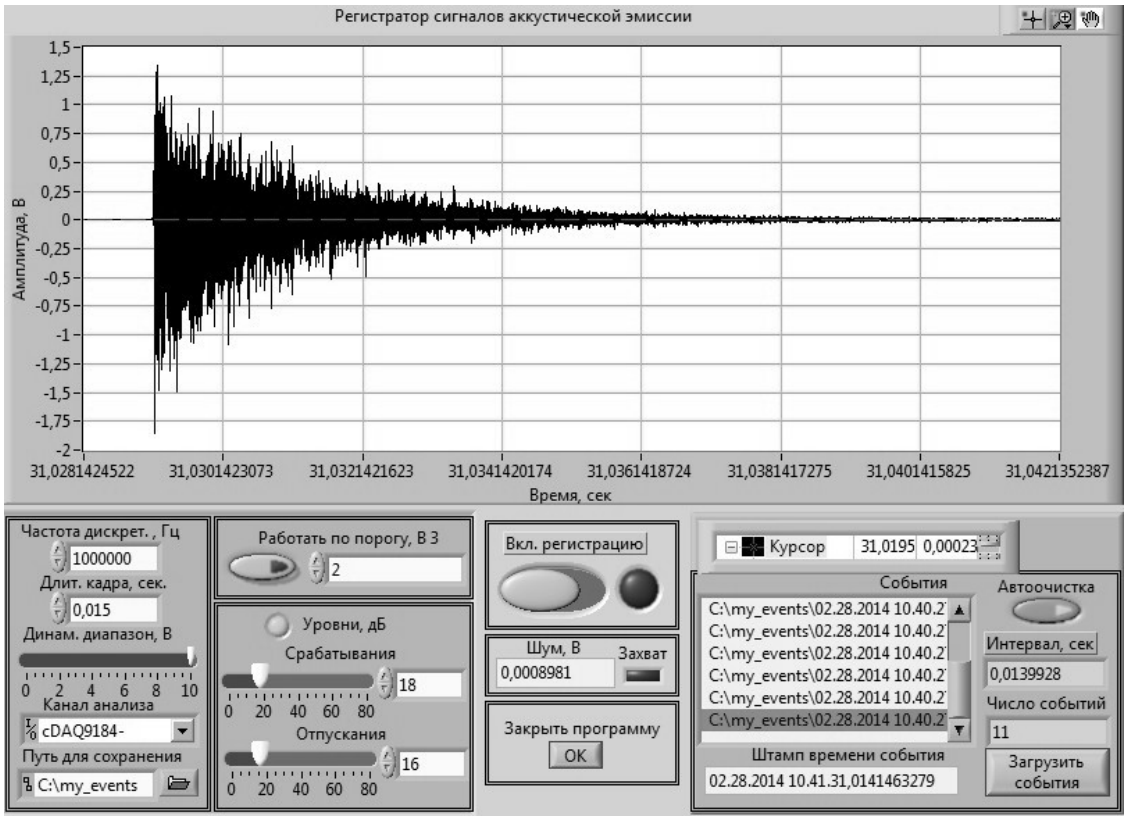


Рис. 5. Лицевая панель программного модуля АПК для регистрации сигналов АЭ

При отсутствии превышения порога, $M[N_i]$ усредняется с $M[N_{i-1}]$. Если пороговое значение было превышено, то алгоритм переходит в режим регистрации события. Главной задачей этого режима работы является поиск окончания события. Буфер так же опрашивается циклически, однако сравнение каждого значения выборки происходит с пороговым значением, рассчитанным на основании $M[N_i]$ полученным до превышения порога и уровнем L_{omn}. Работа в режиме регистрации прекратится в том случае, если в двух соседних блоках считанных из буфера не будет наблюдаться превышение граничного значения. После выхода из режима регистрации происходит запись полученной временной формы сигнала в файл и возврат в режим поиска.

Заключение

Реализованный АПК для регистрации сигналов АЭ позволил в автоматическом режиме провести ряд испытаний и накопить базу экспериментальных данных. В совокупности с генератором акустических сигналов [2], АПК представляет из себя законченную систему для анализа и мониторинга простых объектов в лабораторных условиях. В дальнейшем планируется модернизация программного комплекса с добавлением параллельного многоканального режима работы.

Список литературы

1. ГОСТ Р 52727-2007. Техническая диагностика. Акустико-эмиссионная диагностика. Общие требования. – М.: Стандартинформ, 2007.

2. Константинов, Н.К. Генератор акустических сигналов с заданными частотными характеристиками / Н.К. Константинов, В.Н. Овчарук, Ю.А. Пурисев // Информационные технологии и высокопроизводительные вычисления: материалы Всерос. науч.-практ. конф., Хабаровск, 25–27 июня 2013 г. – Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2013. – С. 154–158.

ПРЕДОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОМ ОЦЕНИВАНИИ МЕЖКАДРОВЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

П. В. Якшанкин, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Рассматривается алгоритм предобработки изображений, позволяющий увеличить область определения параметров межкадровых геометрических деформаций изображений (МГДИ) при применении псевдоградиентных процедур. Предобработка предусматривает нахождение характеристических точек на опорном и деформированном изображении и последующее применение фильтра Гаусса. Использование предобработки также нацелено на уменьшение количества срывов псевдоградиентного алгоритма (выхода вектора оценок параметров МГДИ за доверительный интервал).

Введение

Для получения оценок параметров межкадровых геометрических деформаций изображений (МГДИ) хорошо зарекомендовали себя псевдоградиентные алгоритмы (ПА) [1,2] вида:

$$\hat{\overline{\alpha}}_{t+1} = \hat{\overline{\alpha}}_t - \Lambda_{t+1}\overline{\beta}_{t+1}(Q(Z_{t+1}, \hat{\overline{\alpha}}_t)),$$

где $\overline{\alpha}$ – вектор оцениваемых параметров МГДИ; $\hat{\overline{\alpha}}_{t+1}$ – следующее за $\hat{\overline{\alpha}}_t$ приближение вектора оцениваемых параметров ($\hat{\overline{\alpha}}_0$ – начальное приближение); $\overline{\beta}$ – псевдоградиент целевой функции Q, характеризующей качество оценивания; Λ_t – матрица усиления, задающая приращение оценки параметров на t-й итерации; Z_{t+1} – локальная выборка отсчетов опорного и деформированного изображений, используемая для нахождения $\overline{\beta}$ на $(t+1)$-й итерации; $Z^{(1)}$ и $Z^{(2)}$ – опорное и деформированное изображение соответственно.

В данной работе для тестирования алгоритма использовался вектор оцениваемых параметров МГДИ $\overline{\alpha} = (h_x,\ h_y,\ \varphi,\ k)$, где h_x и h_y – сдвиги вдоль осей OX и OY соответственно, φ – угол поворота, а k – коэффициент масштабирования.

ПА позволяют получать высокоточные оценки параметров МГДИ, однако требуют достаточно хорошего начального приближения $\hat{\overline{\alpha}}_0$. Так, например, для начальных приближений сдвигов $h_0 = 0$, угла поворота $\varphi_0 = 0°$ и коэффициента масштабирования $k_0 = 1$, ПА позволяют оценить параметры сдвигов в небольшом диапазоне [–20…20] пикселей. Представленная в работе процедура предобработки изображений позволяет расширить рабочую зону ПА.

Процедура предобработки

Процедура предобработки состоит из двух последовательных шагов – нахождения характеристических точек и построения двумерных гауссовых волн вокруг каждой найденной характеристической точки на опорном и деформированном изображениях. На первом шаге на опорном и деформированном изображениях (рис. 1, *а* и *б*) детектором FAST [3] выделяются характеристические точки (рис. 1, *в* и *г*). Выбор данного детектора обусловлен его стабильными результатами за относительно небольшое по сравнению с другими детекторами время. Механизм его работы достаточно прост – вокруг каждого отсчета изображения (его яркость обозначим как L_0) рассматривается окружность Брезенхэма [4] радиуса R. Точка признается характеристической, если на окружности вокруг нее найдется дуга из N пикселей с яркостями $L_1 \dots L_N$, так что $\forall i \in (1..N)\ L_i \geq L_0 + \lambda$, либо $\forall i \in (1..N)\ L_i \leq L_0 - \lambda$, где λ – порог (в данной работе использовалось значение порога

λ = 5). Таким образом, на опорном и деформированном изображениях будут найдены точки, локально выделяющиеся по яркости в областях, ограниченных кругом Брезенхэма.

Модифицируем данный алгоритм следующим образом: сопоставим каждой характеристической точке (x_h, y_h) коэффициент доверия p_h, исходя из данных полученных от детектора FAST:

$$p_h = N_h / l,$$

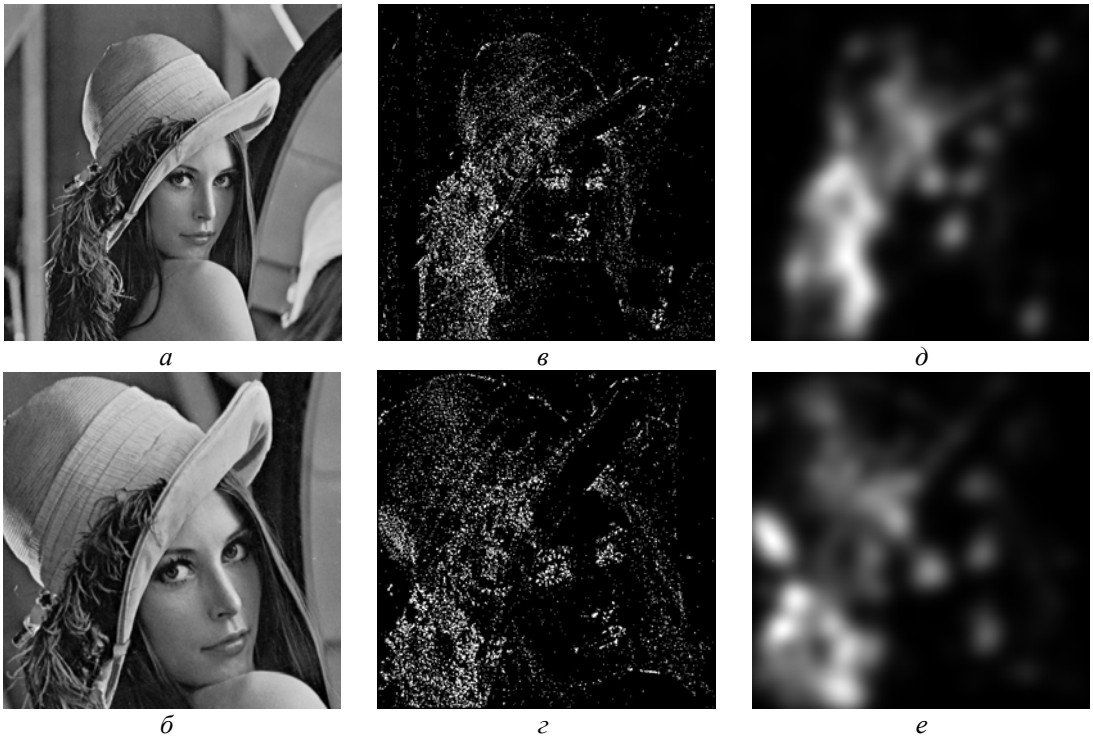
где N_h – вычисленная длина дуги, а l – длина окружности Брезенхема. Для использованного в работе значения радиуса $R = 3$, длина окружности l составляет 16 пикселей, а возможные значения коэффициента доверия p_h в зависимости от длины дуги N_h приведены в табл. 1. Отметим, что для значения радиуса $R = 3$, минимальное значение N, при котором точка признается характеристической обычно выбирается равным 9.

Таблица 1

Возможные значения коэффициента доверия точке

N	< 9	9	10	…	16
p_h	0	9/16	10/16	…	1

Точки, не являющиеся характеристическими, на данном этапе не представляют для нас интереса, и заменяются на опорном и деформированном изображениях на черные.



а *в* *д*

б *г* *е*

Рис. 1. Предобработка опорного и деформированного изображений

На втором шаге предобработки (рис. 1, *д* и *е*) вокруг каждой характеристической точки с координатами (x_h, y_h) на опорном и деформированном изображениях строится двумерная гауссова волна с величиной стандартного отклонения σ и амплитудой A_h. Значение амплитуды берется равным коэффициенту доверия p_h, вычисленному на первом этапе. Таким образом, чем больше коэффициент доверия характеристической точки p_h, тем вероятнее, что при геометрических и яркостных искажениях данная точка останется

характеристической, и тем сильнее будет ее влияние на точки, лежащие в окрестности при построении гауссовой волны.

Построенные гауссовы волны будут влиять на значения яркостей точек, не являющихся характеристическими: яркость L такой точки с координатами (x, y) будет вычисляться по формуле:

$$L = \sum_{h \in H} A_h L_h \exp(-0,5\sigma^{-2}((x - x_h)^2 + (y - y_h)^2)),$$

где H – множество всех характеристических точек на изображении; (x_h, y_h) и L_h – координаты и яркость характеристической точки из этого множества.

Следует отметить, что значение стандартного отклонения σ является определенным компромиссом между требуемой точностью оценивания параметров МГДИ и шириной рабочего диапазона ПА – чем больше будет σ, тем шире будет рабочий диапазон ПА, но ниже точность оценивания. Так, например, для оценки сдвигов, превышающих 40 пикселей, рекомендуется брать значение σ не ниже 15.

После предобработки и получения преобразованных изображений для оценки параметров МГДИ применяются ПА. Выявленные детектором FAST характеристические точки и точки, на которые не распространяется влияние ни одной характеристической точки, исключаются из локальной выборки Z_{t+1} в силу своей неинформативности. В остальном, применение ПА для преобразованной пары изображений ничем не отличается от применения данных алгоритмов для исходных изображений.

Тестирование алгоритма

Для оценки эффективности алгоритма был выполнен ряд экспериментов над изображением Lena (рис. 1, *а*), взятом из библиотеки изображений Университета Южной Калифорнии. Параметры экспериментов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры экспериментов

№ эксперимента		1	2	3	10
Параметры МГДИ	h_x	5	10	…	50
	h_y	5	10	…	50
	φ	5	10	…	50
	k	1.05	1.1	…	1.5
σ^2 аддитивного белого шума		5	5	…	5
Число испытаний		50	50	…	50
Доверительные интервалы оценок параметров МГДИ		$0,9 \cdot h_x \le \hat{h}_x,\ \hat{h}_y \le 1,1 \cdot h_x,$ $0,9 \cdot \varphi \le \hat{\varphi} \le 1,1 \cdot \varphi,\ 0,9 \cdot k \le \hat{k} \le 1,1 \cdot k$			

Срывом оценивания при испытании считалось непопадание хотя бы одной из оценок в доверительный интервал. На рис. 2 показана динамика количества срывов оценивания для каждого эксперимента.

Как видно на графике, количество срывов работы ПА без предобработки уже на третьем эксперименте составляло 41, в то время как ПА с предобработкой успешно работал вплоть до десятого эксперимента. То есть для данного изображения и набора параметров ПА рабочий диапазон был расширен как минимум в 3 раза.

Второй эксперимент был проведен для проверки влияния яркостных искажений на качество оценивания. На рис. 3, *а* и *б* представлены графики зависимостей среднеквадратической ошибки оценивания параметров h_x и φ от соотношения шум/сигнал. В данном случае срыв фиксировался, если абсолютная ошибка оценки угла или сдвига превосходила 2° или 2 пикселя соответственно.

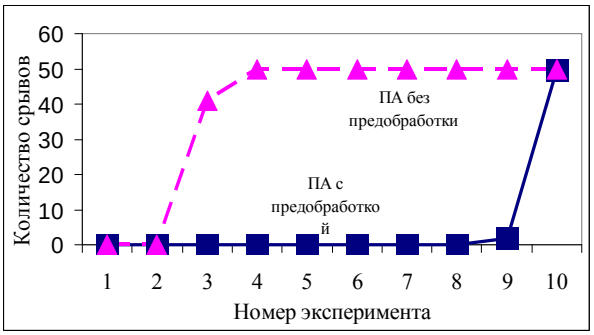
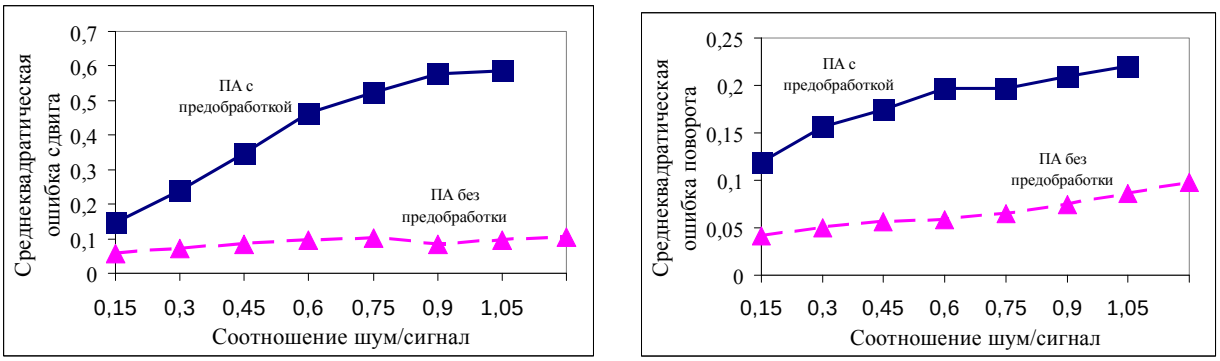


Рис. 2. Динамика количества срывов работы ПА



а *б*

Рис. 3. Зависимости среднеквадратических ошибок оценок сдвига (*а*) и поворота (*б*) от соотношения шум/сигнал

При соотношениях шум/сигнал, превосходящих 0.3, срыв оценивания фиксировался в каждом испытании ПА с предобработкой. Это происходит вследствие влияния детектора FAST – в результате зашумления появляется много ложных характеристических точек, а истинные характеристические точки не обнаруживаются.

Заключение

Применение рассматриваемой предобработки изображений значительно расширяет рабочий диапазон ПА для задачи оценивания параметров МГДИ. В то же время, в силу яркостной схемы работы детектора FAST, ПА с предобработкой становятся более чувствительны к шумам.

Усечение изображения до выборки из характеристических точек и последующее применение фильтра Гаусса влияет на точность оценки параметров. Однако, оценки параметров МГДИ, полученные ПА с предобработкой могут служить эффективным начальным приближением $\hat{\tilde{\alpha}}_0$ для последующего применения ПА на исходных изображениях и получения высокоточных оценок.

Список литературы

1. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / А.Г. Ташлинский. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 132 с.

2. Tashlinskii, A.G. Computational expenditure reduction in pseudo-gradient image parameter estimation / A.G. Tashlinskii // Lecture Notes in Computer Science. – 2003. – V. 2658. – P. 456–462.

3. Роджерс, Д. Алгоритмические основы машинной графики / Д. Роджерс. – М: Мир, 1989. – 512 с.

4. Rosten, E. Fusing points and lines for high performance tracking / E. Rosten, T. Drummond // IEEE International Conference on Computer Vision. – 2005. – Vol. 2. – Pp. 1508–1511.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ПЕРЕХОДА К АДАПТИВНОЙ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНО ИСТОЧНИКА С ПАМЯТЬЮ

А. А. Афанасьев

Академия ФСО России
302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35
E-mail: fromnet@yandex.ru

Показана необходимость и условия перехода к адаптивной сегментации речевого сигнала в условиях априорной неопределенности относительно источника с памятью.

В настоящее время достаточно большую часть телетрафика в различных приложениях составляет передача речевых сигналов. Большинство систем обработки и кодирования речи используют фиксированный сегмент анализа речевых данных, что является существенным недостатком данных устройств, в условиях перехода к системам с пакетной передачей и переменной скоростью кодирования [1].

При цифровом представлении речевого сигнала необходимо решить задачу качественной обработки и компактного представления речевых данных для их передачи по цифровым каналам связи. Решение этой задачи позволит в условиях заданного критерия качества связи увеличить пропускную способность линейных трактов и каналов передачи. При этом предполагается снизить скорость передачи речи при сохранении качественных показателей ее восприятия. Широкое распространение в инфокоммуникациях в настоящее время получили методы кодирования речевых данных с переменной скоростью передачи и асинхронным вводом в канал связи.

Кодирование с переменной скоростью передачи находит применение в конференцсвязи на основе протоколов IP-телефонии и видеоконференцсвязи, но постепенно оно начинает использоваться в большинстве наиболее важных приложений систем телекоммуникаций связанных с кодированием и передачей речевых сигналов [2].

В кодеках речевых сигналов с переменной скоростью передачи, ориентированных на использование в системах связи основанных на принципе коммутации пакетов уместно говорить о снижении средней скорости передачи при сохранении качественных показателей синтезированного речевого сигнала [3].

В устройствах, реализующих данные способы, осуществляется обработка речевого сигнала и его эффективное кодирование, при этом сегмент анализа остается постоянным, что приводит к повышению скорости передачи речи. Анализ речевых фрагментов позволяет сделать вывод о том, что возможно использование более длинных сегментов анализа, особенно на сегментах имеющих квазипериодическую вокализованную природу образования.

При анализе случайных дискретных сигналов используется автокорреляционная функция (1):

$$B(i) = \sum_{j=0}^{N_k-1} S(i)S(i+j). \qquad (1)$$

где $S(i)$ – значение отсчета речевого сигнала.

При этом необходимо учитывать требования стационарности для случайного речевого сигнала [3].

Анализ корреляционной функции позволяет выделить важный показатель, характеризующий случайный речевой сигнал. Это интервал корреляции $\tau_{кор}$, характеризующий промежуток времени для случайного речевого сигнала, мгновенные значения которого

взаимосвязаны, следовательно, имеют одну структуру образования при формировании и эффективную полосу частот $F_{эф}$, определяющую полосу в которой сосредоточено 90–95 % мощности [4].

При нахождении интервала корреляции используется значение τ_x, при котором $B(\tau_x) = 0$, где τ_x – значение непрерывного аргумента автокорреляционной функции, полученное аппроксимацией полиномом 2-й степени значений $B(j)$ рассчитанных по (1) до первого отрицательного значения $B(j)$, определяющего область определения функции аппроксимации. Описание квадратичной аппроксимации данных достаточно подробно представлено в [5]. При этом чем меньше интервал корреляции, тем шире спектр анализируемого сигнала.

Математические модели и установленные соотношения между интервалом корреляции и эффективной полосой частот в которой сосредоточена основная энергия сигнала позволяют использовать их для анализа реальных речевых сигналов. Данный факт полностью соотносится с природой образования вокализованных и шумоподобных сигналов [2].

Изучение соответствующей литературы по речеобразованию позволяет сделать вывод о том, что при сохранении формы образования речевых сигналов интервал корреляции не претерпевает существенных изменений. При этом если рассмотреть сегмент анализа длительностью 20 мс и осуществить его сдвиг по 2.5 мс от значения начальной границы сегмента, на 40мс, то анализу можно подвергнуть последовательность данных, содержащих значения полученных интервалов корреляции сегмента. Блок-схема алгоритма, реализующего подобный подход, представлена на рис. 1.

При этом граница сегмента анализа речевого сигнала формируется в момент кардинального изменения величины интервала корреляции, критерием принятия решения о смене структуры природы формирования речи является F-критерий (Фишера), в основе которого лежит формальный статистический тест для оценки соотношения между уменьшением остаточной дисперсии и потерей числа степеней свободы при замене единого уравнения регрессии кусочно-линейной моделью (тест Чоу), при доверительной вероятности $p = 0{,}95$. Описание применения критерия Фишера, основанного на тесте Чоу для анализа последовательностей данных, рассмотрено в [6]. Таким образом, максимально возможный сегмент одновременно анализируемых данных составляет 60мс, что связано с требованиями по задержке речевого сигнала при передаче, определяемыми рекомендаций G.114 Международного союза электросвязи. Если на протяжении 60мс не произошло смены природы формирования речевого сигнала, то новый анализ начинают, используя данные об интервалах корреляции предыдущего сегмента. Существенное изменение интервала корреляции происходит в моменты изменения структуры образования звуков речи, что также подтверждается исследованиями, представленными в [7].

Использование такого подхода к формированию сегментов обработки речи позволяет выделять сегменты анализа, имеющие одинаковую природу формирования в речевом аппарате человека. В предлагаемом способе увеличение длительности сегмента анализа приведет к тому, что параметры формирующей (передаточной) функции системы обработки и сигнала возбуждения будут сохраняться на всем протяжении сегмента анализа, что приведет к сокращению средней скорости передачи речевого сигнала.

К достоинствам способа следует отнести тот факт, что уменьшение объема данных при низкоскоростном кодировании речи приведет к снижению средней скорости передачи речевого сигнала по каналам цифровой связи, а также уменьшит количество требуемых вычислений при реализации процедуры кодирования.

Были проведены экспериментальные исследования для выявления возможности применения предлагаемого способа, которые показали уменьшение объема анализируемых данных речевого сигнала при низкоскоростном кодировании в среднем на 45–50 % , что связано с выбором фиксированных значений параметров описывающих передаточную

функцию голосового тракта на вновь сформированном сегменте анализа, а также сигнала возбуждения формирующего фильтра при кодировании вокализованных сегментов речевого сигнала.

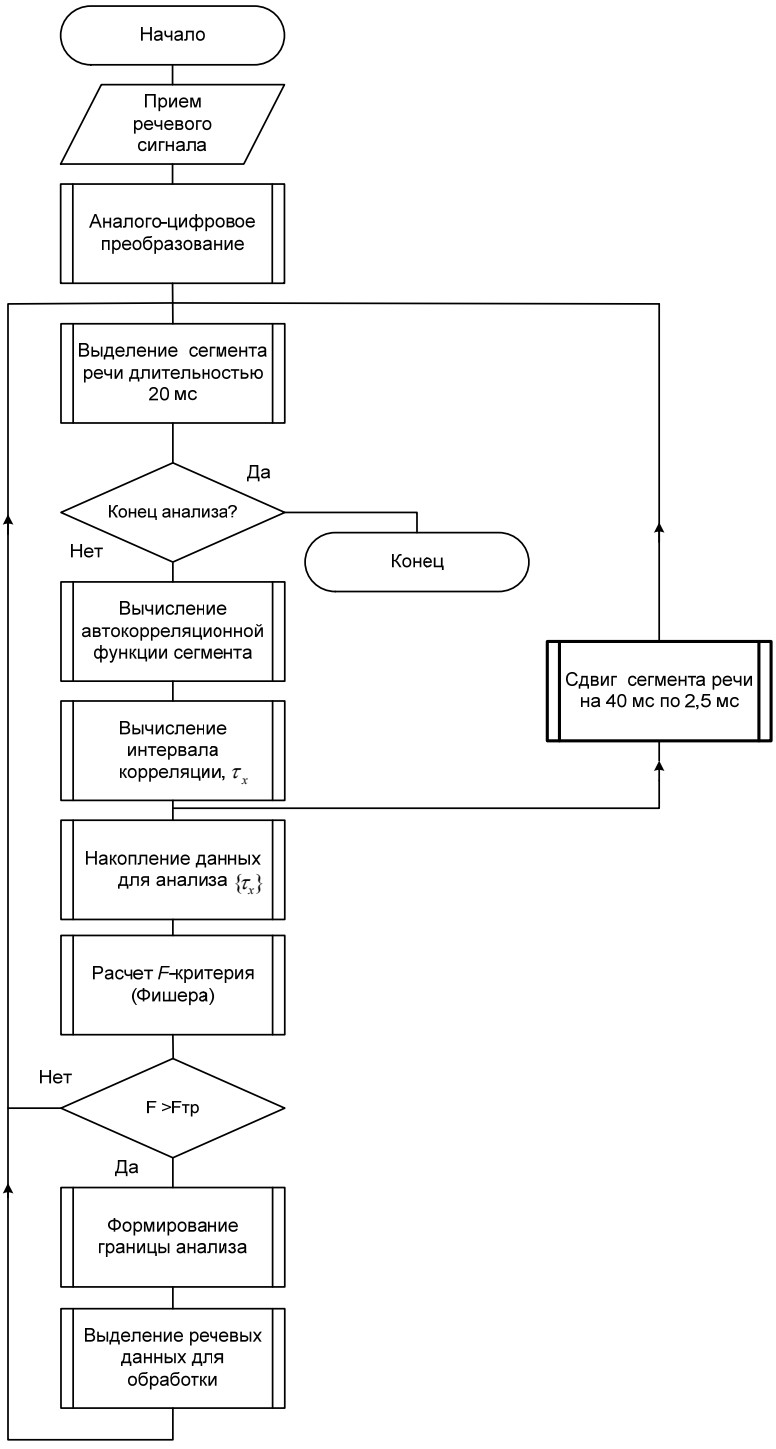


Рис. 1. Блок-схема алгоритма адаптивной сегментации речевого сигнала

Приведенные технические решения показывают, что при осуществлении предлагаемого подхода существует возможность уменьшить объем данных при низкоскоростном кодировании речевого сигнала с переменной скоростью, что приведет к снижению средней скорости передачи речи по каналам цифровой связи, а также уменьшит количество требуемых вычислений при реализации процедуры кодирования.

Список литературы

1. Быков, С.Ф. Цифровая телефония: учеб. пособие для вузов / С.Ф. Быков, В.И. Журавлев, И.А. Шалимов. – М.: Радио и связь, 2003.– 144 с.: ил.

2. Шелухин, О.И. Цифровая обработка и передача речи / О.И. Шелухин, Н.Ф. Лукьянцев. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.

3. Теория электрической связи: учебник для вузов / Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1998.

4. Сербер, Дж. Линейный регрессионный анализ / Дж. Сербер; пер. с англ. В.П. Носко. – М.: Мир, 1980.

5. Chow Gregory, C. Tests of equality between sets of coefficients in two linear regressions / C. Chow Gregory // Econometrica. – 1960. – Vol. 28. – № 3. – P. 591–605.

6. Эконометрика: учебник / под ред. И.И. Елисеевой. – М : Финансы и статистика, 2003.

7. Михайлов, В.Г. Измерение параметров речи / В.Г. Михайлов, Л.В. Златоустова. – М.: Радио и связь, 1987. – 168 с.

ТРОПОСФЕРНАЯ ЗАДЕРЖКА СИГНАЛОВ ГЛОНАСС/GPS ЗА 2013 г. ПО СПУТНИКОВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ АТМОСФЕРЕ

А. О. Клыков, В. Б. Кашкин (научный руководитель)

Институт космических и информационных систем СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
E-mail: Joker_Shutnik@mail.ru

Обсуждается способ нахождения тропосферной задержки сигналов ГЛОНАСС/GPS с использованием спутниковой информации о профилях атмосферы. Рассматриваются существующие методы расчета с использованием моделей Саастамойнена и Хопфилд. Дан сравнительный анализ полученных результатов и их обсуждение.

Основной проблемой при решении задач глобального спутникового позиционирования, является определение расстояния между спутником и наземным приемником [1]. Сложность в том, что результатом измерения является псевдодальность, включающая реальное расстояние до спутника и погрешности, связанные с неточностью определения эфемерид и другими причинами. Серьезными источниками погрешности являются задержки сигналов в ионосфере и в нижней части атмосферы. Задержку в нижней, нейтральной части атмосферы (тропосфера, тропопауза и стратосфера) принято называть тропосферной задержкой. Величина задержки зависит от физических свойств атмосферы и от пути, который сигнал проходит через атмосферу. Этот путь минимален, если спутник находится в зените. В этом случае говорят о зенитной задержке.

Скорость распространения радиоволн c и показатель преломления n в нейтральной атмосфере связаны с температурой T, давлением p и парциальным давлением водяного пара e в этой среде соотношениями [2]:

$$c = \frac{c_0}{n}, \quad n = 1 + \frac{77,6}{T} \times (p + \frac{4810 \times e}{T}) \times 10^{-6}, \tag{1}$$

где c_0 – скорость света в вакууме, м/с; T – температура, К; p и e выражены в гПа.

Пусть электромагнитная волна проходит одинаковый путь от точки z_1 до точки z_2 в среде и в вакууме. Так как скорость в среде меньше, чем в вакууме, то волна в среде отстанет на время $\Delta\tau$:

$$\Delta\tau = \int_{z_1}^{z_2} \frac{n}{c_0}\, \mathrm{d}z - \int_{z_1}^{z_2} \frac{1}{c_0}\, \mathrm{d}z = \frac{1}{c_0} \int_{z_1}^{z_2} (n-1)\, \mathrm{d}z. \tag{2}$$

Тропосферная задержка, выраженная в единицах расстояния, равна:

$$\Delta z = \int_{z_1}^{z_2} (n-1)\ \mathrm{d}z. \tag{3}$$

В настоящее время для учета тропосферной задержки используют математические модели, которые прогнозируют значение Δz по наземным метеорологическим параметрам: температуре, влажности и давлению в точке приема сигналов ГНСС. В тропосферной задержке выделяют сухую (гидростатическую) и влажную компоненты. Задержка, возникающая при прохождении сигнала в среде без учета водяного пара (сухая задержка) может быть определена с достаточной точностью. Задержку за счет водяного пара (влажную задержку), на которую приходится около 10 % от Δz, учесть сложнее, так как водяной пар в тропосфере распределен неравномерно и крайне изменчив.

Для корректной оценки влияния атмосферы на распространение сигналов ГНСС важно знать как метеопараметры в точке приема, так и сведения о реальном состоянии тропосферы на различных высотах. Первые легко получить с помощью обычной метеорологической станции, источниками данных о вертикальных профилях тропосферы (ВПТ) служат искусственные спутники Земли, например, космические аппараты серии NOAA (США).

Космические аппараты серии NOAA в составе бортовой аппаратуры содержат комплекс приборов ATOVS (Advanced Television and Infrared Observational Satellite) для вертикального зондирования тропосферы и стратосферы [3]. При дистанционном зондировании атмосферы ключевым моментом является использование зависимости ширины и сдвига центра линии поглощения от давления, поэтому данные о вертикальном распределении температуры и влажности привязаны к изобарическим уровням атмосферы. Аппаратура ATOVS позволяет восстановить поля параметров атмосферы на различных уровнях давления p.

Оперативная информация ATOVS доступна для всех станций, принимающих сигналы спутников NOAA в режиме HRPT. Архивные данные по ВПТ можно найти на сайте Air Recourse Laboratory NOAA. Эти данные хранятся в архивах формата GDAS и покрывают всю планету сеткой с шагом 1º×1º по широте и долготе, шаг по времени 3 часа. Доступ возможен как через специальный интерфейс сайта, так и через открытый ФТП сервер [4]. Файлы GDAS, использовавшие данные TOVS (прибора предыдущего поколения), с шагом в 6 часов, применялись для исследования тропосферной задержки сигналов ГНСС в диссертации [5].

Целью данной работы является сравнительный анализ зенитной тропосферной задержки (ЗТЗ), вычисленной при использовании данных дистанционного зондирования атмосферы по ВПТ и с помощью моделей, учитывающих только наземные метеоданные.

Сухая составляющая ЗТЗ по модели Саастамойнена равна [6]:

$$\Delta z_d = \frac{0,002277(p_1 - e_1)}{1 - 0,00266\cos(2\varphi) - 0,00028h_1}. \tag{4}$$

Здесь p_1 – атмосферное давление, гПа; e_1 – парциальным давление водяного пара, гПа; h_1 – место расположения приемника ГНСС, км.

Влажная составляющая ЗТЗ имеет вид:

$$\Delta z_w = \frac{0,002277\left(0,05 + \dfrac{1255}{T_1}\right)e_1}{1 - 0,00266\cos(2\varphi) - 0,00028h_1}, \tag{5}$$

где T_1 – температура, К.

В модели Хопфилд обе составляющие ЗТЗ представлены в форме [7]

$$\Delta z_d = 77,64 \times 10^{-6} \frac{(p_1 - e_1)h_d}{5T_1},\ \Delta z_w = 0,373 \times 10^{-6} \frac{e_1 h_w}{5T_1^2}. \quad (6)$$

В нашей работе найдена зенитная тропосферная задержка по вертикальным профилям тропосферы из архива Air Recourse Laboratory NOAA. На приземном уровне использованы метеоданные.

Разобьем тропосферу на изобарические слои, определим показатель преломления среды n_i для каждого слоя и оценим зенитную задержку Δl_i в i-м слое толщиной l_i как

$$\Delta l_i = l_i(n_i - 1),$$

величина n_i определяется по формуле (1), входящее в неё парциальное давление водяного пара e_i вычисляется как:

$$e_i = 6,1070 \times 10^{\frac{7,665 \times t}{243,33+t}} \times U_i / 100, \quad (7)$$

где t – средняя температура в слое, °C; U_i – средняя относительная влажность, %.

Собственно тропосферная часть ЗТЗ равна сумме задержек во всех слоях.

В качестве нижней границы стратосферы выбран изобарический уровень 200 гПа, соответствующий высоте в 11000 м. Как и в модели Саастамойнена, для стратосферы использована барометрическая формула изотермической атмосферы. Стратосферная часть задержки Δz_s вычисляется по формуле (2) с учетом (1):

$$\Delta z_s = \frac{77,6 \times 10^{-6}}{T_s} p_s \int_{z_s}^{\infty} \exp\left[-\frac{g(z - z_s)}{R_c T_s} \right] dz = 77,6 \times 10^{-6} \times \frac{p_s R_c}{g_1}. \quad (8)$$

Выбран бесконечный верхний предел интегрирования, это не вносит погрешности, так как на границе стратосферы $(z - z_s) = 40$ км, экспонента под интегралом практически равна нулю. При $p_s = 200$ гПа имеем: $\Delta z_s = 0,455$ м, при $p_s = 150$ гПа $\Delta z_s = 0,341$ м. Итоговое значение ЗТЗ определится как сумма Δz_s и задержки в слоях тропосферы.

С использованием формул (1), (2), (8) был разработан алгоритм определения зенитной тропосферной задержки по данным дистанционного зондирования и по метеопараметрам. Алгоритм реализован в среде языка программирования Python.

В этой статье рассчитывается тропосферная задержка (ЗТЗ) в районе г. Красноярска (56 с.ш. 93 в.д.) за каждый день 2013 года. ЗТЗ оценивалось с шагом в 3 часа с 0:00 до 21:00 UTC. Для приземного слоя использованы данные местной метеостанции [8]. Найдено около 3000 значений ЗТЗ для каждого из трех вариантов: по ВПТ и по моделям Хопфилд и Саастамойнена.

На рис. 1 показаны среднемесячные значения ЗТЗ в районе г. Красноярск за 2013 г.

Расчет по моделям Хопфилд и Саастамойнена дают практически одинаковый результат на протяжении всего года и составляет 2,26–2,30 м зимой и 2,31–2,34 м летом. Общее значение ЗТЗ данным ATOVS составляет 2,28–2,30 м зимой и 2,33–2,37 м летом. Следовательно, ЗТЗ, рассчитанная по данным ATOVS, превышает данные моделей зимой на 0,01 м и летом на 0,02–0,03 м.

Интересно оценить вклад сухой и влажной составляющей ЗТЗ. Ниже представлены графики среднемесячных значение сухой (рис. 2) и влажной (рис. 3) компонент ЗТЗ в районе города Красноярск за 2013 год.

Сухая составляющая моделей имеют одинаковое значение ЗТЗ на протяжении всего года. Данные, полученные по ATOVS, совпадают с модельными зимой и превосходят значение последних летом на 0,01–0,02 м. Следует отметить, что сухая составляющая ЗТЗ зимой равна 2,25–2,26 м, а летом 2,17–2,21 м.

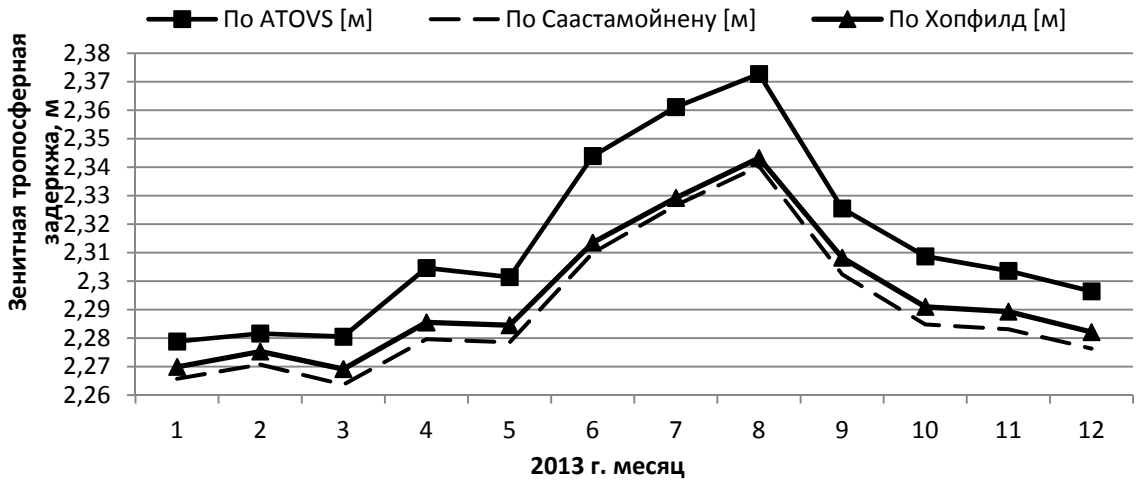


Рис. 1. График ЗТЗ в районе г. Красноярск за 2013 г.

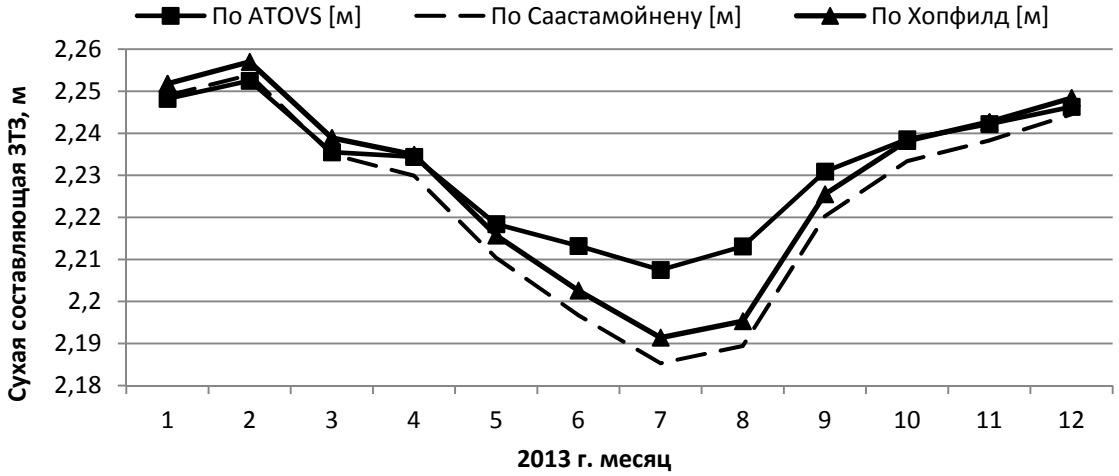


Рис. 2. График сухой составляющей ЗТЗ в районе г. Красноярск за 2013 г.

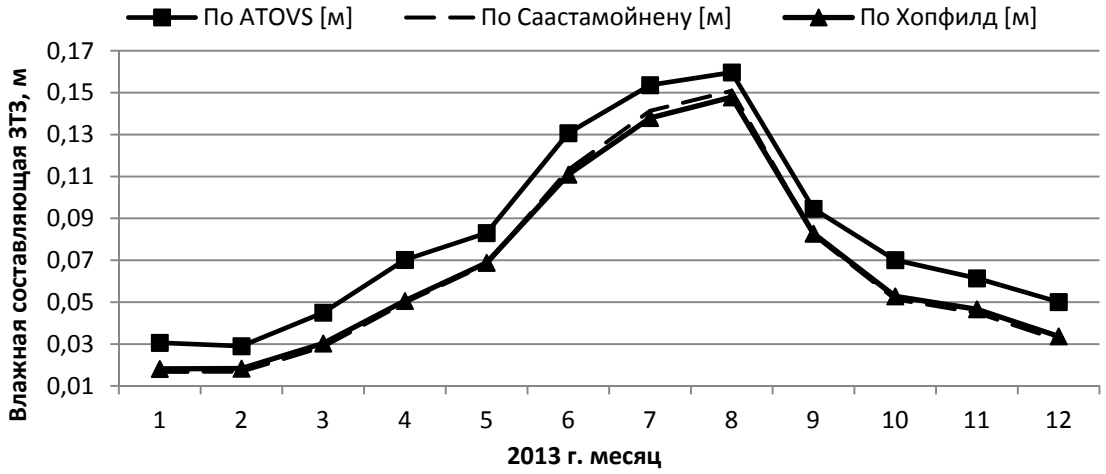


Рис. 3. График влажной составляющей ЗТЗ в районе г. Красноярск за 2013 г.

Влажная составляющая ЗТЗ, полученная по моделям, совпадает; задержки полученные по ATOVS, на протяжении всего года больше модельных на 0,01–0,02 м. Следует отметить, что зимой влажная составляющая ЗТЗ мала и равна 0,02–0,03 м. Летом ЗТЗ возрастает в 6–7 раз и составляет 0,14–0,15 м.

Вывод

В данной статье был рассмотрен метод расчета ЗТЗ по данным вертикальных профилей тропосферы полученным по спутниковым данным ATOVS и проведен сравнительный анализ с результатами расчета по моделям Хопфилд и Саастамойнена.

Среднемесячные значения ЗТЗ по ATOVS составили 2,28–2,30 м зимой и 2,34–2,37 м летом. Среднемесячные значения ЗТЗ по моделям Хопфилд и Саастамойнен составили 2,27–2,28 м зимой и 2,30–2,34 летом.

Среднемесячные значения сухой составляющей ЗТЗ по ATOVS составили 2,24–2,25 м зимой и 2,21–2,22 м летом. Среднемесячные значения сухой составляющей ЗТЗ по моделям составили 2,24–2,25 м зимой и 2,19–2,20 м летом.

Среднемесячные значения влажной составляющей ЗТЗ по ATOVS составили 0,03–0,06 м зимой и 0,13–0,16 м летом. Среднемесячные значения влажной составляющей ЗТЗ по моделям составили 0,02–0,04 м зимой и 0,11–0,15 м летом.

Модели дают заниженное значение ЗТЗ по сравнению со значениями полученные по данным ATOVS. Модели не позволяют корректно учитывать влажность в тропосфере.

Список литературы

1. Перов, А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А.И. Перов, В.Н. Харисов. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

2. Седунов, Ю.С. Атмосфера: справ. изд. / Ю.С. Седунов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1991 г. – 509 с.

3. Goodrum G. et al. NOAA KLM user's guide. – National Ocean and Atmosphere Administration. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/

4. Электронный ресурс. – Режим доступа: https://ready.arl.noaa.gov/READYamet.php

5. Schueler, T. On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation / T. Schueler // PhD Thesis, Universitaet der Bundeswher. – Munich, 2001. – 364 p.

6. Saastamoinen, J. Int. Symp. on the Use of Artificial Satellite J. / Saastamoinen // Atmospheric Correction for the Troposphere and Stratosphere in Radio Ranging of Satellite. – Washington, 1971. – P. 247–251.

7. Hopfield, H.S. Two-Quartic Tropospheric Refractivity Profile for Correcting Satellite Data / H.S. Hopfield // Journal of Geophysical Research. – 1969. – 18: Vol. 74. – P. 4487–4499.

8. Электронный ресурс. – Режим доступа: http://rp5.ru

РАЗРАБОТКА ЭФФЕКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В. А. Майстренко, В. В. Майстренко

Омский государственный технический университет
г. Омск, проспект Мира, 11
E-mail: vvm2004ok@mail.ru

Рассматриваются методы восстановления искаженных изображений и разрабатываются алгоритмы, позволяющие восстанавливать изображения, искаженные за счет помех, возникающих в окружающей среде, и движения объектов относительно друг друга. Искажения типа «размытие» считаются наиболее сложным для восстановления, поэтому целью данной стати является разработка алгоритмов, позволяющих восстанавливать изображения после воздействия помех такого вида.

В настоящее время большое распространение получили оптико-электронные системы пространственного определения местоположения объектов. В работе [1] рассматривается программно-аппаратная реализация оптико-электронной системы определения дальности, показаны основные подходы при решении задачи связанной с точностью определения рас-

стояния до объекта путем использования стереоскопического дальномера, созданного при помощи двух видеокамер, работающих синхронно под разными углами. Важную роль в разработке таких систем играют правильно выбранные алгоритмы восстановления изображений, т.к. точность работы системы напрямую зависит от этих алгоритмов. Оптико-электронная система, работающая в реальных условиях, должна точно отслеживать объект и его границы, т.к. окружающая среда создает помехи следующего рода: туман, дым, пыль, линейное перемещение объектов относительно друг друга с достаточно большой скоростью, что приводит к размытию изображения. С учетом вышеперечисленных факторов возникает серьезная проблема восстановления искажённого изображения, решение которой возможно лишь при использовании современных алгоритмов цифровой обработки изображений. В простом случае, когда объекты неподвижны и действует помеха типа «соль и перец» или воздействие аддитивного гауссового шума, возможно применение алгоритмов, реализуемых медианным фильтром. Подробная информация о таких способах восстановления изложена в работе [2].

Задача восстановления изображения состоит в улучшении качества данного изображения по критерию восприятия полученного в ходе обработки изображения. Улучшение качества изображений является достаточно субъективным процессом, в то время как процедуры восстановления изображений носят вполне объективный характер. Решением задачи восстановления является реконструкция изображения, которое было искажено в результате внешних воздействий, и про которые имеется достаточно определенная априорная информация. Поэтому методы восстановления изображения основаны на моделировании помех, возникающих в окружающей среде, и применении соответствующих алгоритмов для реконструкции исходного изображения. При таком подходе важно уметь правильно формулировать критерии качества, которые позволят оценить результат восстановления.

При решении задач улучшения изображений используется иной подход, основанный на эвристических процедурах, результат которых зависит от особенностей человеческого зрения. Например, усиление контраста можно рассматривать как процедуру улучшения изображения, поскольку после ее применения изображение становится более приятным для глаза, а обработку смазанных изображений с помощью соответствующих обратных процедур следует отнести к арсеналу средств восстановления изображений.

Для проведения имитационного моделирования работы алгоритмов восстановления изображений использовался математический пакет MATLAB, в который входит библиотека IPT (Image Processing Toolbox), содержащая функции цифровой обработки изображений. Рассмотрим основные подходы, используемые при разработке алгоритмов моделирования искажений и восстановления изображений.

Процесс ухудшения изображения моделировался при помощи функции искажения, которая вместе с аддитивным шумом создает искажение типа «размытие». Эту функцию можно записать в виде

$$g(x, y) = H\left[f(x, y)\right] + \xi(x, y), \tag{1}$$

где $g(x, y)$ – функция изображения; H – искажающий оператор; $\xi(x, y)$ – аддитивный шум; $f(x, y)$ – исходная пространственная функция изображения.

Формулу (1) можно переписать для пространственной области в следующем виде [2]:

$$g(x, y) = h(x, y)*f(x, y) + \xi(x, y), \tag{2}$$

где $h(x, y)$ – пространственное представление искажающего оператора; символ «*» обозначает свертку.

Как известно, свертка функций в пространственной области эквивалентна умножению в частотной области преобразований Фурье этих функций, поэтому приведенное выше уравнение (2) модели искажения можно записать в эквивалентном представлении в частотной области:

$$G(u,v) = H(u,v) + N(u,v), \quad (3)$$

где заглавными буквами обозначены соответствующие преобразования Фурье функций из уравнения свертки (2).

Функцию $H(u, v)$ часто называют оптической передаточной функцией (**OTF**, Optical Transfer Function). Этот термин заимствован из анализа Фурье оптических систем [2]. В пространственной области функция $h(x, y)$ называется функцией разброса точек (**PSF**, Point Spread Function). Этот термин возникает при действии функции h(x, y) на точки света для получения характеристик искажения разных типов входных данных. Функции h(x, y) и $H(u, v)$ переходят друг в друга под действием прямого и обратного преобразований Фурье, поэтому в пакете MATLAB имеется две M-функции **otf2psf** и **psf2otf** для этих действий.

В данной работе для моделирования искажающей функции использовался следующий алгоритм. Функция разброса точек PSF задавалась при помощи оператора **fspecial** библиотеки IPT в следующем виде: PSF = fspecial ('motion', len, theta).Оператор **fspecial** позволяет моделировать эффект линейного перемещения камеры относительно фиксируемого объекта, тем самым позволяя получить искажение типа «размытие». Параметр **len** задает число пикселов, на которое произошло перемещение камеры, **theta** – это угловой параметр, который измеряется в градусах, причем он отсчитывается от положительной горизонтальной полуоси против часовой стрелки. Параметр **motion** выдает передаточную характеристику пространственного фильтра, который, будучи свернутым с изображением, приближает линейное перемещение (видеокамеры по отношению к изображению) на **len** пикселов. Направление перемещения задается величиной угла **theta**.

Для проведения моделирования искажения типа «размытие» использовались следующие параметры **len = 45**, **theta = 45**. С использованием функции **imfilter** был разработан фильтр с передаточной характеристикой, задаваемой функцией PSF. Этот фильтр позволяет добиться эффекта размытия изображения при линейном движении объектов. Далее моделировался процесс добавления помехи аддитивного гауссова шума посредством функции библиотеки IPT **imnoise.** Гауссов шум имеет следующие характеристики: нулевое математическое ожидание и дисперсию равную 0.01.

На рис. 1 и 2 изображен результат работы модели искажения изображения.

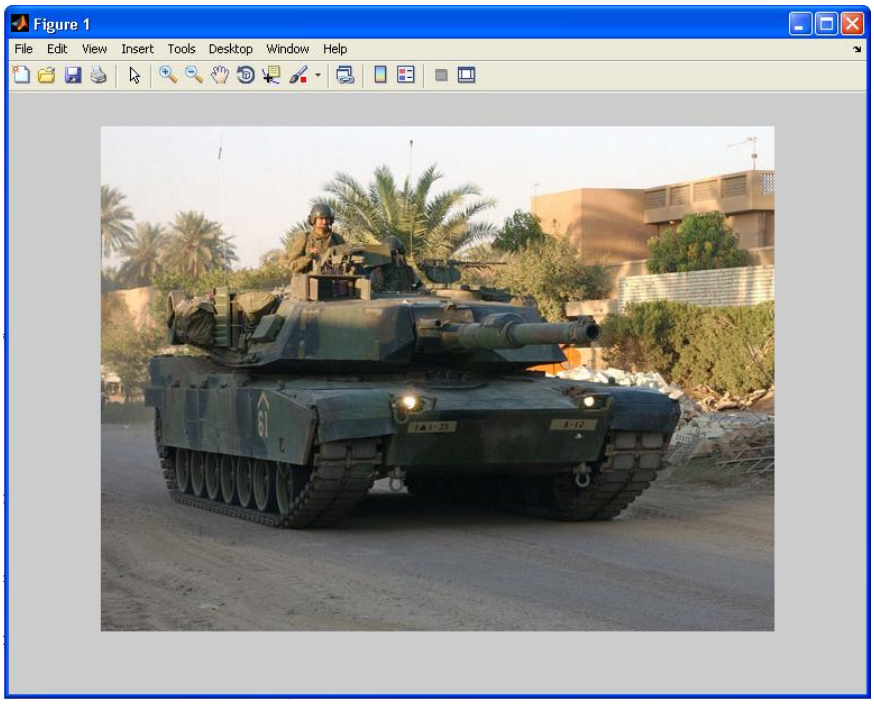


Рис. 1. Исходное изображение

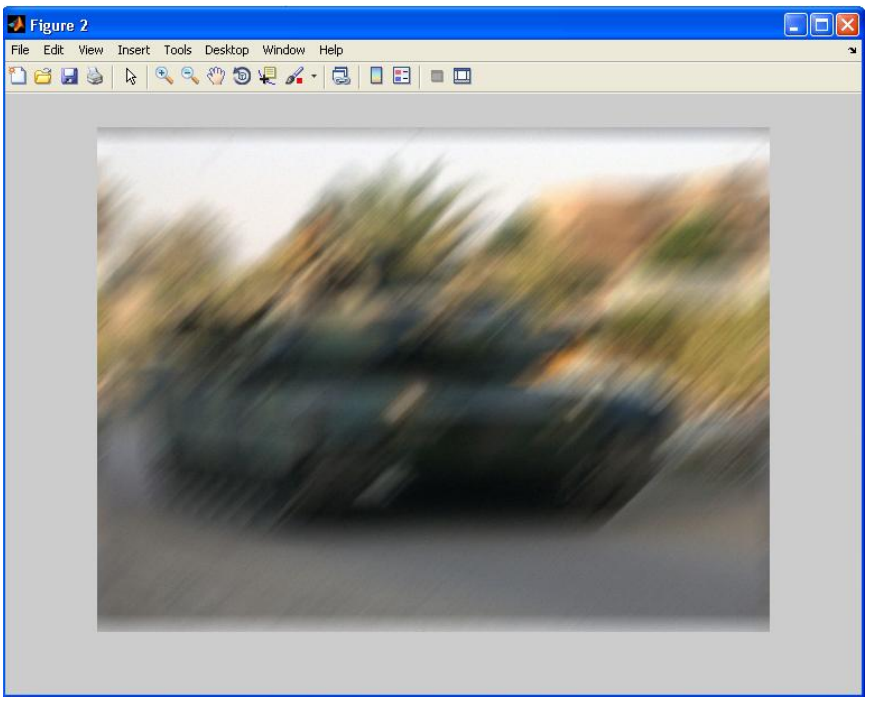


Рис. 2. Результат работы модели вносящей искажение

Из рис. 2 видно, что такое изображение с видеокамеры не пригодно для дальнейшей обработки в оптико-электронной системе измерения дальности, так как сам объект и его границы просто не различимы.

Рассмотрим процесс восстановления изображения после искажения, показанного на рис. 2. Первым действием в алгоритме восстановления является высокочастотная фильтрация, позволяющая увеличить яркость и контрастность изображения. Фильтр ФВЧ проектируется при помощи прототипа ФНЧ и имеет следующую передаточную характеристику h: $\mathrm{h} = (\frac{2-\mathrm{h}_1}{20})*1,2$, где h_1 – передаточная характеристика фильтра низких частот, являющегося прототипом ФВЧ.

Формула получена экспериментально по критерию наилучшего качества изображения, воспринимаемого визуально. Далее проектировался фильтр, позволяющий улучшить границы изображения, основанный на расчете «контргармонического среднего». Подробнее ознакомиться с методами такой фильтрации можно в работе [2].

За реализацию фильтра «контргармонического среднего» отвечает функция библиотеки IPT **spfilt,** выполняющая пространственную фильтрацию.

Заключительным этапом восстановления изображения, показанного на рис. 2, является реализация алгоритма Люси-Ричардсона, дающего наибольший эффект при искажениях, рассмотренных в настоящей работе. Алгоритм восстановления Люси-Ричардсона является алгоритмом нелинейного итерационного восстановления [2]. Рассмотрим подробнее данный алгоритм. Алгоритм Люси-Ричардсона основан на применении метода максимального правдоподобия, в котором изображение формируется при помощи статистик Пуассона [2]. Максимизация функции правдоподобия модели приводит к уравнению, которое имеет решение при сходимости следующих итераций, представленных в формуле (4):

$$f_{k+1}(x,y) = f_k(x,y)\left[h(-x,-y)*\frac{g(x,y)}{\mathrm{h}(x,y)*f_k(x,y)} \right], \qquad (4)$$

где знак «*» обозначает свертку; fk – k – приближение испорченного изображения, и функции f, g определены.

В библиотеке IPT этот алгоритм выполняется посредством функции **deconvlucy**, имеющей следующий синтаксис: **deconvlucy(g, PFS, NUMIT, DAMPAR, WEIGHT)**, где *g* – испорченное изображение, PFS – функция разброса точек, NUMIT – число итераций, DAMPAR – скаляр, который определяет порог отклонения полученного изображения от g. Итерации останавливаются для пикселов, отклонение значений которых от исходных не превосходит этого порога. Это предотвращает образование шума в таких пикселах, сохраняя необходимые детали изображения. По умолчанию DAMPAR = 0 (нет порога остановки), WEIGHT – это массив с размерностью *g*, который каждому пикселу присваивает некоторый вес, отражающий его качество.

Например, «плохие» пикселы, которые получились из дефектных областей на изображении, можно исключить из рассмотрения, присвоив им нулевой вес.

Для реализации алгоритма Люси-Ричардсона были взяты следующие значения параметров: NUMIT=80 (число итераций подобрано экспериментально для рассматриваемого случая), DAMPAR=0 (отсутствует порог остановки), параметр WEIGHT – устанавливается по умолчанию. Результат заключительного этапа восстановления после арифметического усреднения показан на рис. 3.

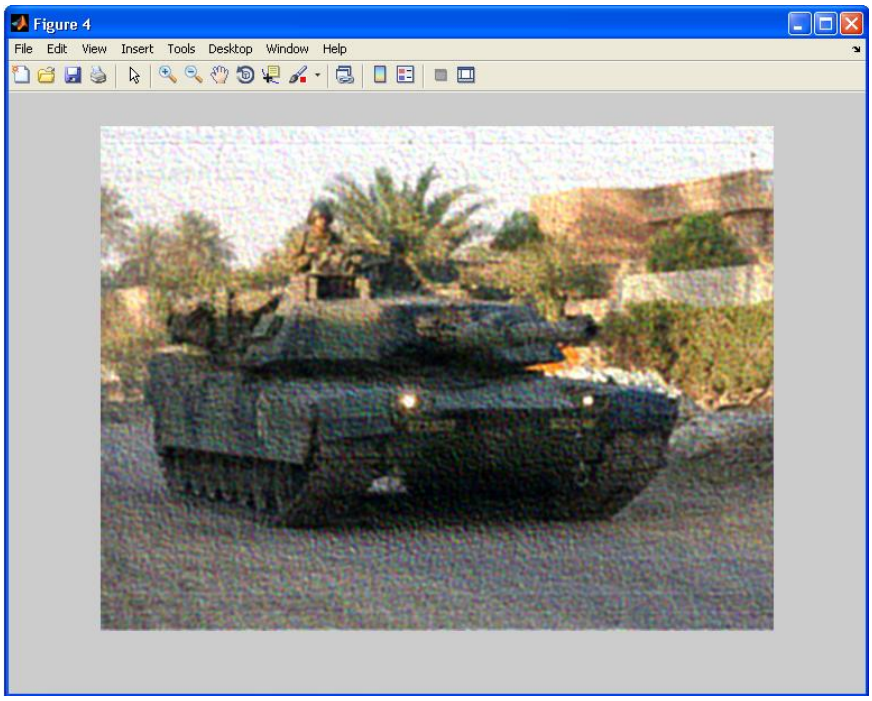


Рис. 3. Результат выполнения алгоритма Люси-Ричардсона

Из рис. 3 видно, что результат восстановления изображения с использованием алгоритмов, предлагаемых авторами в данном докладе, является приемлемым для дальнейшей обработки в оптико-электронной системе определения дальности [1], так как восстановленное изображение имеет четкие границы и по нему возможна и идентификация самого объекта. По выше представленным алгоритмам авторами статьи была создана программа итерационной модели.

Полученный результат будет полезен как при разработке систем идентификации и электронных дальномеров в военной отрасли, так и для гражданских отраслей: в телевидении, робототехнике и автоматизации в промышленности. Недостатком данного алгоритма является относительно большое время обработки, поэтому авторами проводятся исследования в области снижения времени обработки и исследование возможностей морфологических алгоритмов обработки изображений.

Список литературы

1. Зубарь, А.В. Программно-аппаратная реализация оптико-электронной стереосистемы определения дальности / А.В. Зубарь, В.А. Майстренко, К.В. Кайков // Омский научный вестник. – 2013. – № 3 (123). – С. 273–277.

2. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НАВИГАЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ НА ПРИМЕРЕ ДАЛЬНОМЕРНОГО, РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОГО И КВАЗИДАЛЬНОМЕРНОГО МЕТОДА

Э. И. Мельник, М. М. Валиханов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: rscrpter@yandex.ru

Рассмотрены три навигационных функции решения дальномерная и разностно-дальномерная, квазидальномерная, по которым созданы модели для исследования, моделирующие процесс решения навигационной задачи. В конце сделано заключение о преимуществах и недостатках этих методов.

Основная цель в решении навигационных задачах является определение пространственно-временных координат потребителя. Результат решения навигационной задачи является, расширенный вектор, содержащий координаты потребителя X. Для решения навигационной задачи, используют функциональную связь между навигационными параметрами и компонентами вектора потребителя. Соответствующие функциональные зависимости принято называть навигационными функциями. Навигационные функции для пространственных координат потребителя можно определить с помощью различных разновидностей дальномерных, разностно-дальномерных, угломерных методов и их комбинаций.

Проведенное исследования сравнивает дальномерный, разностно-дальномерный, квазидальномерный метод, по значениям математического ожидания (МО), среднеквадратическое отклонение (СКО). Данные для сравнения получены путем составление модели на языке программирования в среде Matlab. Модель состоит из функций:

1) Задающей движение бортовой станции (БС);

2) Моделирующие определения расстояния между опорной станцией (ОС), и БС, учитывается погрешность при прохождении сигнала на трассе распространения сигнала от ОС до БС, со случайной составляющей $D*10^{-5}$ м, систематическая для радиогеодезического комплекса (РГК) 0.5 м.

3) Содержащие константы: координаты ОС, истинное и приближенное местоположение БС приведено в табл. 1. Приближенные координаты использовались в качестве начальных условий итерационного метода решения навигационных функций.

4) Алгоритм определения вектора X, состояние потребителя.

На примере выбрана условная плоскость, на которой располагаются координаты ОС. Для условной местности рассчитан в каждой точке геометрический фактор, согласно расположению ОС, рис. 1–3. Проведено измерения 10^6 раз для каждого метода.

Таблица 1

Исходные данные

	ОС1	ОС2	ОС3	ОС4	ОС5	ОС6	ОС7	ОС8	БС	$БС_и$
X, км	0	50	100	25	75	30	60	90	50	52.76
Y, км	0	100	100	50	23	89	36	76	50	52.22

По результатам найдено МО с учетом аппаратной ошибки и геометрического фактора, СКО, данные приведены в табл. 2, построены графики расположения истиной ($БС_и$) и результатом решения навигационной задачи (БС) рис. 4.

Таблица 2

Результаты моделирования

Методы	МО		СКО	
	X	Y	X	Y
Дальномерный	$0.4*10^{-4}$	$1.2*10^{-4}$	$2.6*10^{-1}$	$2.47*10^{-1}$
Разностно-дальномерный	$24*10^{-3}$	$4*10^{-3}$	1.7	1.5
Квазидальномерный	$17.3*10^{-3}$	$3*10^{-3}$	1.5	1.3

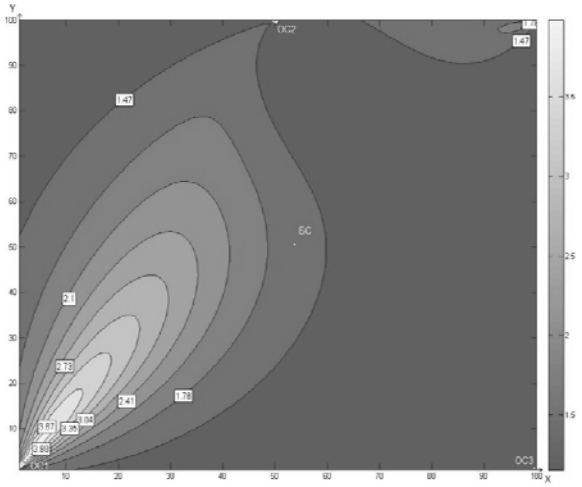


Рис. 1. Геометрический фактор для дальномерного метода

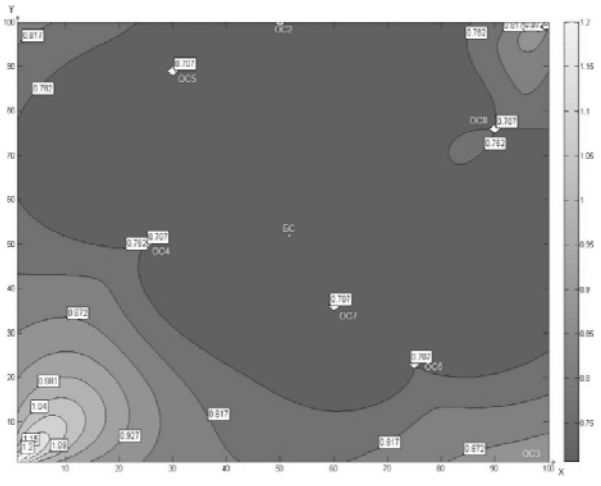


Рис. 2. Геометрический фактор для разностно-дальномерного метода

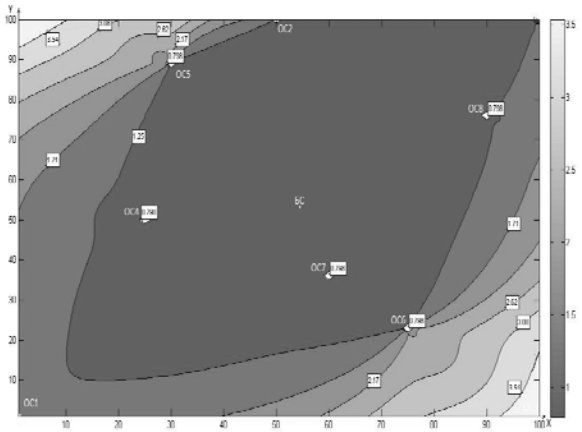


Рис. 3. Геометрический фактор для квазидальномерного метода

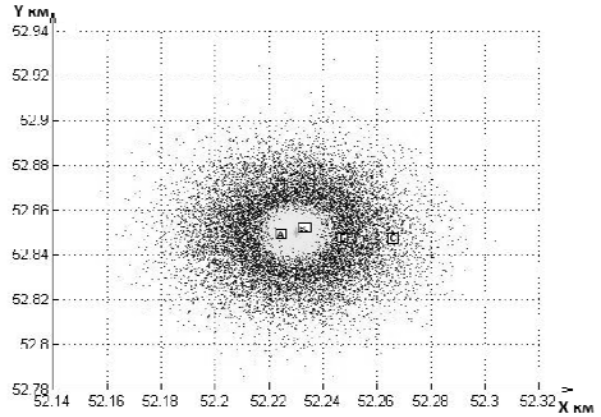


Рис. 4. Решение навигационной задачи. А - дальномерным; Б - квазидальномерным; С - разностно-дальномерным методом

Анализируя полученные математические ожидания трех методов дальномерного и разностно-дальномерного квазидальномерного, можно сделать вывод, что точность определения у дальномерного метода выше (см. табл. 2), чем у разностно-дальномерного и квазидальномерного. Среднеквадратичное отклонение у дальномерного метода меньше, чем у разностно-дальномерного и квазидальномерного метода, которое приводит к разбросу значений. Разброс значений можно увидеть из рис. 4, самый большой разброс значений у разностно-дальномерного, самый малый у дальномерного. По критериям, затронутым в данном исследовании, дальномерная функция определения координаты потребителя X, точнее, чем разностно-дальномерная и квазидальномерная функция.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ СРАВНЕНИЕ КОМБИНИРОВАННЫХ ЗОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Д. А. Савочкин

Севастопольский национальный технический университет
99053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33
E-mail: sllord@mail.ru

Проведено экспериментальное исследование различных комбинированных зонных алгоритмов пространственной локализации для систем радиочастотной идентификации. Определены алгоритмы, обеспечивающие наибольшую точность локализации при объединении нескольких базовых классификаторов и измерительной информации различных видов.

Введение

Во многих сферах человеческой деятельности имеется потребность в бесконтактном определении местоположения объектов внутри закрытых пространств. Особенно актуальна такая задача при поиске товаров на складах, работников на предприятиях, пациентов в больницах и т.д. Для решения этой задачи могут применяться системы на базе технологии радиочастотной идентификации (RFID). Реализация RFID-систем предполагает установку специальных RFID-меток на объектах локализации, местоположение которых определяется с помощью антенн системы. Вычисление оценок местоположения меток выполняется алгоритмом локализации путем обработки измерительной информации (ИИ), получаемой от меток.

В ряде приложений используются зонные алгоритмы, позволяющие выполнять локализацию объектов с точностью до некоторой зоны в области локализации. Такие алгоритмы могут быть реализованы на базе вероятностных классификаторов, формирующих вероятности нахождения искомой RFID-метки в каждой из зон локализации. Для повышения точности локализации используют комбинированные алгоритмы (мета-классификаторы), объединяющие результаты нескольких базовых классификаторов. Целью настоящей работы ставится экспериментальное сравнение различных алгоритмов мета-классификаторов.

Основная часть

Практически все известные зонные алгоритмы локализации на базе вероятностных классификаторов требуют проведения этапа обучения. Такие алгоритмы обучаются на основе анализа тренировочной измерительной информации, собранной от RFID-меток, расположенных на известных позициях (то есть, заранее отнесенных к определенному классу – зоне локализации). После этого при подаче на вход обученного алгоритма произвольного вектора ИИ размерности M (M – число антенн RFID-системы) алгоритм вычисляет вектор вероятностей нахождения метки в каждой зоне локализации. В настоящей работе в качестве базовых классификаторов используются алгоритмы машины опорных векторов (SVM) [1], многослойного перцептрона (MLP) [1] и наивного байесовского классификатора (NBC) [1]. Классификаторами используется измерительная информация двух видов: уровни мощности сигналов от меток (received signal strength, RSS); отношения числа ответов меток к числу посланных им запросов (read rate, RR). Для увеличения объема полезной ИИ выполняется излучение запросных сигналов на различных мощностях.

В литературе известно два основных типа мета-классификаторов: необучаемые и обучаемые [2]. Необучаемые мета-классификаторы формируют результирующую вероятность нахождения RFID-метки в некоторой зоне локализации как результат применения некоторой простой функции (например, суммы) над вероятностями, полученными всеми базовыми классификаторами для соответствующей зоны. Обучаемые мета-классификаторы требуют проведения дополнительного второго этапа обучения (на новых данных, полученных от других меток), что позволяет учесть характеристики базовых классификаторов (например, точность) или сформировать дополнительный уровень поиска более глубоких закономерностей в данных.

На рис. 1 представлена схема обучения и функционирования комбинированного зонного обучаемого алгоритма пространственной локализации при использовании вышеперечисленных базовых классификаторов и видов ИИ для случая излучения запросных сигналов в диапазоне от J_1 до J_2. На схеме малыми прямоугольниками обозначены базовые классификаторы; линиями, входящими в прямоугольники сверху – ИИ для обучения; линиями, входящими в прямоугольники слева – входная ИИ; линиями, входящими в прямоугольники справа – результирующие вероятности. Также используются символы следующего вида: $\mathbf{RSS}_{j,1}$, $\mathbf{RSS}_{j,2}$, $\mathbf{RR}_{j,1}$, $\mathbf{RR}_{j,2}$ – матрицы ИИ видов RSS и RR, сформированные путем анализа сигналов, полученных при использовании j-го уровня мощности запросных сигналов от тренировочных RFID-меток на первом и втором этапах обучения, соответственно (число векторов в матрицах соответствует числу тренировочных меток); $\mathrm{RSS}_{j,3}$, $\mathrm{RR}_{j,3}$ – векторы ИИ видов RSS и RR, полученные от локализуемой RFID-метки при использовании j-го уровня мощности запросных сигналов, соответственно; $\boldsymbol{P}_{n,\mathbf{RSS}_{j,2}}$, $\boldsymbol{P}_{n,\mathbf{RR}_{j,2}}$ – матрицы вероятностей нахождения меток в зонах локализации, сформированные n-м базовым классификатором при обработке матриц ИИ $\mathbf{RSS}_{j,2}$ и $\mathbf{RR}_{j,2}$, соответственно; $P_{n,\mathrm{RSS}_{j,3}}$, $P_{n,\mathrm{RR}_{j,3}}$ – векторы вероятностей нахождения локализуемой метки в зонах локализации, сформированные n-м базовым классификатором при обработке векторов ИИ $\mathrm{RSS}_{j,3}$ и $\mathrm{RR}_{j,3}$, соответственно; P – результирующий вектор вероятностей нахождения локализуемой метки в зонах локализации. Отметим, что схема необучаемого алгоритма может быть построена путем исключения связей соответствующих второму этапу обучения.

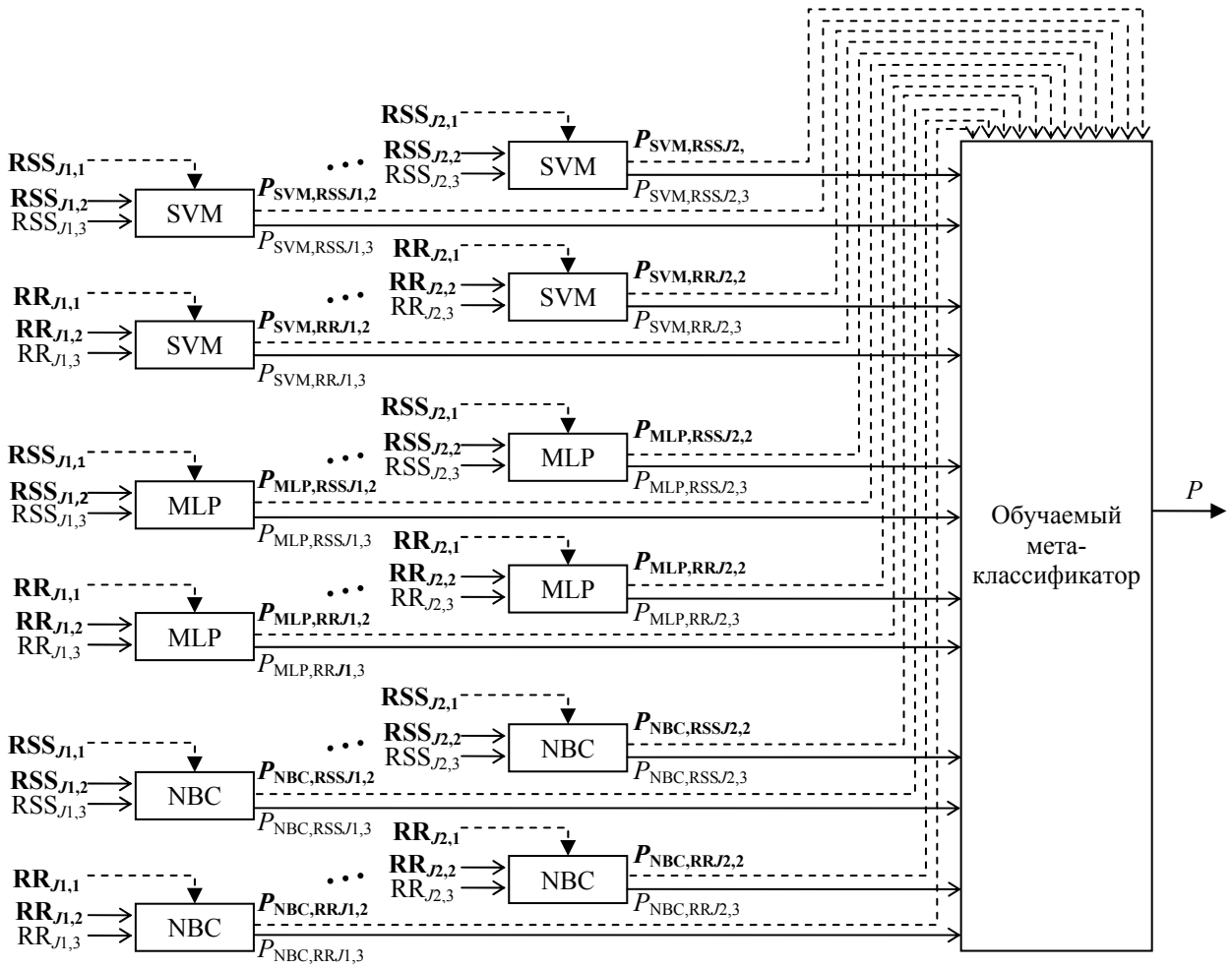


Рис. 1. Схема обучения и функционирования комбинированного зонного обучаемого алгоритма локализации

Для дальнейшего описания обозначим в виде $p_{z,i,j,n}$ вероятность нахождения некоторой RFID-метки в z-й зоне, вычисленную n-м базовым классификатором путем обработки ИИ i-го вида, полученной при излучении запросных сигналов j-й мощности. Перед комбинированием вероятностей будем проводить их предварительное ремасштабирование. Данная операция проводится для того, чтобы выдаваемые различными классификаторами значения были приблизительно одного порядка. В настоящей работе используется сигмоидная функция ремасштабирования [3]:

$$f(p_{z,i,j,n}) = \frac{1}{1+\exp(-a \cdot p_{z,i,j,n} + b)},$$

где a, b – коэффициенты сигмоиды, подобранные эмпирически в виде $a = 5$, $b = 2$ (рис. 2).

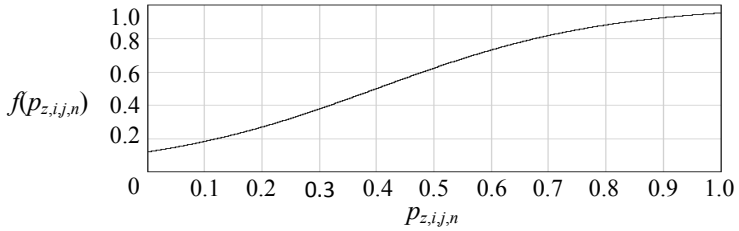


Рис. 2. Сигмоидная функция ремасштабирования вероятностей

Рассмотрим исследуемые в работе мета-классификаторы [2]. Для каждого из них приведем формулу вычисления результирующей вероятности r_z нахождения локализуемой RFID-метки в некоторой z-й зоне локализации.

1) Необучаемый алгоритм суммирования (sum):

$$r_z = \sum_{i \in I} \sum_{j \in J} \sum_{n \in N} f(p_{z,i,j,n}),$$

где I – множество используемых видов ИИ; J – множество мощностей, на которых выполнялось излучение запросных сигналов; N – множество базовых классификаторов.

2) Необучаемый алгоритм перемножения (product):

$$r_z = \prod_{i \in I} \prod_{j \in J} \prod_{n \in N} f(p_{z,i,j,n}).$$

3) Обучаемый алгоритм взвешенного суммирования первого типа (weighted1):

$$r_z = \sum_{i \in I} \sum_{j \in J} \sum_{n \in N} w_n f(p_{z,i,j,n}),$$

где w_n – весовой коэффициент точности n-го базового классификатора, вычисленный в ходе второго этапа обучения в виде отношения правильно классифицированных n-м классификатором RFID-меток к их общему числу.

4) Обучаемый алгоритм взвешенного суммирования второго типа (weighted2):

$$r_z = \sum_{i \in I} \sum_{j \in J} \sum_{n \in N} w_{n,z} f(p_{z,i,j,n}),$$

где $w_{n,z}$ – весовой коэффициент точности n-го базового классификатора, обеспечиваемой при локализации только тех RFID-меток, которые расположены в z-й зоне локализации.

5) Обучаемый алгоритм ближайшего среднего (nearest mean):

$$r_z = s(p_z, t_z),$$

где $s(p_z, t_z)$ – функция подобия матриц p_z и t_z (может вычисляться путем поэлементного сравнения с использованием, например, Евклидовой метрики); p_z – трехмерная матрица, состоящая из элементов $p_{z,i,j,n}$; t_z – трехмерная матрица вероятностей, характерных для z-й зоны локализации и вычисленных в ходе второго этапа обучения.

Элементы матрицы t_z определяются согласно выражению

$$t_{z,i,j,n} = \frac{1}{\text{count}(K_z)} \sum_{k \in K_z} g_{k,z,i,j,n},$$

где K_z – множество номеров тренировочных RFID-меток, расположенных в z-й зоне локализации в ходе второго этапа обучения; count(K_z) – число элементов множества K_z; $g_{k,z,i,j,n}$ – вероятность нахождения k-й RFID-метки в z-й зоне локализации, вычисленная n-м базовым классификатором в ходе второго этапа обучения путем обработки ИИ i-го вида, полученной при излучении запросных сигналов j-й мощности.

Экспериментальное сравнение мета-классификаторов проводилось на основе изготовленной в нашем университете RFID-системы. Система состояла из ридера, 16 патч-антенн линейной поляризации, предназначенных к работе в полосе частот 902...928 МГц, набора из 144 пассивных RFID-меток, а также компьютера. Сбор ИИ от меток проводился в закрытом помещении с размером области локализации 5 м × 5 м. Антенны системы размещались под потолком помещения на высоте 2,6 м, а метки размещались на пенопластовых пластинах внизу (рис. 3). В качестве подставок для пластин использовались ящики, устанавливаемые на различных высотах: 0,4 м; 0,7 м; 1,0 м; 1,2 м. При классификации область локализации делилась на 16 зон, в каждой из которых находилось по 9 меток (рис. 4).

Рис. 3. Фотография RFID-системы

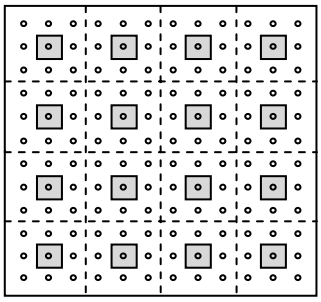


Рис. 4. Расположение антенн (квадраты), RFID-меток (окружности) и зон локализации (ограничены штриховыми линиями)

В ходе эксперимента для каждой RFID-метки проводилась ее поочередная локализация с использованием каждого из пяти вышеперечисленных мета-классификаторов. При этом имеющаяся ИИ делилась на три равные части (выборки): для обучения базовых классификаторов; для обучения мета-классификатора; для вычисления результирующих вероятностей. Каждая выборка формировалась из ИИ, полученной от меток на определенной высоте, и, соответственно, состояла из 144 элементов.

Далее, для каждого варианта мета-классификатора вычислялась величина обеспечиваемой им точности локализации в виде отношения правильно классифицированных меток к их общему числу. Полученные значения представлены на рис. 5 (без и с использованием функции ремасштабирования). Графики на рисунках построены для 11 различных вариантов диапазона уровней мощности запросных сигналов: 20 дБм, 20...21 дБм, ..., 20...30 дБм (с внутренним шагом в 1 дБм). Также на графиках для сравнения штриховой линией отмечена точность локализации, достигаемая наилучшим вариантом одиночного базового классификатора (алгоритм NBC с RSS ИИ и уровнем мощности 21 дБм).

Проанализируем результаты, представленные на графиках. Вначале отметим, что практически для всех вариантов мета-классификаторов наблюдается достаточно монотонный рост обеспечиваемой ими точности локализации при увеличении объема ИИ. Исключением является мета-классификатор product в случае неиспользования функции ремасштабирования. Это происходит вследствие того, что вероятности $p_{z,i,j,n}$ могут быть, в том числе и нулевыми, что при их перемножении, очевидно, ведет к обнулению результата. При этом каждый из вариантов мета-классификаторов (кроме упомянутого выше варианта мета-классификатора product без ремасштабирования) при диапазоне уровней мощности запросных сигналов от 20...23 дБм и более оказывается точнее любого одиночного базового классификатора с любым видом ИИ и уровнем мощности запросных сигналов.

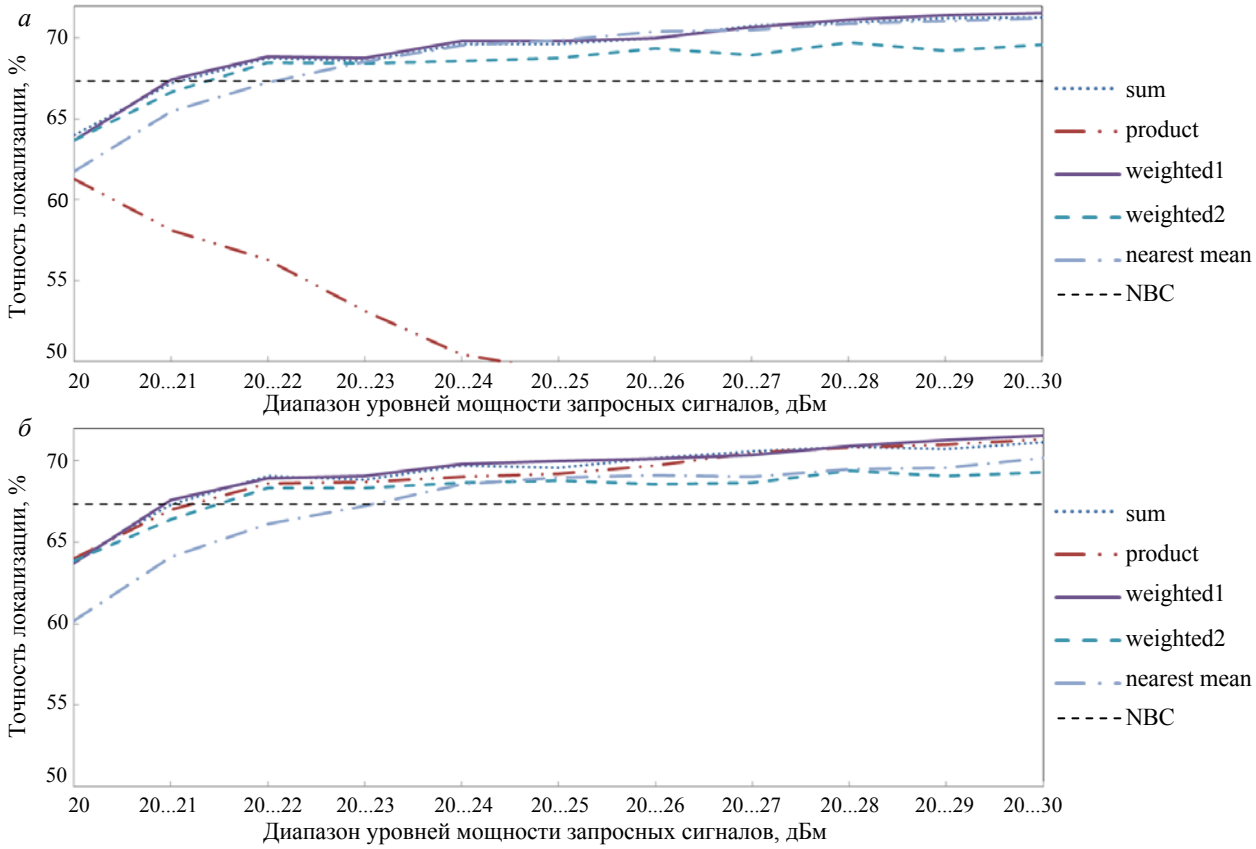


Рис. 5. Точность пространственной локализации комбинированных зонных алгоритмов:
а – без использования функции ремасштабирования; *б* – с использованием функции ремасштабирования

В заключение отметим, что наиболее точными оказались мета-классификаторы weighted1, sum, nearest mean (вариант без ремасштабирования) и weighted1, sum, product (вариант с ремасштабированием). Наибольшие значения точности получены для алгоритма weighted1, однако разница между обеспечиваемой им точностью и точностью обеспечиваемой другими наилучшими алгоритмами является недостаточно значимой статистически. Такое незначительное улучшение может быть объяснено тем, что в качестве базовых классификаторов использовались алгоритмы одного порядка точности.

Выводы

В настоящей работе проведено экспериментальное сравнение пяти комбинированных зонных алгоритмов пространственной локализации при использовании трех базовых классификаторов, двух видов измерительной информации и различных диапазонов мощности запросных сигналов. В ходе эксперимента на базе изготовленной RFID-системы определе-

но, что наибольшая точность локализации обеспечивается при использовании алгоритмов суммирования, взвешенного суммирования, перемножения (с ремасштабированием вероятностей) и ближайшего среднего (без ремасштабирования вероятностей).

Список литературы

1. Савочкин, Д.А. Метод пространственной локализации объектов на основе процедуры классификации для использования в RFID-системах / Д.А. Савочкин // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2013. – № 63. – С. 89–97.

2. Kuncheva, L.I. Combining pattern classifiers: methods and algorithms / L.I. Kuncheva. – Hoboken, 2004. – 376 p.

3. Liu, C.L. Confidence transformation for combining classifiers / C.L. Liu, H. Hao, H. Sako // Pattern analysis and applications. – 2004. – Vol. 7. – No. 1. – P. 2–17.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДАЛЬНОМЕРНОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЕТОВ

В. Н. Гейман, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: AAleshechkin@sfu-kras.ru

Предложена структура системы посадки вертолетов и алгоритм определения координат воздушного судна на базе дальномерных измерений наземной радионавигационной системы.

В настоящее время для определения координат воздушных судов вблизи аэропортов используются наземные системы посадки. Следует отметить, что данные системы имеют высокую стоимость и не позволяют выполнять измерения координат объектов.

Вместе с тем, существуют системы наземной навигации [1], которые могут быть использованы для определения координат в том числе и воздушных объектов. Это может пригодиться при решении задачи посадки на необорудованные стандартными средствами посадки взлетно-посадочные полосы. Актуальность использования таких систем возрастает применительно к управлению посадкой вертолетов при наличии снежного покрова, поскольку работающие винты поднимают снег, создают снежный вихрь и значительно ухудшают видимость посадочной площадки, что отрицательно сказывается на безопасности полетов.

Для решения задачи определения координат вертолета при выполнении терминальных процедур и посадки предлагается радионавигационная система, состоящая из 3–6 опорных станций (ОС), расположенных в геодезически привязанных точках вблизи посадочной площадки и бортовых станций (БС), находящихся на борту воздушных судов. Предлагаемая структурная схема системы посадки вертолетов имеет вид, приведенный на рис. 1, где показано расположение ОС вблизи посадочной площадки и вертолет, оснащенный БС, выполняющей измерения дальностей $R_1 \div R_6$ между ОС и БС.

Следует отметить, что наземные радионавигационные системы предназначены в первую очередь для координатного обеспечения наземных объектов, что приводит к тому, что решение навигационной задачи в существующих образцах наземных и морских РНС выполняется как правило на плоскости [1]. Для решения поставленной задачи определения места вертолета требуется определение третьей координаты – высоты полета, что диктует необходимость модернизации используемых в наземных РНС алгоритмов местоопределения. Рассмотрим задачу определения пространственных координат вертолета с использованием дальномерной РНС.

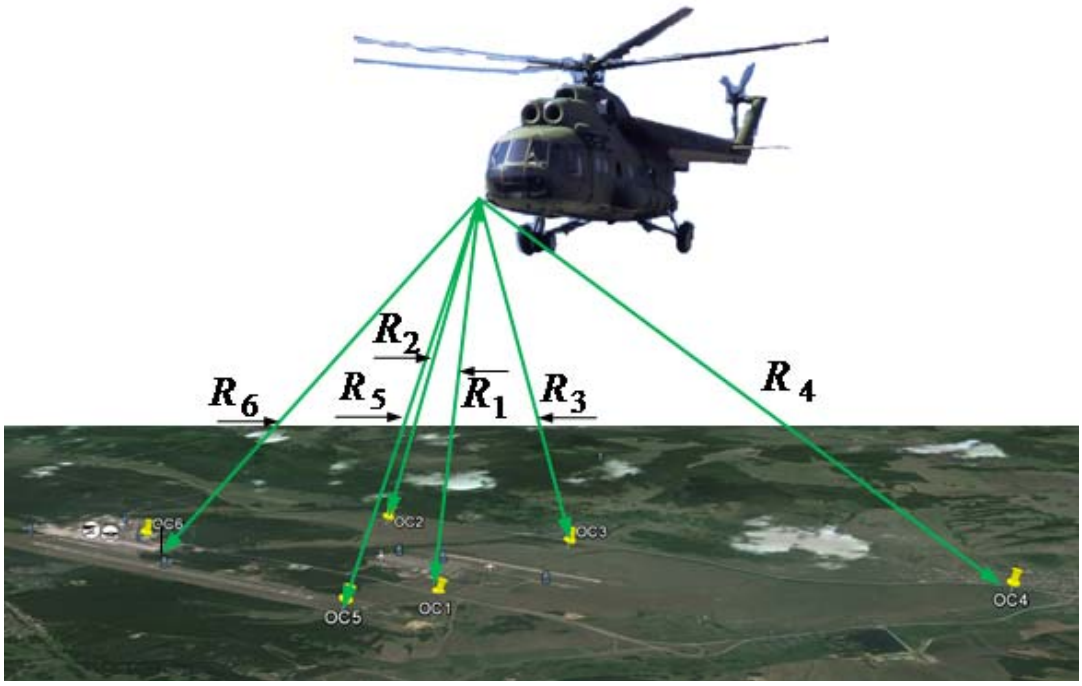


Рис. 1. Определение координат вертолета

Определение координат БС в пространстве при реализации активного дальномерного режима определения места осуществляется на основе решения системы уравнений вида:

$$\begin{cases} R_1 = \sqrt{(x_{OC1} - x)^2 + (y_{OC1} - y)^2 + (z_{OC1} - z)^2} \\ \ldots \\ R_n = \sqrt{(x_{OCn} - x)^2 + (y_{OCn} - y)^2 + (z_{OCn} - z)^2}\ , \end{cases} \quad (1)$$

где n – общее число ОС, использованных для определения координат вертолета; $R_1 \div R_n$ – измеренные значения дальностей; $x_{OC1} \div x_{OCn}$, $y_{OC1} \div y_{OCn}$, $z_{OC1} \div z_{OCn}$ – известные координаты наземных ОС; x, y, z – координаты вертолета, подлежащие определению.

Для проверки возможностей по определению пространственных координат объектов средствами наземных РНС было проведено математическое моделирование решения системы уравнений (1) при следующих исходных данных:

- используемая система координат: WGS-84, в которой большая полуось эллипсоида равна a = 6378137 м, сжатие f = 1/198.257223563;
- координаты БС: 56° с.ш., 91.995° в.д., высота от полета от 200 до 2000 м;
- координаты ОС, взятые из табл. 1.

Таблица 1

Координаты ОС в системе географических координат

Параметр	Станция		
	ОС1	ОС2	ОС3
Широта B, с.ш.°	55.995	56.005	56.000
Долгота L, в.д.°	92	92	91.995
Высота, h, м	200	200	200

Поскольку система уравнений (1) записана в прямоугольной декартовой системе координат, то для моделирования ее решения координаты БС и ОС были переведены в пря-

моугольную геоцентрическую систему координат (ГЦСК). Полученные в результате расчетов координаты станций в ГЦСК приведены в табл. 2, где координаты БС приведены для случая абсолютной высоты БС, равной 300 м.

Таблица 2

Координаты БС и ОС в прямоугольной ГЦСК

Координата	Станция			
	ОС1	ОС2	ОС3	БС
x, м	-124780,21	-124748	-125075.89	-124454.27
y, м	3573237,8	3572315.27	3572765.65	3572843.31
z, м	5264296,71	5264919.34	5264608.04	5264690.95

Полученные значения координат ОС при отсутствии погрешностей измерения дальностей дают те же значения, что и заданные. При задании погрешности измерения дальностей БС – ОС в виде нормально распределенной случайной величины с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_r = 1 м появляется погрешность определения координат БС. Значения погрешностей определения координат БС, рассчитанные методом статистического моделирования по данным 10000 независимых испытаний в каждой точке приведены в табл. 3.

В данной таблице приведены следующие значения СКО погрешностей: $\sigma_{пл}$ – СКО погрешности определения плановых координат БС; σ_h – СКО погрешности определения высоты полета ЛА; $\sigma_{сф}$ – СКО погрешности определения сферических координат БС, представляющая собой длину вектора с координатами ($\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$).

Табл. 3

Зависимость СКО погрешности определения координат от высоты БС

Параметр	Абсолютная высота БС, м								
	200	250	300	350	400	450	500	550	600
$\sigma_{пл}$, м	387.48	94.69	2.93	2.82	2.83	2.85	2.93	2.94	3.03
σ_h, м	3357.12	372.04	11.38	7.51	5.75	4.74	4.08	3.56	3.26
$\sigma_{сф}$, м	3379.41	383.9	11.75	8.02	6.41	5.53	5.02	4.62	4.45

Параметр	Абсолютная высота БС, м								
	650	700	750	800	850	900	950	1000	2000
$\sigma_{пл}$, м	3.18	3.23	3.4	3.5	3.65	3.83	3.95	4.08	7.6
σ_h, м	3.05	2.82	2.73	2.63	2.56	2.5	2.46	2.41	2.76
$\sigma_{сф}$, м	4.4	4.29	4.36	4.38	4.46	4.58	4.65	4.74	8.09

Из результатов расчетов, приведенных в табл. 1, следует, что при высоте полета объектов до 100 м над землей наблюдается резкое возрастание погрешности определения координат БС, что объясняется тем, что координаты всех станций становятся близкими к одной плоскости, т.е. система уравнений для определения координат БС становится плохо обусловленной, что вызывает рост влияния погрешностей измерений дальностей на результирующую оценку координат. Кроме того, при увеличении высоты полета также наблюдается возрастание погрешностей, что также связано с ухудшением геометрического фактора системы (разные ОС наблюдаются с места расположения БС под малыми углами).

Полученные результаты моделирования показывают, что дальномерные наземные радионавигационные системы могут быть использованы для решения задачи определения координат объектов в пространстве. Тем не менее, с целью обеспечения высокой точности определения координат вертолетов и других воздушных объектов при посадке или работе на низких высотах полета требуется использование дополнительных датчиков навигаци-

онной информации, например бортовых высотомеров. Возможно, целесообразным также будет комплексирование аппаратуры наземной дальномерной РНС с аппаратурой потребителей спутниковых радионавигационных систем.

Список литературы

1. Пат. 2457629 Российская Федерация, МПК H04L 29/02 (2006.01) G01S 3/46 (2006.01). Фазовая радионавигационная система / А.М. Алешечкин ; заявитель и патентообладатель Сибирский фед. ун-т. № 2011128914/08 ; заявл. 12.07.2011; опубл. 27.07.2012, Бюл. № 21. – 24 с.

2. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А.М. Алешечкин, П.Н. Иванов, В.И. Кокорин, А.И. Яновский // Науч.-техн. журн. «Гироскопия и навигация». – 2004. – № 2(45). – С. 5–12.

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АЛГОРИТМА ПОИСКА ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: vadimgar@mail.ru

Проведен анализ помехоустойчивости алгоритма поиска по времени запаздывания периодического шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией в условиях воздействия флуктуационной и сосредоточенной помех. Показано, что рассмотренный алгоритм обеспечивает кодовую синхронизацию корреляционного приёмника в условиях, когда сосредоточенная помеха превышает полезный сигнал на 40 дБ.

В современных системах радионавигации и радиосвязи все большее применение находят шумоподобные сигналы (ШПС) с минимальной частотной модуляцией (МЧМ), превосходящие традиционные ШПС с фазовой модуляцией по спектральной эффективности и другим показателям [1].

К числу основных проблем при приеме шумоподобных сигналов относится осуществление поиска сигнала по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой кодовой синхронизации. Наиболее остро проблема поиска стоит в отсутствие априорной информации о времени запаздывания. В этом случае априорная неопределенность по времени запаздывания ШПС определяется периодом его повторения при условии, что неоднозначность, кратная периоду ШПС, может быть устранена другими мерами (например, цикловой синхронизацией).

Цель настоящей статьи – анализ помехоустойчивости оптимального при флуктуационной помехе алгоритма поиска по времени запаздывания шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией в условиях воздействия сосредоточенной по спектру помехи.

Полагаем, что принятая реализация представляет собой аддитивную смесь сигнала, сосредоточенной по спектру помехи и гауссовского шума с равномерной в полосе ШПС спектральной плотностью мощности $N_0 / 2$:

$$y(t) = s(t-\tau_c) + v(t) + n(t), \tag{1}$$

$$s(t-\tau_c) = \mathrm{Re}\left\{\dot{S}(t-\tau_c)\exp(j\varphi_c)\exp\left[j2\pi(f_0+F_{дс})t\right]\right\}, \tag{2}$$

$$\dot{S}(t-\tau_c) = \sqrt{2P_c}\exp\left[j\Theta(t-\tau_c)\right], \tag{3}$$

$$v(t) = \mathrm{Re}\left\{\sqrt{2P_{сп}}V(t)\exp[j(2\pi(f_0+F_{сп})t-\varphi_{сп})]\right\}, \tag{4}$$

где $s(t-\tau_c)$ и $\dot{S}(t-\tau_c)$ – соответственно полезный сигнал (ШПС-МЧМ) и его комплексная огибающая, описываемые выражениями (2), (3); $v(t)$ – сосредоточенная помеха; P_c, τ_c, φ_c, $F_{дс}$ – параметры полезного сигнала: мощность, время запаздывания, начальная фаза, доплеровский сдвиг несущей частоты; $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон широкополосной угловой модуляции; $P_{сп}, V(t), F_{сп}, \varphi_{сп}$ – параметры помехи: мощность, нормированная огибающая, частотный сдвиг относительно значения f_0 и начальная фаза.

Поскольку наиболее «опасной» среди сосредоточенных помех является синусоидальная помеха (СП), далее полагаем $V(t) = \text{const}(t) = 1$.

Структура оптимального по критерию максимального правдоподобия алгоритма поиска применительно к задаче приёма ШПС-МЧМ на фоне аддитивного гауссовского белого шума приведена в работе [2].

Оптимальный корреляционный приёмник осуществляет параллельный (одновременный) поиск сигнала по времени запаздывания. Каждый из каналов приемника представляет пару корреляторов, вычисляющих корреляции принятой реализации с опорными сигналами, являющимися квадратурными копиями ШПС-МЧМ с фиксированным значением задержки $\tau_k = k\Delta\tau$, $k = \overline{0, M-1}$. При этом дискрет поиска выбирается из условия $\Delta\tau \le T$, где $M \ge N$ – число каналов, N – длина кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП), определяющая период $T_п = NT$ повторения ШПС, T – длительность элемента ПСП.

Решающий блок выдает в качестве оценки $\hat{\tau}_c$ то значение времени запаздывания, которое соответствует каналу с максимальным значением выходной величины (модуля взаимной корреляционной функции принятой реализации, наблюдаемой на интервале $nT_п$, с опорными сигналами).

Оценим помехоустойчивость устройства поиска, реализующего оптимальный алгоритм поиска ШПС-МЧМ, применительно к модели наблюдений (1) – (4) в отсутствие доплеровского сдвига частоты полезного сигнала.

Полагая, что число каналов равно длине N кодовой псевдослучайной последовательности (шаг поиска равен T), для квадратурных составляющих корреляции в k-м канале запишем

$$\left.\begin{aligned} z_{1k} &= \int_0^{nT_п} y(t)s_1(t-\tilde{\tau}_k)dt, \quad k = \overline{0,\ N-1}, \\ z_{2k} &= \int_0^{nT_п} y(t)s_2(t-\tilde{\tau}_k)dt, \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

$$\left.\begin{aligned} s_1(t-\tilde{\tau}_k) &= \text{Re}\left\{\sqrt{2P_c}\exp\left[j\Theta(t-\tilde{\tau}_k)\right]\exp\left(j2\pi f_0 t\right)\right\} = \sqrt{2P_c}\cos\left[2\pi f_0 t + \Theta(t-\tilde{\tau}_k)\right], \\ s_2(t-\tilde{\tau}_k) &= \text{Im}\left\{\sqrt{2P_c}\exp\left[j\Theta(t-\tilde{\tau}_k)\right]\exp\left(j2\pi f_0 t\right)\right\} = \sqrt{2P_c}\sin\left[2\pi f_0 t + \Theta(t-\tilde{\tau}_k)\right], \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

где $s_1\left(t-\tilde{\tau}_k\right)$ и $s_2\left(t-\tilde{\tau}_k\right)$ – опорные квадратурные ШПС в k-м канале устройства поиска; $\tilde{\tau}_k = \tau_0 + kT : k = \overline{0, N-1}$ – задержка опорных сигналов (относительно местной шкалы времени).

Используя (5), (6), для средних значений корреляций запишем

$$\overline{z_{1k}} = nE\left[R_k\cos\varphi_k + \gamma^2 B_k \text{sinc}(n\Delta)\cos\tilde{\varphi}_{kn}\right], \quad k = \overline{0, N-1} \tag{7}$$

$$\overline{z_{2k}} = nE\left[R_k\sin\varphi_k + \gamma^2 B_k \text{sinc}(n\Delta)\sin\tilde{\varphi}_{kn}\right]. \tag{8}$$

Здесь E – энергия сигнала на периоде $T_{\text{п}}$; $\{R_k = R(\tau_k)\}$ – значения модуля нормированной периодической автокорреляционной функции (ПАКФ) сигнала; $\tau_k = \tau_{\text{с}} - \tilde{\tau}_k = \tau - kT$, $\tau = \tau_{\text{с}} - \tau_0$ – ошибка кодовой синхронизации (полагаем, что канал k = 0 является «синхронным»); $\varphi_k = \psi_k + \varphi_{\text{с}}$, $\{\psi_k\}$ – значения аргумента $\psi(\tau)$ ПАКФ; $\{B_k = B(\tilde{\tau}_k, F_{\text{сп}})\}$ – значения модуля нормированной двумерной периодической взаимной корреляционной функции (ПВКФ) $B(\tau, F)$ комплексных огибающих опорного ШПС-МЧМ (6) и синусоидальной помехи при частотном сдвиге $F = F_{\text{сп}}$; $\tilde{\varphi}_k = \tilde{\psi}_k + \varphi_{\text{сп}}$, $\Delta_{\text{п}} = 2\pi T_{\text{п}} F_{\text{сп}} - \pi/2$; $\{\tilde{\psi}_k\}$ – значения аргумента $\tilde{\psi}(\tau)$ ПВКФ; $\gamma = \sqrt{P_{\text{сп}}/P_{\text{с}}}$ – отношение «СП/сигнал» на входе коррелятора; $\operatorname{sinc}(x) = \sin(x)/x$; $\Delta = \Delta_{\text{п}}/2$, $\tilde{\varphi}_{kn} = \tilde{\varphi}_k + \Delta + (n-1)\Delta$, $k = \overline{0, N-1}$.

Используя (7), (8), находим параметр распределения Рэлея-Райса для случайной величины $Z_k = \sqrt{z_{1k}^2 + z_{2k}^2}$:

$$h_k = \frac{\sqrt{\left(\overline{z_{1k}}\right)^2 + \left(\overline{z_{2k}}\right)^2}}{\sigma} = \sqrt{n} q \left\{ R_k^2 + \left(\upsilon \gamma B_k\right)^2 + 2\upsilon R_k \gamma B_k \cos(\varphi_k - \tilde{\varphi}_{kn}) \right\}^{1/2}, \qquad (9)$$

где $q = \sqrt{2E/N_0}$ – отношение «сигнал/шум» на периоде ШПС; $\sigma^2 = nEN_0/2$ – дисперсия каждой из составляющих z_{1k} и z_{2k}; $\upsilon = \operatorname{sinc}(n\Delta)$.

Заметим, что при k = 0 («синхронный» канал) множитель в фигурных скобках в (9) определяет проигрыш в помехоустойчивости, обусловленный временной расстройкой опорного сигнала относительно принимаемого сигнала $(\tau \neq 0)$, а также воздействием синусоидальной помехи $(\gamma > 0)$. В частном случае: $\tau = 0$ $(R_0 = 1)$, и $F_{\text{сп}} = m/T_{\text{п}}$, m – целое, формула (9) упрощается:

$$\begin{aligned} h_0 &= \sqrt{n} q \left[1 + \left(\upsilon \gamma B_0\right)^2 + 2\upsilon\gamma B_0 \cos\Psi \right]^{1/2}, \\ h &\cong \sqrt{n} q \upsilon \gamma B_{\text{э}}, \quad k = \overline{1, N-1}, \end{aligned} \qquad (10)$$

где B_0 – значение модуля ПВКФ для синхронного канала (k = 0); $B_{\text{э}} = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} B_k^2 \right)^{1/2}$ – эффективное значение ПВКФ; $\Psi = \varphi_0 - \tilde{\varphi}_{0n}$ – разность «фаз» сигнальной и помеховой составляющих корреляций в синхронном канале. При записи (10) учтено, что значения боковых лепестков нормированной ПАКФ $\left\{R_k = (1/N) \to 0 : \; k = \overline{1, N-1}\right\}$ (при $N >> 1$ отличием значений $R_1 = R_{N-1} = 1/\pi$ от значений R_k, соответствующих боковым лепесткам ПАКФ, можно пренебречь). Частотная расстройка $F_{\text{сп}}$, кратная частоте повторения, соответствует синхронной помехе.

Вероятность аномальной ошибки $P_{\text{ош}}$ (превышающей по абсолютной величине половину шага поиска) может быть определена по формуле [1]

$$P_{\text{ош}} = 1 - P_{\text{пр}} = \int_0^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + h_0^2}{2} \right) I_0\left(h_0 x\right) Q^{M-1}\left(x, h\right) dx, \qquad (11)$$

где $Q(x, v)$ – Q-функция Маркума [3] (интегральное распределение Рэлея-Райса); значения $h_0 = h_0(\Psi)$ и h определяются выражениями (10). Среднюю вероятность ошибки находим

усреднением условной вероятности (11) по случайной величине Ψ, которую полагаем равномерно распределенной на интервале [0, 2π].

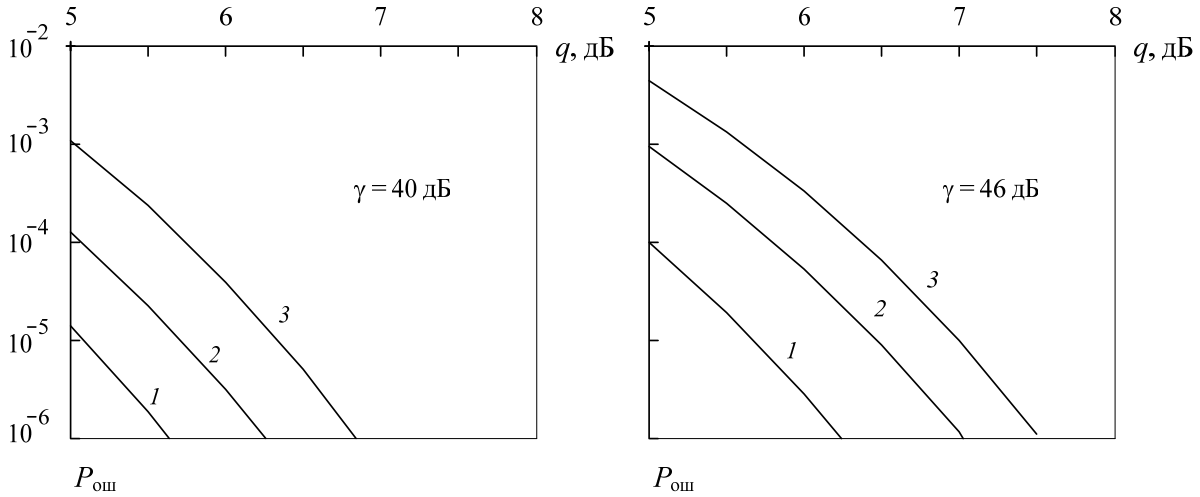


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от отношения «сигнал/шум»

На рис. 1 представлены графики зависимостей $P_{ош}(q)$ при $\tau = 0$, $\tau \in [-T/2, T/2]$ (равномерно распределенная на указанном интервале) и $|\tau| = T/2$ (кривые *1*, *2* и *3* соответственно) и $n = 25$, рассчитанных с использованием формул (10), (11). Представленные зависимости соответствуют параметрам сигнала и СП: $N = 2^{14} - 1$, $T_{п} = 40$ мс, частотная расстройка помехи $F_{сп} = 0$ (наиболее «опасная» синхронная СП со значением $B_0 \cong 0.012$), эффективное значение $B_{э} \simeq 0.01$, $\gamma = 40$ дБ и $\gamma = 46$ дБ.

Как видно из рис. 1, уровень СП $\gamma_{max} \cong 46$ дБ может полагаться максимально допустимым для указанных условий: средняя вероятность ошибки при пороговом значении отношения «сигнал/шум» $q_{min} = 5$ дБ и $\tau \in [-T/2, T/2]$ (кривая 2) составляет приблизительно 10^{-3} (по сравнению со значением $P_{ош} \cong 5 \cdot 10^{-5}$ в отсутствие СП).

Проведенный анализ свидетельствует о том, что запас помехоустойчивости к сосредоточенной помехе при использовании оптимального при флуктуационной помехе алгоритма поиска по времени запаздывания периодического шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией составляет приблизительно 10lg$N$ дБ. В частности при N = 16383 запас помехоустойчивости составляет около 46 дБ. В этих условиях рассмотренный алгоритм обеспечивает кодовую синхронизацию корреляционного приёмника с вероятностью ошибки не более 10^{-3} при пороговом значении отношения «сигнал/шум» $q_{min} = 5$ дБ.

Список литературы

1. Бондаренко, В.Н. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами / В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин. – Новосибирск: Наука, 2011. – 263 с.

2. Бондаренко, В.Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 2. – С. 238–244.

3. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.

ОРГАНИЗАЦИЯ РЕГИОНАЛЬНЫХ ВСТАВОК В ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПРОГРАММЫ ПЕРВОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСА

Т. Р. Хафизов, А. Н. Иванов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского,28
E-mail: timurhafizov1992@yahoo.com

Предложен алгоритм замещения блоков (splicing) транспортного потока Федерального Мультиплекса на блоки с региональным медиаконтентом, содержащим новости и рекламу местных телекомпаний, выполняющаяся в реальном времени одновременно для нескольких программ. Описан опыт применения данного алгоритма в Центре Кодирования и Мультиплексирования (ЦКиМ) филиала РТРС «Красноярский КРТПЦ».

Организация вещания цифрового телевидения в регионах РФ

Несколько лет назад рынок региональной телевизионный рекламы не был интересен рекламодателю. Однако в последние годы ситуация изменилась – рекламный потенциал регионов (в том числе региональных рекламных вставок в эфир федеральных каналов) стал активно развиваться, так как на развитие бизнеса в регионах направлены усилия многих коммерческих и государственных компаний.

К сожалению, используемые сейчас технологии по вставке региональных рекламных блоков далеки от совершенства – реализация вставки ручная, в лучшем случае для включения регионального блока используется система анализа наличия логотипа телеканала. По разным причинам эти технологии не удовлетворяют современным требованиям и не устраивают тех рекламодателей, которые хотят приобрести инструмент контроля за выходом в эфир своих рекламных материалов и возможность получения отчетов от региональных операторов. В этих условиях требуются новые технологические процессы, методы и системы, которые позволят производить точную вставку регионального медиаконтента в Федеральный мультиплекс.

Согласно федеральной целевой программе «Развитие телерадиовещания на 2009–2015 годы», утвержденной распоряжением Правительства РФ 21.09.2009 № 1349-р, региональные сети цифрового вещания должны обеспечивать распространение местных каналов, модификацию обязательных телерадиоканалов в соответствии с потребностями регионов.

Для реализации этих целей в каждом регионе на базе радиотелевизионных передающих центров ФГУП «РТРС» планируется создание Центров Формирования Мультиплексов, включающих в себя приемное оборудование Федерального Мультиплекса, оборудование кодирования (декодирования), мультиплексирования каналов, а также линии связи. Данные ЦФМ должны обеспечивать прием обязательных телерадиоканалов со спутников, их обработку, вставку местных врезок, формирование и последующую доставку обязательных телерадиоканалов с учетом местных информационных врезок на цифровые эфирные передатчики региона по спутниковым или наземным линиям связи.

Описание метода «сплайсинга»

Эффективным методом модификации регионального мультиплекса является «сплайсинг» – вставка видеоблоков без декодирования. Федеральный центр формирования пакета программ формирует цифровые потоки, поступающие по различным каналам, и объединяет их в единый транспортный поток MPEG-4.

Для обеспечения автоматической вставки рекламы в регионах, на передающей стороне в системе компрессии необходимо в передаваемый транспортный поток вставить метки «начала», «конца» рекламных блоков. Для формирования этих меток в студии необходимо установить оборудование конвертирования контрольных сигналов «начала» и «конца» региональной рекламы от системы автоматизации эфира в сигналы SCTE104 [3]. MPEG кодеры с опцией SCTE 35 DPI Management [2] обеспечивают компрессию ТВ сигнала и позволяют преобразовать сигналы SCTE 104 в SCTE 35. Таким образом идентифи-

цируется: 1. каждая программа; 2. каждое событие врезки; 3. определяется точное время начала и конца врезки; 4. каждый оператор, для которого нужно выполнять врезку; 5. обеспечивается конфиденциальность и безопасность от несанкционированного использования. Полученный транспортный поток скремблируется (перемешивание данных транспортного потока для предотвращения несанкционированного декодирования) и инкапсулируется в транспортный поток T2-MI. DVB-S2 модулятор преобразует поток T2-MI в DVB-S2 сигнал, для подачи на передающую антенну.

В региональных Центрах Кодирования и Мультиплексирования (рис. 1) спутниковые ресиверы принимают DVB-S2 сигнал и подают его на устройства деинкапсуляции и дескремблирования. Полученный транспортный поток по интерфейсу ASI подается на вход сплайсера. Второй вход сплайсера подключен к локальному видеосерверу, содержащему пакеты рекламных данных в виде файлов. Сплайсер, управляется сигналом SCTE-35, который содержит ID фрейма начала врезки и продолжительность врезки. При получении сигнала SCTE-35 сплайсер начинает обмен информацией с Ad-сервером по протоколу SCTE-30 [1]. Данный протокол синхронизирует время начала вещания Ad-сервера местного ролика и момент переключения сплайсером с программы, вещаемой со спутника на местный ролик, а также момент возврата к вещанию программы со спутника.

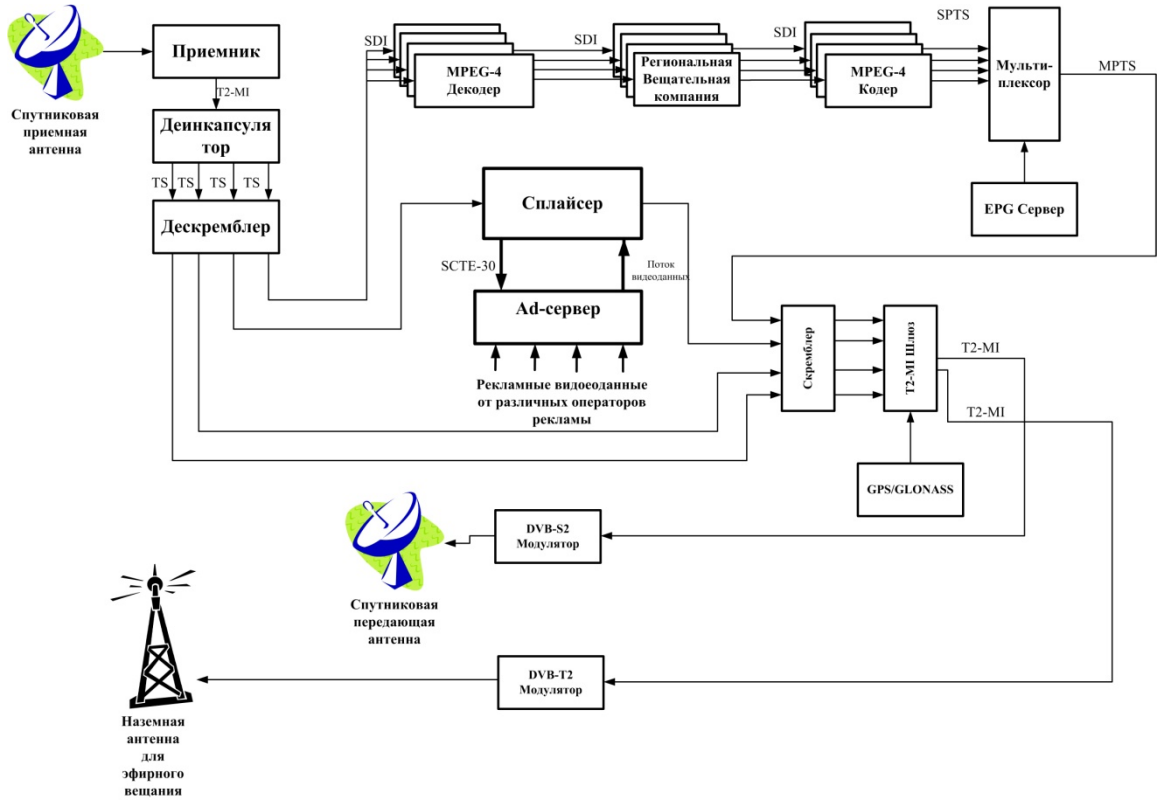


Рис. 1. Структурная схема регионального Центра кодирования и мультиплексирования

Выходной цифровой сигнал сплайсера содержит данные с врезками, а так же программы, в которых врезка не производилась. Сигнал подается в телевизионную станцию регионального оператора связи. Далее этот сигнал может быть доставлен абонентам как в цифровом виде (DVB-C/T/T2/, IPTV), так и в аналоговом. В последнем случае потребуется применение декодеров сигнала из цифрового формата в аналоговый и модуляция ВЧ сигнала (для приема обычным телевизором).

В «Красноярском КРТПЦ» для реализации «сплайсинга» используется следующее оборудование: Ad-сервер Harmonic StreamLiner STL-3100S и процессор ProStream 9100, который выполняет функцию сплайсера.

Рис. 2. Оборудование Центра кодирования и Мультиплексирования «Красноярского КРТПЦ»

Описанный алгоритм позволяет производить вставки регионального медиаконтента в Федеральный транспортный поток без декодирования. Весь процесс замещения видеосюжетов непрерывно контролируется системой контроля трансляции ТВ и РВ программ.

Список литературы

1. Society of Cable Telecommunications Engineers Inc., / ANSI/SCTE 30, Digital Program Insertion Splicing API. – Экстон, США, 2009. – 53 с.

2. Society of Cable Telecommunications Engineers Inc., / ANSI/SCTE 30, Digital Program Insertion Splicing API. – Экстон, США, 2009. – 53 с.

3. Society of Cable Telecommunications Engineers Inc., / ANSI/SCTE 104, Automation System to Compression System Communications Applications Program Interface (API). – Экстон, США, 2012. – 133 с.

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КОМПЕНСАЦИИ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ СИГНАЛА СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПЛАТФОРМЕ ПЛИС

А. С. Андреев, А. В. Леонова

ОАО «КБ «Искра»
660028, г. Красноярск, ул. Телевизорная, 1
E-mail: mail.4o@yandex.ru, ann3leo@gmail.com

Данная статья затрагивает вопросы компенсации постоянной составляющей в сигнале систем связи после их оцифровки. Предлагаемые методы возможно реализовать как с использованием платформы ПЛИС, так и для разработки заказной СБИС. Приведены результаты исследования существующих методов решения заявленной проблемы. Для каждого выбранного метода дается оценка занимаемой площади кристалла, а также оценка его эффективности в устранении постоянной составляющей на записанном сигнале с использованием симулятора и в реальном времени в составе системы связи.

Вследствие недостатков технологии производства реальные характеристики радиодеталей зачастую отличаются от номинальных. В условиях массового производства радиотехнического оборудования недостаточные допуски приводят к неоднородности выпускаемой продукции. В приемном тракте спутникового канала это может привести к смещению среднего уровня усилителя и как следствие появлению постоянной составляющей в сигнале после прохождения аналоговой части. За счет неоднородности характеристик дискретных элементов величина постоянной составляющей в оцифрованном сигнале будет изменяться от изделия к изделию.

Индивидуальная доработка каждого экземпляра изделия при больших объемах производства нецелесообразна. Следовательно, требуется способ компенсации постоянной составляющей в цифровом виде.

Очевидно, что постоянную составляющую сигнала можно воспринимать как сигнал с частотой, стремящейся к нулю. Таким образом, для компенсации постоянной составляющей можно использовать ФВЧ. Альтернативно можно использовать ФНЧ для выделения низкочастотной составляющей для последующего вычитания из исходного сигнала во временной области.

Кроме естественного требования по эффективности коррекции постоянной составляющей к предполагаемому методу предъявляются требования по минимизации занимаемой площади СБИС, что накладывает определенные требования к архитектуре фильтров.

В результате изучения литературы по предметной области было выделено несколько методов компенсация постоянной составляющей в сигнале:

– высокочастотный (ФВЧ) RC фильтр;

– каскадный интегрально-гребенчатый фильтр (CIC – Cascaded Integral-Comb);

– КИХ фильтр, реализующий скользящее среднее (далее – скользящее среднее).

Данные фильтры были выбраны, поскольку операция умножения в них либо отсутствует, либо может быть сведена к операции сдвига.

RC фильтр является цифровым представлением аналоговой RC цепи. На рис. 1 представлена архитектура цифрового RC фильтра.

Данный фильтр состоит из вычитателя, аккумулятора и блока регистров. На рис. 2 показана передаточная характеристика RC фильтра [1].

RC фильтр полностью нивелирует сигнал с нулевой частотой, поскольку является фильтром высоких частот. К достоинствам данного фильтра следует добавить возмож-

ность параметризации. Время его переходного периода зависит от коэффициента k в формуле (1) [2].

$$u' = u_0 + k(u_i - u_0), \quad (1)$$

где u_0 – постоянная составляющая сигнала; u_i – текущее входное значение сигнала; k – коэффициент деления входного сигнала перед аккумулятором.

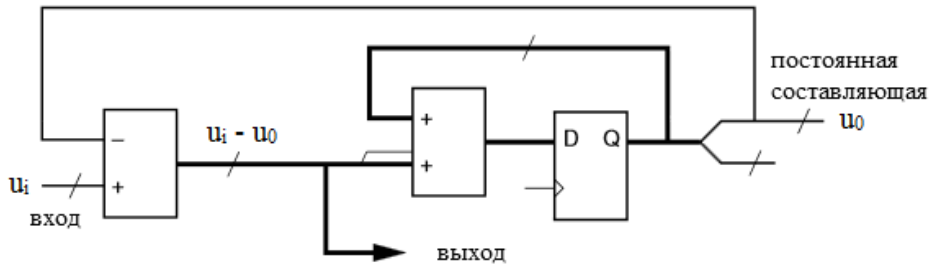


Рис. 1. Архитектура RC фильтра

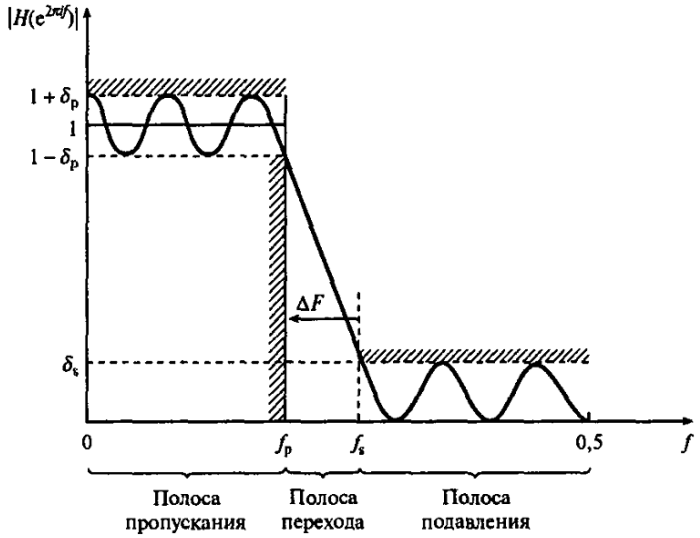


Рис. 2. Передаточная характеристика RC фильтра

CIC фильтр состоит из сумматоров и вычитателей, количество которых определяется порядком фильтра (рис. 3) [3]. Данный фильтр широко используется в цифровой обработке сигналов и состоит из интегрирующей и дифференцирующей частей [3].

Скользящее среднее является КИХ фильтром с постоянными коэффициентами. Для уменьшения занимаемой площади усреднение проводилось по количеству отсчетов равному 2^N, что позволило перейти от операции умножения к операции сдвига [4].

Данный фильтр был реализован в виде конвейера. На первой стадии конвейера данные помещаются в буфер с приоритетом чтения над записью. Таким образом, изначально в буфере будут содержаться нули. После заполнения буфера данными данный модуль будет выдавать пару отсчетов – новый отсчет для сложения с аккумулятором и отсчет с задержкой n для вычитания из аккумулятора. Далее стоит десериализатор, который формирует шину из 4-х пар отсчетов. Параллельные данные поступают на модуль вычитания, потом – на модуль древовидной свертки. Продуктом модуля древовидной свертки является одно число, подлежащее сложению с аккумулятором.

Перевод данных из последовательного вида в параллельный введен в связи с большой задержкой (5 тактов) аккумулятора на вычисление нового значения для случая, когда данные поступают каждый такт. В случаях большей задержки данных (например, из-за по-

вышения тактовой частоты фильтра относительно скорости поступления данных) десериализатор и модуль древовидной свертки могут быть исключены из архитектуры, что приведет к существенному снижению занимаемой площади кристалла.

На рис. 3 показана передаточная характеристика фильтра скользящее среднее при разных значениях количества усредняемых отсчетов.

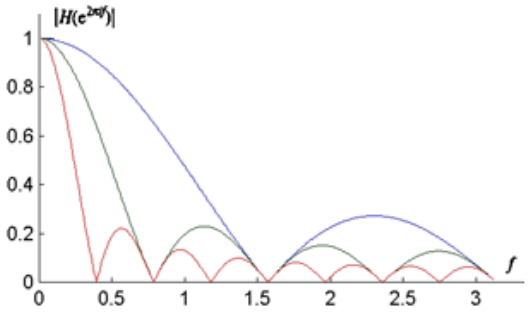


Рис. 3. Передаточная характеристика фильтра скользящее среднее

Сравнение фильтров проводилось по следующим параметрам:

– занимаемый ресурс;
– эффективность устранения постоянной составляющей.

Оценка занимаемых ресурсов фильтров была получена для СБИС Virtex 6 в среде разработки Xilinx ISE. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнение фильтров по занимаемым ресурсам

	Таблиц поиска, шт.	Регистров, шт.	Модулей памяти, шт.	Минимальный период тактового сигнала, ns
RC фильтр	88	112	0	3.157
CIC фильтр	186	212	0	2.042
Скользящее среднее	582	892	2	2.564

Оценка эффективности подавления постоянной составляющей производилась с использованием двух массивов с записанным сигналом. Первый массив содержал несущую частоту, второй – модулированный сигнал. Оба массива были получены с помощью векторного генератора Rohde & Schwarz SMU 200a, на оба массива был наложен шум из спутникового канала. Сигнал в цифровом представлении 12-битовое знаковое число. Для массивов с несущей частотой и модулированным сигналом была установлена постоянная составляющая на уровне 2,1484375 % и 6,298828125 % соответственно относительно максимального уровня сигнала. Эффективность подавления постоянной составляющей оценивалась как отношение сдвига отфильтрованного сигнала к исходному сдвигу. Для получения оценки использовался симулятор Xilinx ISim. Результаты представлены в табл. 2.

Следующим шагом была произведена грубая оценка эффективности подавления постоянной составляющей в реальном времени. Оценка производилась по тем же правилам, что и для записанного сигнала. Результаты представлены в табл. 3.

Таблица 2

Оценка эффективности подавление постоянной составляющей для записанного сигнала

	Подавление постоянной составляющей в несущей, %	Подавление постоянной составляющей в модулированном сигнале, %
RC фильтр	23,3	11,6
CIC фильтр	7,12	3,53
Скользящее среднее	54,6	24,4

Таблица 3

Оценка эффективности подавление постоянной составляющей для сигнала в реальном времени

	Подавление постоянной, %
RC фильтр	>99
CIC фильтр	43
Скользящее среднее	>99

Анализ пригодности фильтров для решения поставленной задачи показал, что результаты симуляции коренным образом отличаются от действия фильтров в оборудовании. Это может быть объяснено недостаточностью выборки сигнала.

Анализ результатов испытаний показал пригодность к использованию RC-фильтра и фильтра скользящего среднего для решения поставленной задачи.

RC-фильтр более предпочтителен в случае жесткого ограничения по занимаемой площади кристалла. Кроме того, данный фильтр может быть сконфигурирован в процессе работы на различных коэффициентах деления.

При отсутствии требований к занимаемой площади кристалла более эффективным является фильтр скользящей средней. Данный метод в среднем в 4–5 раз более затратен по площади, но обеспечивает большую скорость отслеживания постоянной составляющей. К недостаткам данного фильтра можно отнести отсутствие возможности изменения количества усредняемых отсчетов в процессе работы.

Список литературы

1. Сысун, В.И. Электротехника и электроника: учеб. пособие / В.И. Сысун, О.В. Олещук, П.П. Борисков. – Федер. агентство по образованию, ГОУ ВПО «Петрозаводский гос. ун-т». – Ч. 1.

2. Chapman K. Digitally Removing a DC Offset: DSP Without Mathematics. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/white_papers/wp279.pdf, свободный.

3. LogiCORE IP CIC Compiler v4.0. Product Guide for Vivado Design Suite. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/cic_compiler/v4_0/pg140-cic-compiler.pdf, свободный.

4. Matthew P. Donadio. CIC Filter Introduction. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://dspguru.com/sites/dspguru/files/cic.pdf, свободный.

5. Moving Average Filters. Chapter 15. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/tech_docs/dsp_book_Ch15.pdf, свободный.

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ГРАНИЦЫ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ, УЧИТЫВАЮЩИЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НЕПРЕРЫВНОГО КАНАЛА

К. А. Батенков

Академия ФСО России
302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35
E-mail: pustur@yandex.ru

Сформулирована и доказана теорема, устанавливающая потенциальные границы пропускной способности дискретного канала связи, получаемого путем дискретного отображения произвольного непрерывного канала.

Известно, что взаимная информация учитывает конкретный вид распределения вероятности сигнала на входе модулятора, а следовательно как показатель качества системы передачи информации характеризует не только канал связи как таковой, но и вероятност-

ные параметры передаваемого по нему входного сигнала [1]. С одной стороны это является существенным достоинством подобного показателя, поскольку позволяет синтезировать дискретные отображения, учитывающие дополнительную априорную информацию об источнике помимо информации о свойствах непрерывного канала связи. С другой же стороны возможность с помощью кодера источника и кодера канала варьирования статистических характеристик сигнала на входе модулятора может потребовать синтеза оптимальных отображений для всех возможных вариаций этих дополнительных априорных сведений. К тому же зависимость величины взаимной информации от характеристик источника может быть столь значительным, что в ряде случаев способна практически полностью нивелировать достоинства оптимальных отображений по отношению к неоптимальным. Следовательно существует объективная необходимость в анализе дискретных отображений с позиции некоторой потенциальной характеристики, рассчитанной на произвольные статистические свойства источника [2, 3, 4]. Подобным показателем, имеющим важный теоретико-информационным смысл является пропускная способность [5, 6, 7, 8, 9], определяемая как максимальное значение взаимной информации по всем возможным распределениям вероятности сигнала на входе модулятора:

$$C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} = \max_{\omega_{\mathbf{x}}} I_{\mathbf{x},\mathbf{x}'}, \tag{1}$$

где индексы у $C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'}$ указывают на границы канала (дискретный), поскольку пропускной способностью так же могут характеризоваться и непрерывный, и дискретно-непрерывный и другие каналы связи.

Вычисление же пропускной способности оказывается еще более трудоемкой процедурой, чем расчет взаимной информации, поскольку помимо многократного интегрирования согласно (1) следует проводить еще и оптимизацию по множеству распределений сигнала на выходе модулятора. Таким образом, и в данном случае следует указать границы, определяемые как свойствами исходного непрерывного канала связи, так и параметрами модулятора и демодулятора [10]. Причем данные границы оказываются потенциальными, поскольку характеризуют предельно достижимые величины взаимной информации для заданного дискретного отображения.

Учет неравенства треугольника для метрики в форме максимумов $\max(a+b) \le \max a + \max b$, а также равенства $\max(-b) = -\min b$ позволяет ограничить пропускную способность неравенством:

$$C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} \le \max_{\omega_{\mathbf{x}}} H_{\mathbf{x}'} - \min_{\omega_{\mathbf{x}}} H_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}.$$

Так верхняя граница энтропии сигнала на выходе демодулятора имеет вид:

$$H_{\mathbf{x}'} \le \log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}\right|},$$

то очевидно, что

$$\max_{\omega_{\mathbf{x}}} H_{\mathbf{x}'} \le \log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}\right|}.$$

Значит граница пропускной способности принимает форму:

$$C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} \le \log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}\right|} - \min_{\omega_{\mathbf{x}}} H_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}. \tag{2}$$

Условная энтропия представляется в следующем виде [8]:

$$H_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}} = \int_{\mathbf{x}} \omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}) \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} . \quad (3)$$

Очевидно, что условная энтропия линейно зависит от плотности вероятности сигнала на входе модулятора. Следовательно ее минимум по этой плотности достигается в случае детерминированности данного сигнала **x**, причем его значения с вероятностью единица соответствуют минимальным значениям интеграла по области определения сигнала на выходе демодулятора **x'** в (3), то есть при следующем условии:

$$\min_{\omega_{\mathbf{x}}} H_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}} = \min_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}' .$$

Таким образом, в соответствии с (2) верхняя граница пропускной способности определяется выражением:

$$C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} \le \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} \left| \mathbf{M}_{\mathbf{x}',2} \right|} - \min_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}' .$$

Нижняя граница пропускной способности вычисляется на основе очевидного неравенства согласно (1):

$$C_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} \ge I_{\mathbf{x},\mathbf{x}'} . \quad (4)$$

При этом естественно, что взаимная информация в данном неравенстве может быть рассчитана для произвольного распределения вероятностей сигнала на входе модулятора $\omega_{\mathbf{x}}$, в том числе и для гауссовского, но с некоторой произвольной ковариационной матрицей $\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}$. Умножение и деление выражения под логарифмом взаимной информации, взятой с противоположным знаком, на плотности вероятности некоторых многомерных гауссовских случайных величин **z** и **y** с ковариационными матрицами, определяемыми соответствующими выражениями:

$$\mathbf{M}_{\mathbf{z},2} = \mathbf{M}_{\mathbf{x}',2} - 2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1} + \mathbf{M}_{\mathbf{x},2} , \quad (5)$$

$$\mathbf{M}_{\mathbf{y},2} = \mathbf{M}_{\mathbf{z},2} + \mathbf{M}_{\mathbf{x},2} , \quad (6)$$

где $\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}$ – матрица совместных моментов второго порядка сигналов на входе модулятора и выходе демодулятора, определяемая в форме:

$$\mathbf{M}_{\mathbf{x}',i,\mathbf{x},j} = \int_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}',\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \left(\mathbf{x}'^{i} \times \mathbf{x}^{j} \right) d\mathbf{x}' d\mathbf{x} , \quad (7)$$

не изменяет формы исходного выражения:

$$I_{\mathbf{x}',\mathbf{x}} = -\int_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}) \log \frac{\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}') \omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}') \omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}' - \mathbf{x})}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}') \omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} . \quad (8)$$

Применение свойства логарифма произведения и условия нормировки плотностей преобразует (8) к виду:

$$I_{\mathbf{x}',\mathbf{x}} = -\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')}d\mathbf{x}'d\mathbf{x} -$$
$$-\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\log\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')d\mathbf{x}' - \int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{1}{\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}d\mathbf{x}'d\mathbf{x}. \quad (9)$$

Второе вычитаемое принимает форму:

$$\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{1}{\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}d\mathbf{x}'d\mathbf{x} =$$
$$= \log(2\pi)^{\frac{N'}{2}}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{z},2}^{-1/2}\right| + \frac{\log e}{2}\mathrm{tr}\left[\mathbf{M}_{\mathbf{z},2}^{-1}\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})(\mathbf{x}'-\mathbf{x})(\mathbf{x}'-\mathbf{x})^T\,d\mathbf{x}'d\mathbf{x}\right]. \quad (10)$$

раскрытие скобок в подынтегральном выражении позволяет представить (10) в виде:

$$\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{1}{\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}d\mathbf{x}'d\mathbf{x} =$$
$$= \log(2\pi)^{\frac{N'}{2}}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{z},2}^{1/2}\right| + \frac{\log e}{2}\mathrm{tr}\left[\mathbf{M}_{\mathbf{z},2}^{-1}\left(\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2} - 2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1} + \mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right)\right].$$

Таким образом, на основе (5) и свойства произведения обратной матрицы на саму матрицу второе вычитаемое (9) имеет форму:

$$\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{1}{\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}d\mathbf{x}'d\mathbf{x} =$$
$$= \log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2} - 2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1} + \mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right|}. \quad (11)$$

Первое же вычитаемое определяется согласно (6) следующим выражением:

$$\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\log\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')d\mathbf{x}' = -\log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{z},2} + \mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right|}\,. \quad (12)$$

Уменьшаемое (9) на основе неравенства $-\log x \geq (1-x)\log e$, сокращения числителя и знаменателя дроби на одну и ту же функцию, а так же условия нормировки для плотностей вероятности преобразуется к виду

$$-\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')}d\mathbf{x}'d\mathbf{x} \geq \log e\left[1 - \int\limits_{\mathbf{x}'}\frac{\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\int\limits_{\mathbf{x}}\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})d\mathbf{x}}{\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')}d\mathbf{x}'\right].$$

Поскольку для выполнения неравенства (4) распределение вероятностей сигнала на входе модулятора $\omega_{\mathbf{x}}$ может быть выбрано произвольно, то в случае гауссовского распределения на основе (6) и правила композиции двух законов распределения гауссовских случайных величин [11]:

$$\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}') = \int\limits_{\mathbf{x}}\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})d\mathbf{x}\,. \quad (13)$$

Сокращение числителя и знаменателя на одну и ту же функцию и учет свойства нормировки плотностей приводит на основе (13) к следующему неравенству:

$$-\int\limits_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})\log\frac{\omega_{\mathbf{x}'}(\mathbf{x}')\omega_{\mathbf{z}}(\mathbf{x}'-\mathbf{x})}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\omega_{\mathbf{y}}(\mathbf{x}')}d\mathbf{x}'d\mathbf{x}\geq 0\,. \qquad (14)$$

Таким образом, подстановка (11) и (12) в (9), а также учет неравенств (4) и (14) и равенств (5) и (6) делает справедливым следующее неравенство:

$$C_{\mathbf{x}',\mathbf{x}}\geq\log\sqrt{\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}-2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}+2\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right|}-\log\sqrt{\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}-2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}+\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right|}.$$

На основе свойств суммы логарифмов, а также равенства определителя произведения матриц произведению их определителей [12] нижняя граница пропускной способности принимает форму:

$$C_{\mathbf{x}',\mathbf{x}}\geq\log\sqrt{\left|\mathbf{E}_2+\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\left(\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}-2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}+\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right)^{-1}\right|},$$

где порядок единичной матрицы $\mathbf{E}_2$ равен порядку ковариационных матриц $\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}$, $\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}$ и $\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}$.

Таким образом, доказана следующая теорема, задающая границы пропускной способности для произвольных непрерывных каналов связи и сигналов, передаваемых по ним.

Теорема.

Пропускная способность дискретного канала связи, получаемого путем дискретного отображения произвольного непрерывного канала, ограничена следующим интервалом:

$$\begin{aligned}&\log\sqrt{(2\pi e)^{N'}\left|\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}\right|}-\min_{\mathbf{x}}\int\limits_{\mathbf{x}'}\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})\log\frac{1}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}',\mathbf{x})}d\mathbf{x}'\geq\\&\geq C_{\mathbf{x}',\mathbf{x}}\geq\log\sqrt{\left|\mathbf{E}_2+\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\left(\mathbf{M}_{\mathbf{x}',2}-2\mathbf{M}_{\mathbf{x}',1,\mathbf{x},1}+\mathbf{M}_{\mathbf{x},2}\right)^{-1}\right|}.\end{aligned} \qquad (15)$$

Следует отметить, что данная теорема является некоторым обобщением границ, полученных в [5], на случай многомерного дискретного канала связи, образованного на основе операторов модуляции и демодуляции с ограниченной степенью нелинейности.

Таким образом, данная теорема устанавливает определенные ориентиры, по которым возможно оценивать достоинства и недостатки конкретных операторов модуляции и демодуляции. При этом очевидно, что соответствующая оптимальному решению пропускная способность не всегда будет оказываться более точной верхней границей по сравнению с (15), поскольку в данном случае оптимизация проводится путем варьирования только операторов модуляции и демодуляции без изменения распределения вероятностей сигнала на входе модулятора.

Список литературы

1. Батенков, К.А. Максимум взаимной информации как основной критерий синтеза инфокоммуникационных систем / К.А. Батенков // Тр. Сев.-Кавказского филиала Моск. техн. ун-та связи и информатики. – Ростов-на-Дону: ПЦ «Университет» СКФ МТУСИ, 2013. – С. 51–53.

2. Батенков, К.А. Дискретные отображения непрерывного канала связи на основе обобщенного ряда Фурье / К.А. Батенков // Вестн. Рязанского гос. радиотехн. ун-та. – Рязань, 2013. – № 1 (вып. 43). – С. 12–20.

3. Батенков, К.А. Математические модели модулятора и демодулятора с заданным порядком нелинейности / К.А. Батенков // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 1. – С. 14–21.

4. Батенков, К.А. Модели системных характеристик линейных каналов связи на основе интегральных преобразований / К.А. Батенков // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2012. – № 3 (4). – С. 120–125.

5. Галлагер, Р. Теория информации и надежная связь: пер. с англ. / Р. Галлагер; под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова. – М.: Советское радио, 1974. – 720 с.

6. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д.Д. Кловский. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

7. Миддлтон, Д. Очерки теории связи / Д. Миддлтон; пер. с англ. Б.А. Смиренина; под ред. Б.Р. Левина. – М.: Советское радио, 1966. – 160 с.

8. Кудряшов, Б.Д. Теория информации: учебник для вузов / Б.Д. Кудряшов. – СПб. : Питер, 2009.

9. Пугачев, В.С. Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие / В.С. Пугачев. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 496 с.

10. Батенков, К.А. Необходимые условия оптимальности операторов модуляции и демодуляции / К.А. Батенков // Многоядерные процессоры, параллельное программирование, ПЛИС, системы обработки сигналов: сб. ст. / [сост. А.В. Калачев, В.В. Белозерских]. – Барнаул: Барнаул, 2013. – С. 58–62.

11. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей и ее инженерные приложения : учеб. пособие для втузов / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – 2-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2000. – 480 с.

12. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – М.: Наука, 1966. – 576 с.

О ВОЗДЕЙСТВИИ ОБЛАЧНОСТИ ЗЕМНОЙ АТМОСФЕРЫ НА ГОТОВНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА «СПУТНИК – ЗЕМЛЯ»

А. В. Василенко[1], В. Б. Кашкин[2]

[1]*ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнёва*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
Email: a.v.vasilenko@mail.ru
[2]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28

Рассмотрено влияние облачности земной атмосферы на коэффициент готовности канала связи оптического диапазона «Спутник – Земля». На основании данных метеорологических наблюдений на 2000 – 2012 г. выбрано положение наземных пунктов приёма информации на территории РФ, обеспечивающие наиболее высокое значение коэффициента готовности.

Развитие информационной производительности низкоорбитальных космических аппаратов (НКА) дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) предъявляет все более высокие требования к каналам передачи данных на Землю. При этом к перспективным космическим системам ДЗЗ часто предъявляются требования по доставке целевой информации (ЦИ) в режиме «реального времени», или приближенном к нему, что определяет необходимость применения КА-ретранслятора в схеме доставки ЦИ на наземный пункт приёма информации (НППИ).

В последние годы значительные успехи достигнуты в применении межспутниковых систем передачи данных оптического диапазона. Так, в 2008 году продемонстрирована ра-

бота межспутникового канала связи «НКА↔НКА» оптического диапазона на скорости 5.6 Гбит/с [1]. На 2014 год запланирован ряд экспериментов с КА Alphasat по установлению канала связи «ГКА↔НКА» [2], а на конец 2014 года запланировано начало развертывания космической системы EDRS, состоящей из двух ГКА, способных принимать ЦИ от НКА на в оптическом диапазоне и передавать на НППИ в Ка-диапазоне скорости до 1.8 Гбит/с [3].

Закономерным шагом развития спутниковых систем связи оптического диапазона является создание каналов «Спутник-Земля» оптического диапазона. Практическая возможность создания таких каналов продемонстрирована как отечественными разработчиками в рамках космического эксперимента СЛС [4], так и зарубежными [5].

Одной из ключевых проблем, ограничивающих применение оптических каналов связи «Спутник-Земля», является облачность земной атмосферы. Диаметр капель воды, образующих облака близок к длине волны инфракрасного излучения – приблизительно 1 мкм, что приводит к эффективному рассеянию оптического излучения облаками [6].

В данной работе рассмотрена работа космической системы, структура которой показана на рис. 1.

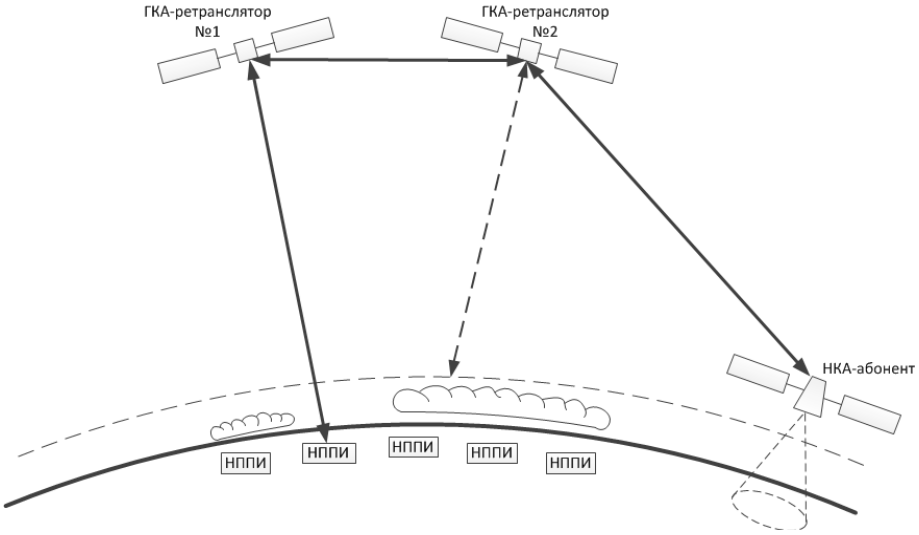


Рис. 1. Структура рассматриваемой космической системы

Для снижения вероятности срыва сеанса работы по причине неблагоприятных метеоусловий предлагается применение сети НППИ, географически разнесенных на расстояние достаточное для того, что бы метеоусловия в местоположениях НППИ были независимы. При этом установление связи возможно только с одним из доступных НППИ – остальные находятся в «холодном» резерве.

Применение двух ГКА-ретрансляторов с одно стороны позволяет обеспечить связь с НКА во всех его возможных пространственных положениях, а с другой - увеличить географическое разнесение НППИ, и, как следствие, коэффициент готовности всего тракта «НКА→ГКА→НППИ».

В качестве мест возможного размещения НППИ выбраны положения существующих метеостанций, удовлетворяющих следующим условиям:

- расположение пункта на территории РФ;
- равномерное разнесение пунктов по долготе;
- расположение пункта наиболее близко к экватору.

По возможности выбирались пункты, расположенные наиболее высоко над уровнем моря.

На рис. 2 представлены точки положения пунктов на карте.

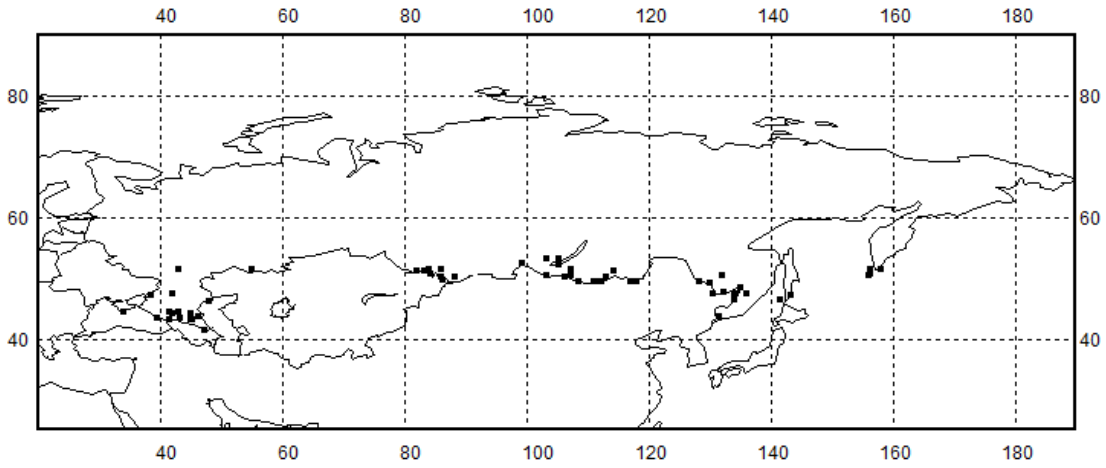


Рис. 2. Расположение выбранных географических пунктов на карте

Южное (с учетом расположения на территории РФ) расположение пунктов позволяет обеспечить наилучшие значения углов места, а возвышение над уровнем моря сокращает путь оптического сигнала в наиболее плотных слоях атмосферы.

Для каждого выбранного пункта доступны данные метеонаблюдений за 2000–-2012 годы [7]. В табл. 1 приведён фрагмент исходных метеоданных для одного из пунктов (г. Владикавказ).

Таблица 1

Дата, UTC	Время, UTC	N	VV
2011-01-01	00:00	10	1
2011-01-01	03:00	10	1
2011-01-01	06:00	10	4
2011-01-01	09:00	10	1
2011-01-01	12:00	10	1
…			

где N – Облачность (1 балл соответствует перекрытию 10% неба облаками); VV – Метеорологическая дальность видимости, км.

Временной интервал между двумя смежными записями – 3 часа.

С учетом ограничений, накладываемых атмосферными явлениями, готовность канала связи может быть рассчитана как

$$P = Pt \times D,$$

где Pt – значение готовности определяемое техническими и эксплуатационными характеристиками КА и наземной инфраструктуры, D – ограничение готовности (ОГ) со стороны метеоусловий.

Для каждого момента времени, соответствующего проведению измерений метеостанций, определено ОГ для выборки наземных пунктов:

$$D_i = Max(d_1, d_2 ... d_i),$$

где Max – оператор выбора максимального значения; $d_1, d_2 \ldots d_i$ – ОГ для каждой станции, входящей в выборку, определяемое следующим образом:

$$d_i = \begin{cases} 100 - 10 \cdot N_i, VV > 3 \\ 0, VV < 3 \end{cases},$$

где N_i – значение облачности в текущий момент времени; VV – значение метеорологической дальности видимости, используемое для учета таких явлений как туман, смог и т.п.

По результатам расчетов определены шесть географических положений для шести НППИ, способные обеспечить наивысшее значение коэффициента готовности. При этом три НППИ расположены в западной части России (Адлер, Астрахань, Оренбург), а три – в восточной (Улан-Удэ, Кайластуй, Хабаровск).

На рис. 3 серым цветом обозначены зоны радиовидимости ГКА, расположенных в точках стояния 45° в.д., 118° в.д. при углах места более 30°. Разнесение ГКА на 73° по долготе позволяет поддерживать связь с НКА, расположенном на круговой орбите высотой 750 км при любом его орбитальном положении.

В табл. 2 приведена зависимость значения ОГ от конфигурации сети НППИ, а на рис. 4 приведена зависимость ОГ от количества НППИ в сети.

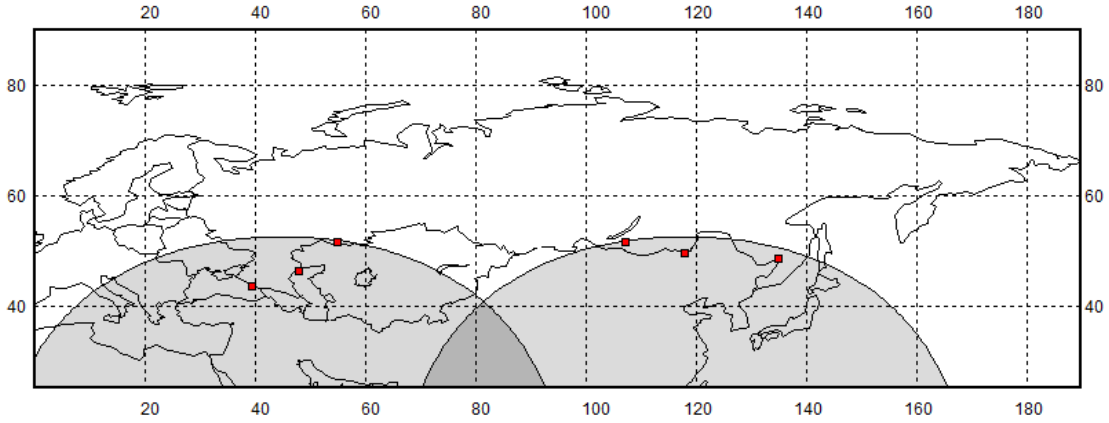


Рис. 3. Географическое положение выбранных НППИ

Таблица 2

Зависимость ОГ от конфигурации сети НППИ

Количество НППИ	Расположение НППИ						ОГ
	Сочи	Астрахань	Оренбург	Улан-Удэ	Кайластуй	Хабаровск	
1	-	-	-	-	-	+	55
2	-	+	-	-	+	-	78.9
3	-	+	-	-	+	+	87.3
4	+	+	-	-	+	+	90.6
5	-	+	+	+	+	+	92.7
6	+	+	+	+	+	+	94.2

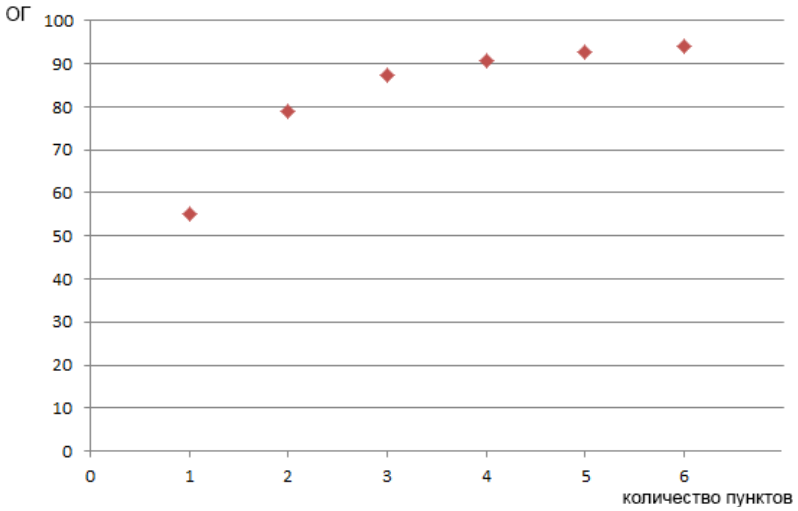


Рис. 4. Зависимость ОГ от количества НППИ в сети

Как видно из представленных результатов, применение сети уже из четырех НППИ (по два на каждый ГКА) обеспечивает значение ОГ до 0.9, а применение шести НППИ – до 0.94. Данные цифры сопоставимы с требованиями по коэффициенту готовности, предъявляемым к современным системам связи.

Таким образом, применение сети разнесенных географически НППИ позволяет в значительной мере парировать негативное воздействие земной атмосферы на готовность оптического канала связи «ГКА-Земля».

Список литературы

1. Fields, R. NFIRE-to-TerraSAR-X Laser Communication Results:Satellite Pointing, Disturbances, and Other Attributes Consistent With Successful Performance / R. Fields // Proc. of SPIE. – 2009. – Vol. 7330.

2. Muehlnikel, G. The Alphasat GEO Laser Communication Terminal Flight Acceptance Tests / G. Muehlnikel // Proc. of ICSOS. – 2012.

3. Böhmer, K. Laser Communication Terminals for the European Data Relay System / K. Böhmer // Proc. of SPIE. – 2012. – Vol. 8246.

4. Сделано у нас [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sdelanounas.ru/

5. Sodnik, Z. Optical Satellite Communications in Europe / Z. Sodnik // Proc. of SPIE. – 2010. – Vol. 7587.

6. Зуев, В.Е. Распространение лазерного излучения в атмосфере / В.Е. Зуев. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.

7. Сервер «Погода России» ИКИ РАН [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://meteo.infospace.ru/

8. ГОСТ Р 27.002–2009. Надежность в технике. Термины и определения.

УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАНОСПУТНИКА НА БАЗЕ ОС ANDROID

А. С. Давыдов

Радиотехнический факультет СГАУ
443123, Россия, г. Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: rfiz@rambler.ru

Целью работы является разработка и программная реализация алгоритмов, задействующих и собирающих информацию с датчиков устройства работающего под управлением операционной системы Android. Выбор алгоритмов и способов их реализации определяется техническими особенностями устройства – набором датчиков и операционными возможностями.

В настоящее время широкую популярность приобрела операционная система Android, разработанная для смартфонов и планшетных ПК. Она подходит для создания разнообразных приложений с использованием аппаратных датчиков, и предоставляет разработчику широкие возможности по измерению, обработке и визуализации информации, включая кинематические параметры устройства и электромагнитные характеристики окружающей среды.

Целью работы является получение и обработка информации с датчиков Android устройства, установленного на макете типа физического маятника при наличии «сухого» трения на оси подвеса.

Android-приложение для получения и накопления информации с датчиков движения написано на языке Java в среде Eclipse с ADT плагином (API9). В работе задействовались датчики Sensor.TYPE_ACCELEROMETER и Sensor.TYPE_ROTATION_VECTOR. Первый датчик является акселерометром, второй датчик является магнитным компасом, он вычис-

ляет угол поворота системы координат устройства (связанной с устройством) относительно глобальной системы координат (связанной с Землёй) [1–3].

Данное приложение может рассматриваться в качестве прототипа для разработки устройства сбора и передачи информации об окружающей среде. Так как в последнее время всё большую популярность приобретают микро- и наноспутники, назначением которых является получение и передача информации о Земле и околоземном пространстве, то конечное устройство можно использовать в таких спутниках.

Приложение позволяет определять ориентацию устройства в пространстве, его ускорение, и записывать все полученные данные в *.csv файл на SD карту. Далее файл отправляется на выделенный сервер по протоколу Wi-Fi. Для *.csv файла на SD карте необходимо около 100КБ свободного места. Также результаты можно передавать с помощью Bluetooth. Далее полученные данные можно обработать: определить перемещение, скорость и углы поворота устройства.

Отладка приложения проводилась на базе аппаратной платформы, с использованием одноплатного компьютера DevKit8500D. На DevKit8500D установлены два датчика: трёхосевой акселерометр LIS302DL от STMicroelectronics и магнитный электронный компас AK8973 от Asahi Kasei Microdevices [1].

Колебательные движения достаточно просто описываются аналитически, поэтому представив Android устройство в виде физического маятника (рис. 1) и снимая показания с датчиков по углу отклонения и ускорению можно провести сопоставление теоретических данных колебательной системы от времени ($\varphi(t)$, a_τ, $a_{ц.с.}$) с соответствующими показаниями датчиков Android устройства.

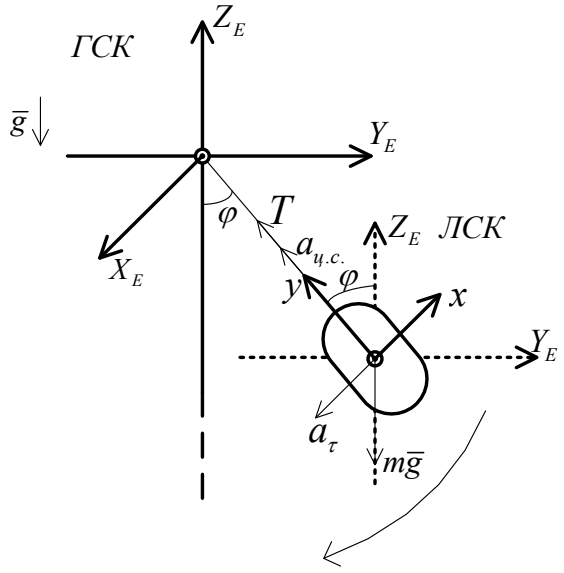


Рис. 1. Схема эксперимента

ГСК – глобальная система координат связанная с Землёй (X_E, Y_E, Z_E); ЛСК – локальная система координат связанная с устройством (*x*, *y*, *z*).

Зависимость угла вращения $\varphi(t)$ (рис.1) определяется уравнением движения [4]

$$\ddot{\varphi}(t) + \omega^2 \varphi(t) + f \cdot sign(\dot{\varphi}(t)) = 0 \qquad (1)$$

с начальными условиями: $\begin{cases} \varphi(0) = \varphi_0 \\ \dot{\varphi}(0) = 0 \end{cases}$,

где $sign\dot{\varphi}(t) = \pm 1$ – определяется в зависимости от направления момента силы «сухого» трения на оси вращения, причем +1 для нечётных полупериодов колебаний маятника, а –1 для чётных полупериодов колебаний; ω – собственная частота колебаний физического маятника

$$\omega = \frac{2\pi}{T(\varphi_0)};\ T(\varphi_0) \approx 2\pi\sqrt{\frac{l_0}{g}}\left(1+\frac{\varphi_0^2}{16}\right);$$

φ_0 – начальный угол отклонения; $l_0 = \dfrac{J}{mr_{ц.м.}}$ – приведенная длина; J, m – момент инерции и масса Android устройства, соответственно, $r_{ц.м.}$ – расстояние от оси вращения до центра масс маятника; коэффициент $f = \dfrac{\left|\left[\overline{F}_{mp}\bar{r}\right]\right|}{J}, \left(\dfrac{1}{c^2}\right)$ пропорционален моменту силы «сухого» трения $\overline{F}_{mp}$ на валу радиуса r.

Видно, что уравнение (1) нелинейное, поскольку кусочно-периодическая функция внешнего воздействия амплитуды f, зависит от $\dot{\varphi}(t)$. В процессе решения уравнения (1) необходимо осуществлять переход от одного линейного уравнения к другому, когда изменяется направление вращение вала маятника.

Решение (1) находят методом поэтапного интегрирования каждого из линейных уравнений на интервале времени, соответствующем полуциклу колебаний, пока направление вращения вала маятника остаётся неизменным. При этом конечные значения $\varphi(t)$ и $\dot{\varphi}(t)$ текущего полупериода становятся начальными значениями для последующего. Такой метод последовательного решения системы (1) рассматривается в [3, 4]. При этом получается набор решений для полупериодов колебаний «сшитых» между собой начальными условиями.

При решении уравнения (1), текущее время t разбивается на полупериоды колебаний $t \in \left[\dfrac{nT}{2}; \dfrac{n+1}{2}T\right], n = 0,1,2,\ldots N$, при этом решение уравнения (1) имеет вид

$$\varphi(t) = \left(\varphi_0 - \frac{(2n+1)}{\omega^2}f\right)\cos\omega t + \frac{(-1)^n f}{\omega^2}. \qquad (2)$$

Значение N определяет число полупериодов колебаний до границы зоны застоя $\varphi_m = \pm\dfrac{f}{\omega^2}$ и определяется выражением:

$$N = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega^2\varphi_0}{f} - 1\right). \qquad (3)$$

В эксперименте физический маятник имел следующие характеристики: T = 1,93 с; l_0 = 0,91 м; $r_{ц.м.}$ = 0,82 м; $f = 5\cdot10^{-3}(1/\text{с}^2)$; количество периодов колебаний до границы зоны застоя $N_k = N/2 = 95$, при начальном угле отклонения $\varphi_0 = 20^0$.

Теоретическое значение модуля ускорения в ЛСК $a = \sqrt{a_x^2 + a_y^2}$, определяется выражением

$$a = \left|g\cos\varphi(t) + r_{ц.м.}\dot{\varphi}^2(t)\right|.$$

Отклонение среднего расчётного значения a от экспериментального составляет не более 6 %.

Обработка 10 серий результатов модельного эксперимента дало следующие значения по средним показателям величин ускорений a_x, a_y, a_z: $a_x = 0,6 \pm 0,072$ м/с^2, $a_y = 10,676 \pm 0,003$ м/с^2, $a_z = 0,584 \pm 0,01$ м/с^2.

Модуль ускорения a в плоскости колебаний маятника (XY) $a = \sqrt{a_x^2 + a_y^2}$: a = 10,693±0,004 м/с^2.

Таким образом, разработанное устройство на основе одноплатного компьютера DevKit8500D позволяет определять в условиях данного эксперимента модуль ускорения в плоскости колебаний с точностью не хуже 0,4 %.

Список литературы

1. Давыдов, А.С. Устройство сбора данных на базе ОС Android / А.С. Давыдов // Тр. Междунар. конф. – М.: МЭИ, 2013. – С. 64.

2. Milette, G. Android sensor programming / G. Milette, A. Stroud. – Indianapolis: Wiley, 2012.

3. Мандельштам, Л.И. Лекции по колебаниям. Т. 4 / Л.И. Мандельштам. – М.: Изд-во АН СССР, 1955. – 491 с.

4. Бутиков, Е.И. Физика колебаний / Е.И. Бутиков. – СПб.: Изд-во СПбГУ, 2008. – 150 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ОШИБОК В РАДИОТРАКТЕ ПРИ ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ

Т. А. Зубов, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: timonische@bk.ru

Описывается эффективность передачи пакета при возникновении одиночной ошибки по равномерному закону распределения относительно изменения величины пакета, вероятность успешной передачи пакета при возникновении ошибок по нормальному закону распределения, от изменения величины размера пакета и от отношения единичной мощности сигнала к изменяемой мощности шума. Также рассматривается сравнение полной и частичной повторной передачи пакета при возникновении ошибки.

Возникновение одиночной ошибки с равномерным законом распределения вероятностей

Пакетная передача является основным методом организации процесса передачи телеметрической информации с борта каждого космического аппарата, что определяется рекомендациями международного стандарта CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) [1].

Процесс передачи организуется следующим образом. Данные датчиков бортовых узлов и систем составляют пакет, который снабжается служебной информацией (адреса источников данных, контрольная сумма с целью проверки достоверности передачи, избыточные биты, обеспечивающие помехоустойчивое кодирование и т.п.). Собранный пакет передается по выделенной линии в НКУ – Наземный Комплекс Управления, где выполняется оценка достоверности и распределение информации между узкими специалистами, контролирующими работу каждого узла и систем в целом.

В процессе распространения сигнала по радиолинии возможно искажение элементов сигнала типа преобразования логической 1 в ноль и/или обратно. Пусть одиночная ошибка распределена по закону равномерной плотности в пределах 0…F. Пусть так же N – размер передаваемого пакета, включающего служебные биты и данные. Выявление ошибки на приемном конце линии связи приводит к повторной и т.д. передачам пакета в полном объеме. Понятно, что при N ≈ F ошибка будет встречаться практически в каждой попытке передачи, что приведет к значительному времени передачи, либо к полной ее невозможности. С другой стороны при N << F количество повторных передач стремится к нулю, но эффективность будет также невысокой, поскольку служебные биты передаются всегда, а уменьшение их количества невозможно по условиям стандартов и протоколов.

Отсюда следует, что существует оптимальная длина пакета N_{opt}, при которой эффективность передачи достигает максимума.

Задача поиска оптимального размера пакета при одиночной ошибке в канале связи ниже решается методами статистического моделирования.

В расчетах плои следующие размеры полей передаваемого пакета:

- адресов $N_a = 32$ бита,
- контрольной суммы $N_c = 8$ бит,
- подтверждение правильности (или ошибочности) приема $N_{ack} = 64$ бита,
- информации $N_i > 104$.

Расчет производится следующим образом:

1. Задается N_i.
2. Формируется случайная одиночная ошибка.
3. Если ошибочный бит не принадлежит интервалу 0.. N_i, то попытка передачи считается удачной. Если это условие не выполняется, то попытка считается неудачной.
4. В любом варианте формируется новая ошибка и п.3 повторяется.
5. Так продолжается 1000 раз с целью получения устойчивой статистики.
6. Задается $N_i + 1$ и процедура запускается вновь.
7. В результате строится зависимость $P_i(N_i)$. Где-то должен быть максимум эффективности.

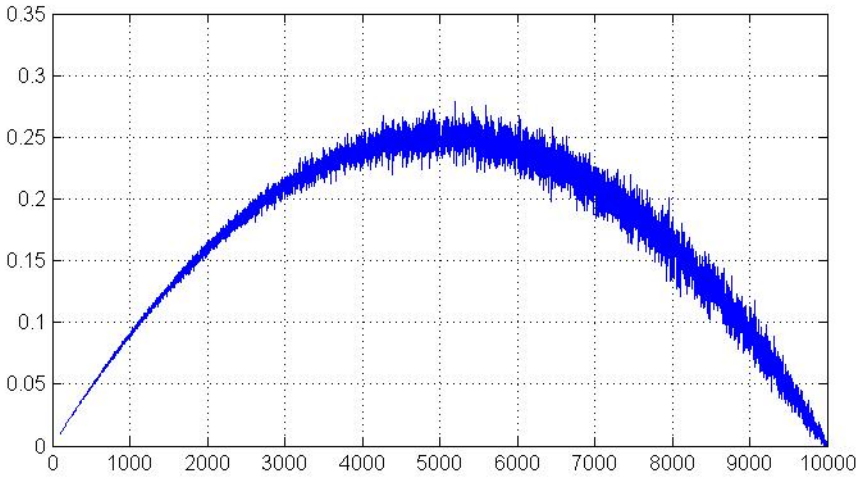


Рис. 1. Эффективная положительная передача пакета

Как видно по рис. 1, максимальная эффективность успешной передачи проявляется тогда, когда размер пакета находится посередине диапазона 0…$FN_i \approx F/2$, а при размере пакета равного $N_0 = 104$ или $F = 10000$, эффективность успешной передачи минимальна.

Возникновение ошибок с нормальным законом распределением вероятностей

Пусть появление одиночной ошибки распределено по закону нормальной плотности с различным отношением сигнал шум. Пусть N – размер передаваемого пакета, включающего служебные биты и данные.

Задача моделирования сводится к оценке успешности передачи при изменении отношения сигнал/шум Q. Параметр Q представляет собой величину, равную отношению единичной мощности сигнала к мощности шума, измеряется в дБ. Моделирование производится относительно некоторых значений размера пакета N_j, и при изменении размера пакета N_j, относительно некоторых размеров величины Q. Здесь $0 < j < N$ – текущий номер выборки. При этом, для усреднения результатов, каждый опыт проводится по 500 раз. Для моделирования выбрана среда MATLAB, обладающая широким инструментарием для работы с сигналом. В качестве источника шума, выбрана функция WGN (белый гауссов шум).

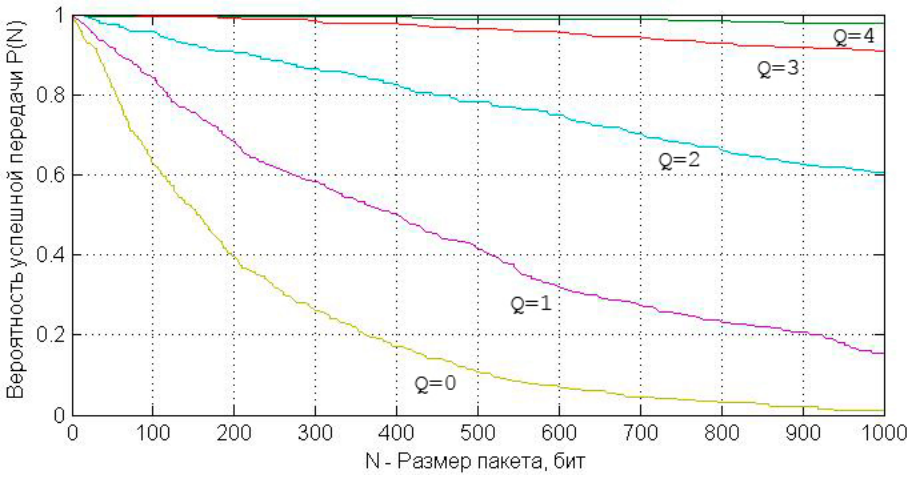


Рис. 2. Зависимости $P(N)$ при нескольких значениях Q

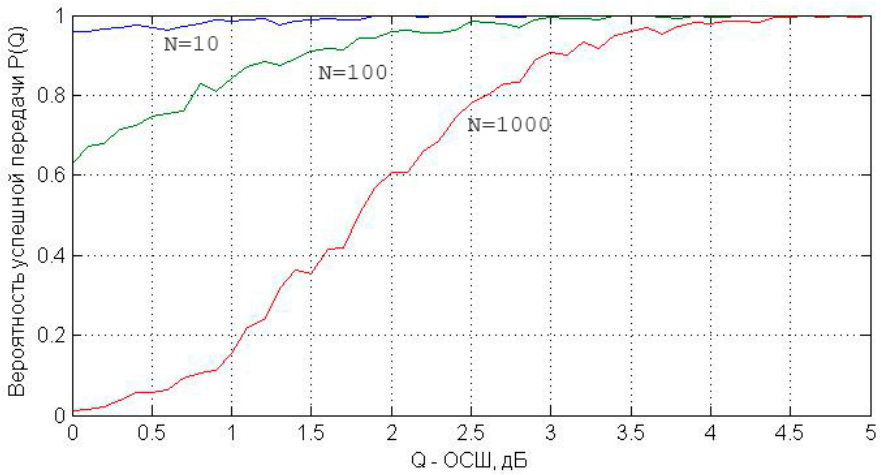


Рис. 3. Вероятность успешной передачи пакета $P(Q)$

Как видно по рис. 2, вероятность успешной передачи P с ростом N уменьшается для указанных значений Q. Если принять достаточным значение $P \approx 1/2$, то очевидно, что при малых значениях Q нет смысла пытаться передать пакет размера 200 и более бит.

Зависимости на рис. 3 показывают, что при $Q \geq 5$ дБ пакет размером $N \leq 1000$ бит будет передан практически всегда с первой попытки.

Частичная повторная передача пакета

Рассмотрим случай передачи пакета с возможностью возникновения разовой ошибки во всем диапазоне битов пакета. Если ошибка есть, то принимаемая информация является искаженной. Для решения этой проблемы необходима повторная передача пакета, что в свою очередь уменьшает быстродействие системы.

Условия моделирования: пакет длительностью N = 1000 бит; разовая ошибка, появляется с одинаковой вероятностью в диапазоне 1…F, F = N, 2N или 10N. Если номер ошибки не принадлежит диапазону пакета, при таких условиях исход является удачным, в противном случае - нет. Будем считать, что повторная передача успешна.

Рассмотрим два случая повторной передачи: полную или частичную. При полной передаче пакет передается весь пакет. Процесс передачи будет длиться 2N бит. При частичной передаче повторно отправляется первая половина пакета, контрольная сумма которой сравнивается с контрольной суммой первой половины пакета предыдущей передачи. Если ошибка была произошла в первой половине пакета производится замена ее на правильную (процесс передачи в таком случае, займет длительность 1,5N бит). Если же ошибка сосредоточенна во второй половине процесс передачи будет длительностью 2N бит.

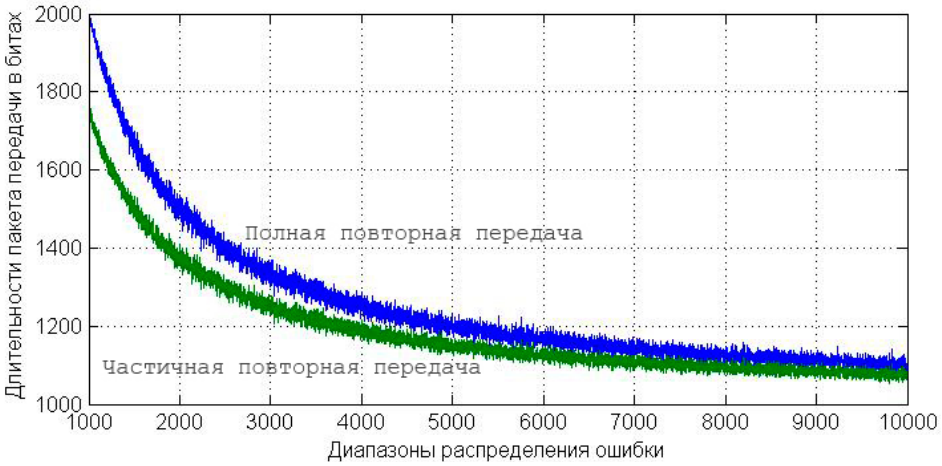


Рис. 4. Сравнение полной и частичной передачи ошибочного пакета

Как видно из рис. 4 при появлении ошибки в интервале 0…N для длительности пакета N = 1000, полная успешная передача пакета займет время, пропорциональное передаче 2N битов. Передача в соответствии с предложенной методикой произойдет в среднем за 1.75N битов. С ростом отношения сигнал/шум преимущество предложенной методики сохраняется, но в меньшей степени.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Recommended Standards of Consultative Committee for Space Data Systems: Blue Books. CCDS.org.

2. Мелентьев, О.Г. Теоретические аспекты передачи данных по каналам с группирующимися ошибками / О.Г. Мелентьев. – М.: Горячая линия – Голден телеком, 2007.

3. Баженов, М.С. Системный подход к пакетной передаче информации / М.С. Баженов, С.П. Панько // Датчики и системы. – 2006. – № 1. – С. 30–32.

АКТИВНЫЕ ПОМЕХИ КОМАНДНОЙ РАДИОЛИНИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

А. Н. Камышников, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28

Описан метод определения факта постановки помехи. Описано влияние узкополосной помехи на огибающую аддитивной смеси сигнала и шума. Рассмотрены особенности влияния узкополосной помехи на огибающую сигналов с BPSK и QPSK манипуляцией. Проведён сравнительный анализ сигналов с BPSK и QPSK с точки зрения эффективности обнаружения помехи.

На данный момент в области передачи команд космического аппарата (КА) по командной радиолинии широко применяется двухпозиционная или двоичная фазовая манипуляция (BPSK) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK).

Единственным методом защиты командной радиолинии КА является шифрование передаваемой информации, данный метод не защищает от активных помех, поставленных противником.

Активные помехи можно разделить на два крайних случая: шумовая помеха и узкополосная помеха.

Учитывая тот факт, что приёмный тракт КА не перестраивается по частоте и работает в достаточно узком диапазоне частот можно заключить, что наиболее вероятным является применение противником узкополосной помехи на центральной частоте приёмного тракта КА.

Факт постановки узкополосной помехи можно определить, контролируя огибающую принимаемого сигнала. Как известно BPSK и QPSK сигналы обладают достаточно равномерной огибающей, но в случае постановки противником узкополосной помехи вида $y(t) = Asin(\omega t + \varphi)$.

В зависимости от параметров помехи A, φ в аддитивной смеси сигнала и помехи возникает изменение огибающей от 0 В до суммы амплитуд сигнала и помехи. Это происходит из-за возникающих амплитудно-фазовых противоречий сигнала и помехи. Для сигнала с BPSK манипуляцией, имеющего два фиксированных состояния фазы: 0° и 180° наибольшую взаимную компенсацию и, как следствие, резкое изменение огибающей сигнала вызовет узкополосная помеха с фазой 0° или 180°.

Параметром, описывающим изменение огибающей аддитивной смеси является коэффициент Кр различимости помехи. Эта величина показывает отношение крутизны изменения огибающей суммы сигнала и помехи к крутизне изменения огибающей сигнала в отсутствии помехи.

На рис. 1 приведён график зависимости коэффициента различимости постановки помехи от фазы помехи.

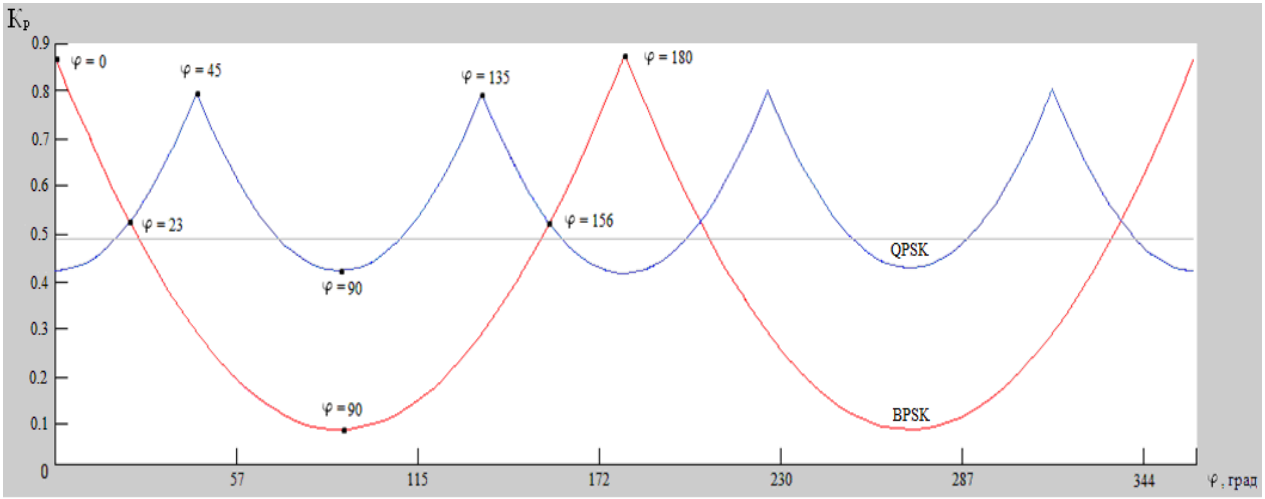


Рис. 1. Зависимость коэффициента различимости помехи от фазы помехи

Из рис. 1 видно, что для сигнала с BPSK манипуляцией наиболее неблагоприятным с точки зрения выявления факта постановки узкополосной помехи является случай, когда фаза помехи равна 90° или 270°, поскольку в этом случае огибающая сигнала практически не изменится. Если при анализе графика задаться порогом гарантированного обнаружения помехи $K_p = 0.5$, то из графика следует, что применение QPSK манипуляции является более целесообразным, нежели применение BPSK. Применение сигнала с QPSK манипуляцией гарантирует обнаружение помехи в 57 % случаев, при равновероятном распределении фазы помехи относительно фазы сигнала, в то время как применение сигнала с BPSK манипуляцией гарантирует обнаружение помехи только в 30 % случаев. Это объясняется тем, что сигнал с QPSK манипуляцией имеет четыре фиксированных положения фазы, следовательно его огибающая значительно больше подвержена влиянию узкополосной помехи любой фазы, нежели огибающая сигнала с BPSK манипуляцией.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Журавлев В. Цифровая фазовая модуляция / В. Журавлев, А. Руднев // Радиотехника. – 2012.

2. Перунов, Ю.М. Зарубежные радиоэлектронные средства. Кн. 2. Системы радиоэлектронной борьбы / Ю.М. Перунов, В.В. Мацукевич, А.А. Васильев. – М.: Радиотехника, 2010.

3. Палий, А.И. Радиоэлектронная борьба (Средства и способы подавления и защиты радиоэлектронных систем) / А.И. Палий. – М.: Воениздат, 1981.

СЕТЕВОЙ БОРТОВОЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ МАЛЫМ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ

В. Х. Ханов, А. В. Шахматов, С. А. Чекмарёв

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: khvkh@mail.ru

Представлены результаты разработки бортового комплекса управления (БКУ) на основе сетевой архитектуры взаимодействия его устройств. Устройства (БКУ) являются узлами сети SpaceWire. Конструкция БКУ является модульно-стековой, без использования кабельной сети. Приведены общая схема архитектуры бортового комплекса управления, его структурная схема, основные технические характеристики опытного образца.

Бортовой комплекс управления (БКУ) основан на сетевой технологии SpaceWire. Его архитектура соответствует топологии сети типа «двойная звезда» (рис. 1). Архитектура использует «связку» двух маршрутизаторов (М), один из который является активным, другой находится в «холодном» резерве. К каждому маршрутизатору подключается свой полукомплект устройств, составляющих БКУ. Кроме того каждое устройство из одного полукомплекта подключается к маршрутизатору другого полукомплекта. В текущий момент времени один полукомплект находится в активном режиме, другой – в «холодном» резерве. При отказе устройства из одного полукомплекта, автоматически включается аналогичное устройство из другого полукомплекта.

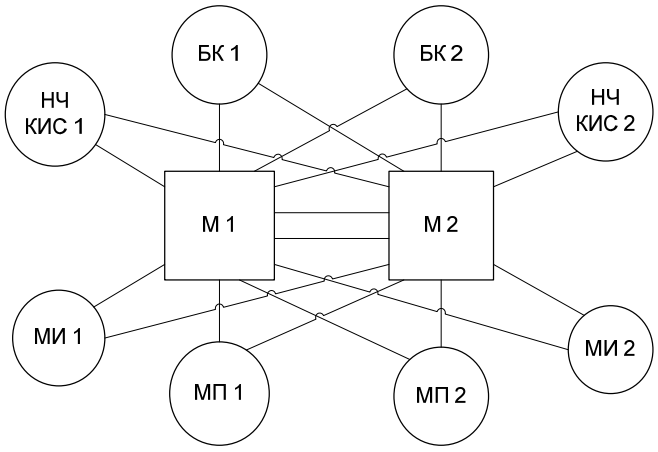


Рис. 1. Архитектура БКУ

Данную архитектуру можно определить как наиболее оптимальную для малых космических аппаратов (МКА), имеющего небольшие значения для срока активного существования (САС) (от 2 до 5 лет). Он обеспечивает достаточную для МКА надежность при приемлемом уровне аппаратного резервирования. Для аппаратов со сроком САС более 5 лет представленная архитектура хорошо масштабируется до более высоких значений

кратности резервирования: 2 или 3. Для аппаратов с совсем малым САС (1–2 года) и с малым бюджетом разработки от второго маршрутизатора и резервного полукомплекта можно отказаться.

Устройствами, входящими в каждый полукомплект, являются:

- модуль бортового компьютера (бортовой компьютер БК), реализующий основные вычислительные и управляющие действия на борту МКА; в качестве процессора использован софт-процессор LEON 3, встраиваемый в ПЛИС типа flash-FPGA Actel;

- модуль низкочастотной части командно-измерительной системы (НЧ КИС), предназначенный, с одной стороны, для сбора телеметрических данных от систем КА, преобразования их в телеметрические пакеты и передачи пакетов в высокочастотную часть командно-измерительной системы (ВЧ КИС) для их передачи по радиоканалу; с другой стороны, для приема от ВЧ КИС телекоманд управления, их дешифрации и передачи по адресуемым системам КА, в основном, в БК;

- модуль преобразования интерфейсов (МИ) имеет чисто технологическую функцию; он предназначен для преобразования некоторого множества интерфейсов (RS232, CAN и др.), используемых системами космического аппарата к интерфейсу SpaceWire; кроме того он может принимать аналоговые сигналы с датчиков и передавать сигналы на исполнительные устройства (ИУ);

- модуль питания (МП), предназначен для стабилизации напряжения, поступающего в БКУ от внешней бортовой питающей сети.

БКУ состоит из пяти плат, соединенных межплатными разъемами (рис. 2). На каждой плате располагаются по два одинаковых устройства из разных полукомплектов. Одно устройство является основным (включено), другое находится в ненагруженном резерве (выключено). Устройства на плате гальванически развязаны по питанию. Переключение устройств в случае отказа основного происходит коммутатором питания, располагаемом на плате питания.

Все устройства БКУ связаны SpaceWire. Маршрутизаторы SpaceWire каждого полукомплекта обеспечивают как внутренние связи посредством межплатных разъемов, так и внешние посредством кабельных соединений. Плата интерфейсов осуществляет связь с внешними устройствами, не имеющими SpaceWire.

Для обеспечения жестких требований к массогабаритным показателям КА принципиально важным решением стал отказ от внутриблочной кабельной сети. В настоящее время масса кабельной сети составляет от 7 до 10 % от веса всего КА. Постоянно разрабатываются новые подходы по оптимизации кабельной сети в сторону уменьшения веса. Но лучшим решением мог бы стать отказ от кабельных соединений, конечно, в тех случаях, когда это выполнимо, например, для организации внутриблочных интерфейсов.

Для создания внутриблочных связей в проекте предложено использовать межплатные соединители и модульно-стековую структуру построения конструкции БКУ (рис. 3, *а*). Подобная конструкция хорошо известна благодаря технологии PC/104. По межплатным соединителям происходит как передача информационных сигналов, так и питающих напряжений. По краям печатной платы располагаются разъемы для передачи информационных сигналов для каждого устройства модуля, в центре – разъем для передачи питающих напряжений. Металлическая рамка модуля обеспечивает необходимую радиационную защиту и нормальный тепловой режим компонентной элементной базы модулей.

Внешний вид БКУ без металлических рамок корпуса представлен на рис. 3, *б*.

В качестве элементной базы применены электронные компоненты индустриального исполнения. При этом по техническим характеристикам и функциональному назначению электронные компоненты подбирались с учетом их замены на радиационно-стойкие аналоги. В качестве базовой ПЛИС была выбрана микросхема A3PE1500 емкостью 1,5 млн. вентилей семейства ProASIC3 в индустриальном исполнении, которая полностью взаимозаменяема на аналогичную радиационно-стойкую версию RT3PE3000L или RT3PE600L.

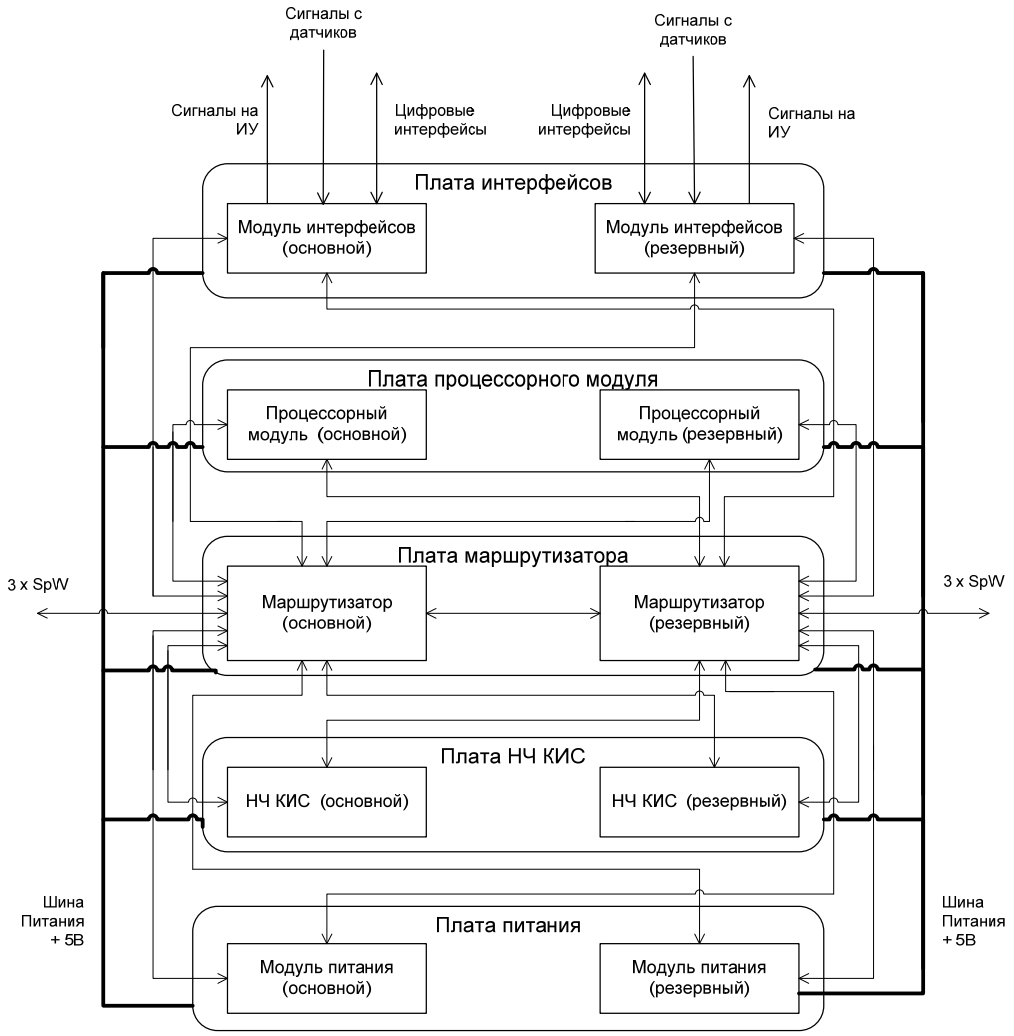
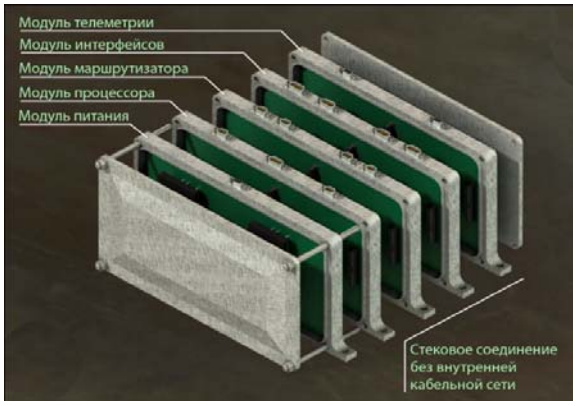
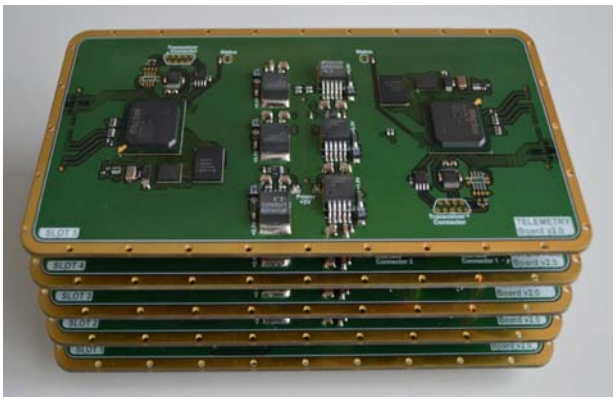


Рис. 2. Структурная схема БКУ



а – модульно-стековая конструкция



б – БКУ в сборе

Рис. 3. Бортовой комплекс управления с сетевой архитектурой

Разработка, изготовление и испытания опытного образца БКУ выполнены на технологической базе СибГАУ. Опытный образец имеет следующие основные характеристики:

– тактовая частота процессора – 25 МГц;
– ОЗУ – 4 МБ;
– ПЗУ – 2 МБ;
– максимальная скорость SpaceWire – 100 Мбит/с;

– общее потребление – 6,8 Вт;
– габариты – 120х240х150 мм;
– масса –1,8 кг.

Результаты разработки представлены потенциальным заказчикам, которые отметили важность и перспективность работ СибГАУ по разработке общей концепции сетевой архитектуры и высокий технический уровень представленного опытного образца сетевого бортового комплекса управления.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ

Р. А. Хасанова

ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнёва
662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, д. 52
E-mail: hra2112@iss-reshetnev.ru

Проведен анализ проблемы автоматизации процессов создания и отладки модулей бортового комплекса управления, который представляет собой ядро модуля служебных систем космического аппарата. Освещены основные этапы проведения наземных испытаний бортового комплекса управления и разработки сопутствующей им конструкторской документации. Сделано заключение о том, что внедрение системы автоматизации процессов по созданию космического аппарата откроет новую веху в эволюции развития ракетно-космической техники.

Космический аппарат состоит из множества технически сложных систем, каждая система включает в себя большое количество электронных приборов. Приборы в свою очередь состоят из электронных компонентов, на которые оказывают влияние неблагоприятные факторы космического пространства. Предусмотреть меры защиты необходимо в процессе изготовления космического аппарата, а это требует сил и времени. На заре изготовления космических аппаратов создание одного изделия занимало порядка 6–9 лет. Притом, срок активного существования, т.е. непосредственной эксплуатации по его целевому назначению, такого аппарата составлял 1–3 года. На сегодняшний день ситуация кардинально поменялась и продолжает меняться. Срок активного существования спутника растет и составляет для современных аппаратов не менее 15 лет, а срок изготовления – 2–3 года. Такие сроки задают Заказчики, а потому, чтобы успешно существовать в современных условиях конкурентной гонки, их приходится выдерживать. Практически с каждым новым проектом на спутник возлагаются все новые и новые функции, аппаратура становится сложней и включает в себя все большее количество отдельных, автономных модулей.

Всё вышесказанное подводит к мысли, что существует потребность в системе, которая решит следующие проблемы:

1) Сокращение времени изготовления космического аппарата;
2) Повышение качества проводимых работ по изготовлению аппарата;
3) Представление документации, сопровождающей все циклы создания аппарата, в таком виде, чтобы в ней наиболее полно отражалась информация об изделии и специфике его работы и была удобна в использовании как разработчика аппарата, так и его Заказчика.

Таким образом, актуальной представляется разработка процедур автоматизации процессов производства космических аппаратов. Важной, трудоемкой и довольно длительной частью создания изделия являются испытания космического аппарата. И в первую очередь автоматизация должна затронуть этап разработки документации, описывающей испытания, этап проведения самих испытаний и этап выпуска отчетной документации по результатам испытаний.

Для каждого модуля, прибора или системы приборов существует единая концепция проверок функционирования. Какими бы они разными не были, в любом цикле испытаний

можно выделить одни и те же точки. Получается, разработав процедуры испытаний для какого-то одного прибора, можно успешно распространить их на другие. Таким образом, автоматизирован будет процесс испытаний космического аппарата в целом.

К поставленной цели нужно двигаться постепенно, выделив отдельные этапы. По завершении каждого этапа ожидается оценка проделанной работы, критичное рассмотрение полученных результатов и перевод этих результатов в категорию лучших. Тогда можно уже будет судить о качестве работы и её эффективности, и не возникнет сомнений в её целесообразности и практической пользе в выбранной области исследования.

Какие же этапы выделить для достижения поставленной цели?

Прежде всего, это будет определение последовательности операций с объектом испытаний (назовем так прибор или модуль в составе космического аппарата, на примере которого будут разрабатываться типовые процедуры испытаний). При описании порядка операций лучше всего руководствоваться рекомендациями разработчика прибора (модуля), но это не говорит о том, что ни в коем случае нельзя отступать от порядка, приемлемого для разработчика. Какие-то отступления всегда возможны. По окончании этого этапа получим глобальный алгоритм испытаний, имея который будет легко разрабатывать дальше нашу методику.

Вторым этапом поставим систематизацию перечня инструментов управляющего воздействия на объект испытаний (команд, заданий командно-программной информации). Идентификационные номера команд могут меняться от изделия к изделию, но для этого существует структура запросов в системе управления базы данных команд. Базы данных управляющих воздействий должны содержать в себе следующую информацию: идентификационный номер команды (массива) либо номер функциональной группы команд; наименование; действие; гиперссылка, запускающую малый тест оборудования и примечание/дополнительная информация.

Третьим этапом будет упорядочивание данных контроля объекта испытаний и правильности его функционирования. Это будет большой объем значений технических характеристик, значений всевозможных регистров, телеметрических параметров объекта испытаний. Базы данных параметров должны содержать в себе следующую информацию: номер; наименование; прибор (модуль); электрический соединитель; цепь; тип кабеля; значение при нормальных условиях; значение при повышенной температуре; значение при пониженной температуре; дополнительная информация. По необходимости список полей базы может быть расширен. Современный рынок программного обеспечения предлагает большое количество систем управления базами данных и инструментов к ним, позволяющих вносить, хранить и извлекать в нужном порядке любые объемы данных. Разработан ряд языков программирования, которые дают возможность построить гибкую структуру запросов к созданной базе данных.

В-четвертых, необходимо установить логические связи между операциями, что описаны на первом этапе, с информацией, характеризующей объект испытаний (третий этап). Т.е. задать условия: в какой момент выполнения действий над объектом какой параметр контролировать, и в какой момент – выводить результат контроля на монитор оператора.

В-пятых, система должна анализировать полученные значения измерений, значений с телеметрических датчиков и все другие параметры на предмет: «норма» и «ненорма». Как раз для этой задачи потребуется база данных, содержащая значения, требуемые в соответствии с Техническим заданием на прибор (модуль), которые прописаны стороной заказчика аппаратуры (изделия).

В-шестых, для имеющихся точек останова процедуры испытаний (они должны быть проставлены на этапе определения конкретных операций) должны быть директивы (сообщения) для оператора испытаний, предназначенные для сигнализирования о «норме»/«ненорме» параметров объекта испытаний, содержащие краткое заключение о допуске аппаратуры к дальнейшим испытаниям и возможный перечень дальнейших действий оператора.

В-седьмых, все операции должны отражаться в виде документа, описывающего порядок работ, который можно было бы предоставить вниманию заказчика, и по которому удобно было бы ориентироваться по ходу проведения испытаний.

В-восьмых, необходимо заложить возможность проведения каких-то операций повторно. Прописать два варианта: повтор без потери имеющихся данных и повтор с записью новых полученных данных.

Ну и как результат автоматизированной системы испытаний логично получить отчетную документацию. В ней должны быть наглядно представлены действия над объектом испытаний, измеренные характеристики аппаратуры и программно сформированные параметры, заключения о допуске, выводы и рекомендации. Это и отчеты по отдельным циклам (процедурам) и, конечно же, итоговый отчет по испытаниям прибора (модуля).

С момента изготовления до сдачи Заказчику космический аппарат «проживает» этапы наземных и лётных испытаний. Схема жизненного цикла изделия, который нужно автоматизировать, представлен на рис. 1.

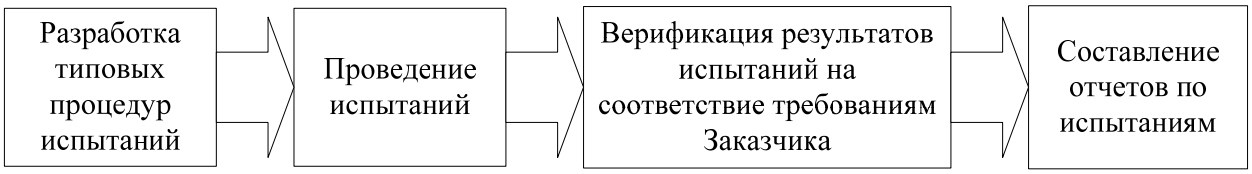


Рис. 1. Схема испытаний изделия

Таким образом, выделим основные задачи исследования:

1) Автоматизация разработки процедур испытаний;
2) Оптимизация процесса испытаний за счет унифицированного набора средств измерений и обработки данных испытаний;
3) Автоматизация процесса верификации результатов испытаний;
4) Автоматизация вывода отчетной информации и составления отчетов по испытаниям.

Как уже было сказано, испытания проходят по одинаковому для разных приборов сценарию. Имеется ряд типовых процедур, которые заимствуются с предыдущих изделий, имеющих лишь различные модификации входных данных при изменениях приборов.

Для оптимизации процесса испытаний необходимо стремиться к унификации рабочего места испытаний и средств измерений. От изделия к изделию рабочее место будет претерпевать очень незначительные изменения, и унификация существенно сократит время испытаний и уменьшит материальные затраты.

Выработав критерии удачного/неудачного завершения каждого теста, значений норм/ненорм параметров, мы быстро и легко сможем наблюдать результат и реагировать на него.

Отчетная информация подведет итог всех операций над объектом испытаний и даст заключение о допуске прибора к штатной эксплуатации, либо рекомендации по улучшению выполнения его функций.

В результате исследования разработана структура СУБД, которая позволит легко заносить, хранить и извлекать данные, полученные в процессе электрических испытаний бортового комплекса управления; сформирована гибкая система запросов СУБД, которая подходит для различных космических аппаратов, как по коммерческим заказам, так и военного назначения; создана система, которая проделывает анализ информации и формирует заключение о степени соответствия параметров требованиям Технического задания.

При проектировании любой сложной системы необходимо провести расчет рисков и вероятности возникновения ошибки. Ошибка при выполнении действий по предложенной методике возникает при сравнении полученных значений параметров со значениями из

базы данных параметров. Измерительная аппаратура дает точность до α = 0,01, в то время как требования Технического задания имеют точность значений 0,1. С учетом минимального порогового значения амплитуды сигналов φ = 0,2 В, получим следующее значение величины погрешности анализа γ:

$$\gamma = \frac{\alpha}{\phi} = \frac{0,01}{0,2} = 0,05 .$$

Также проведен предварительный сравнительный анализ количества времени, необходимого испытателю, чтобы выпустить отчетный документ. Так, выпуск отчета по испытаниям бортового комплекса управления занимал у специалиста порядка 2–5 рабочих дней. А с использованием автоматизированной системы обработки результатов испытаний этот процесс занял всего 1 день. Таким образом, коэффициент эффективности новой методики равняется 3,5.

Внедрение системы автоматизации процессов по созданию космического аппарата откроет новую веху в эволюции развития ракетно-космической техники. Эта технология даст возможность взглянуть на современные проблемы промышленности с другой стороны и даст благодатную почву для новых прогрессивных идей, зарождению которых препятствуют текущие проблемы, требующие незамедлительных решений и действий по устранению полученных в процессе эксплуатации изделий замечаний.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНЫХ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАЗНЕСЁННЫХ ЧАСОВ

А. А. Карауш[1], Е. А. Ханыкова[2], А. Р. Безродных[2]

[1]*Новосибирский государственный технический университет*
630073, г. Новосибирск, проспект Карла Маркса, 20
[2]*Сибирская государственная геодезическая академия*
630108, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10
E-mail: karaush.a@mail.ru, hanikovak@mail.ru, jelechka@mail.ru

Анализируются возможные пути повышения точности синхронизации пространственно-разнесённых часов с использованием навигационных сигналов отечественной системы ГЛОНАСС. Особое внимание авторов уделено использованию псевдодальномерных фазовых измерений. Обсуждаются характерные особенности фазовых измерений и подходы к разрешению фазовой неоднозначности.

Введение

Задача синхронизации в спутниковых навигационных системах, обеспечивающая согласованность шкал времени часов в составе аппаратуры измерительных комплексов, представляется важной и актуальной в связи с ростом требований к достоверности и точности измерений.

Для координатно-временных определений, где измерения дальностей сводится к измерению длительности интервалов времени прохождения радиосигналов от передающей до приёмной антенны навигационного комплекса, очень важно, чтобы указанные интервалы времени отсчитывались от согласованных моментов шкал времени.

Важным условием надёжности и точности решения в абсолютных и дифференциальных режимах пользовательских задач является синхронность шкал времени бортовых часов. При формировании эфемеридно-временной информации на основе траекторных измерений необходима согласованность шкал времени часов беззапросных измерительных станций. Для навигационных систем наземного базирования требуется синхронность часов опорных станций.

Один из путей повышения точности синхронизации часов, применяемых при решении перечисленных задач спутниковых навигационных технологий, связан с использованием в качестве исходных данных результатов фазовых псевдодальномерных измерений. Обсуждению особенностей такого подхода посвящена настоящая работа.

1. Обсуждение задачи синхронизации

Все методы сравнения шкал времени пространственно-разнесённых часов могут быть объединены в три группы [1].

1. Методы прямой передачи моментов шкал времени по радиоканалам.

2. Дифференциальные методы, к которым относится метод «трех часов».

3. Дуплексные методы, использующие обмен информацией о шкалах времени между пунктами синхронизации по радиоканалам.

Наиболее приемлемыми по точности и адекватности спутниковым навигационным технологиям, являются методы второй группы. Эти методы не требуют использования дополнительной специальной аппаратуры. Информация о шкалах времени часов извлекается непосредственно из результатов беззапросных псевдодальномерных измерений, выполняемых аппаратурой приема навигационных сигналов.

Изначально метод «трех часов», известный как метод квазисинхронного приема «common view» [2], предполагал одновременный прием навигационных сигналов одного, определенным образом выбранного спутника, в пунктах нахождения синхронизируемых часов. Полученные в каждом пункте результаты измерений подвергались обработке с целью компенсации составляющей псевдодальности, связанной с геометрической дальностью радиотрассы, а также компенсацией эффектов от ионосферной и тропосферной задержек радиосигнала. Полученные в результате такой обработки результаты содержали информацию о шкале времени выбранного спутника и шкале часов пункта синхронизации. После обмена полученной информацией между пунктами синхронизации из разностей результатов обработки псевдодальномерных измерений каждого пункта непосредственно определялось расхождение шкал времени часов в пунктах синхронизации. Указанные разности не зависят от текущего момента шкалы времени навигационного спутника (НС).

Позднее метод «common view» трансформировался в метод синхронизации, включающий в обработку данные по всей радиовидимой в каждом пункте в течение суток орбитальной группировке НС [3]. В обмен информацией между пунктами синхронизации представлялись результаты усреднения по всему ансамблю НС. Этот подход был предложен в 1993 году международной группой CGGTTS по выработке стандарта – Common GPS GLONASS Time Transfer Standard.

Программная реализация метода выполнена P. Defraigne [4] для GPS наблюдений, позднее, возможности этой программы были расширены для обработки наблюдений НС ГЛОНАСС (версия CV-GG) сотрудниками «ВНИИФТРИ» М.Б. Кауфманом и С.Л. Пасынком.

Приведённые методы синхронизации опираются на использование в качестве исходных данных одночастотных кодовых измерений. Развитие этой методологии в части повышения точности сравнения шкал времени пространственно-разнесённых часов видится в применении результатов фазовых псевдодальномерных измерений.

2. Привлечение фазовых псевдодальномерных измерений

Информация о расхождениях бортовых шкал времени $\Delta T_S(t)$ и шкал времени наземных пунктов $\Delta T_R(t)$ относительно системного времени содержатся в результатах беззапросных кодовых и фазовых измерений, включающих в себя:

- кодовые измерения стандартной точности C в диапазоне $L1$,
- кодовые измерения высокой точности P в диапазоне $L1$,
- кодовые измерения стандартной точности C в диапазоне $L2$,
- кодовые измерения высокой точности P в диапазоне $L2$,

- фазовые измерения на несущих литерных частотах в диапазонах $L1$ и $L2$.

Уравнения беззапросных кодовых и фазовых измерений, выполняемых в пункте A, имеют вид:

$$D^A(t) = \rho(\mathbf{u}_S, \mathbf{u}_R^A) + \Delta T_{SR}^A(t)\cdot c + \tau_{ion}^A(t)\cdot c + \sum_{i=1}^{N} p_{Di}^A(t); \quad (1)$$

$$\varphi^A(t) = \rho(\mathbf{u}_S, \mathbf{u}_R^A) + \Delta T_{SR}^A(t)\cdot c - \tau_{ion}^A(t)\cdot c + K^A\cdot\lambda + \sum_{i=1}^{N} p_{\varphi i}^A(t), \quad (2)$$

где $D^A(t)$ и $\varphi^A(t)$ – измеренные на момент прихода навигационного сигнала на приемную антенну кодовые и фазовые псевдодальности, выраженные в единицах длины; $\rho(\mathbf{u}_S, \mathbf{u}_R^A) = \sqrt{(x_S - x_R^A)^2 + (y_S - y_R^A)^2 + (z_S - z_R^A)^2}$ – геометрическая дальность от передающей антенны спутника до приемной антенны потребителя; $\mathbf{u}_S^T = (x_S, y_S, z_S)$ – вектор координат НС ГЛОНАСС в системе координат ПЗ 90; $\mathbf{u}_R^{A\,T} = (x_R^A, y_R^A, z_R^A)$ – вектор координат антенного модуля пункта A; $\Delta T_{SR}^A(t) = \Delta T_S(t) + \Delta T_R^A(t)$ – суммарное расхождение бортовой и наземной в пункте A шкал относительно системного времени; λ – длина волны несущей с литерной частотой, на которой передаётся навигационный сигнал; K^A – целое неопределённое число длин волн, укладывающихся в измеренном расстоянии; c – скорость распространения навигационного сигнала в вакууме; $\tau_{ion}^A(t)\cdot c$ – задержка навигационного сигнала в ионосферном слое; $\sum_{i=1}^{N} p_i^A(t)$ – факторы, влияющие на точность псевдодальномерных измерений, к которым относятся выраженные в единицах длины задержки навигационного сигнала в тропосферном слое, поправки за релятивистские эффекты, смещения фазовых центров антенных модулей, аномальные значения, связанные с многолучевостью распространения навигационного сигнала, неучтенные задержки в радиотрактах передающей и приемной аппаратуры, погрешности измерений и другие факторы.

Для сравнения шкал времени часов в пункте A и пункте B по данным кодовых и фазовых измерений должны быть получены оценки суммарных уходов шкал времени

$$\Delta\hat{T}_{SR}^A(t) = \Delta\hat{T}_S(t) - \Delta\hat{T}_R^A(t)\ ;\ \Delta\hat{T}_{SR}^B(t) = \Delta\hat{T}_S(t) - \Delta\hat{T}_R^B(t).$$

Из разностей $\Delta\hat{T}_{SR}^A(t) - \Delta\hat{T}_{SR}^B(t) = \Delta\hat{T}_R^A(t) - \Delta\hat{T}_R^B(t)$ непосредственно определяется оценки расхождения шкал времени синхронизируемых часов в пунктах A и B. В этом и заключается основная идея метода «common view».

Применение уравнения фазовых измерений (2) для оценивания $\Delta T_{SR}^A(t)$ требует компенсации с помощью поправок геометрической дальности $\rho(\mathbf{u}_S, \mathbf{u}_R^A)$ и всех влияющих факторов $p_{\varphi i}^A(t)$. Проблематичной остаётся компенсация составляющей $K^A\cdot\lambda$, связанной с неопределённостью числа периодов несущей в фазовых измерениях.

Выделение этой составляющей из разностей результатов кодовых (1) и фазовых (2) измерений не даёт результатов в силу того, что в этих уравнениях ионосферная задержка $\tau_{ion}^A(t)\cdot c$ входит с противоположными знаками. Полученные таким образом равенство

$$D^A(t) - \varphi^A(t) = 2\tau_{ion}(t)\cdot c - K^A\cdot\lambda + \delta(t) \quad (3)$$

может быть использовано как дополнительное условие для сглаживания оценки ионосферной задержки $\tau_{ion}^A(t)$.

В настоящей работе для оценивания неоднозначностей фазовых измерений применялись данные измерений, свободные от ионосферной задержки и, полученные на основе двухчастотных измерений в диапазонах $L1$ и $L2$.

На рис. 1 показаны временные ряды, использованные для расчёта в виде средних арифметических значений фазовых неоднозначностей $K1$ и $K2$ для диапазонов $L1$ и $L2$.

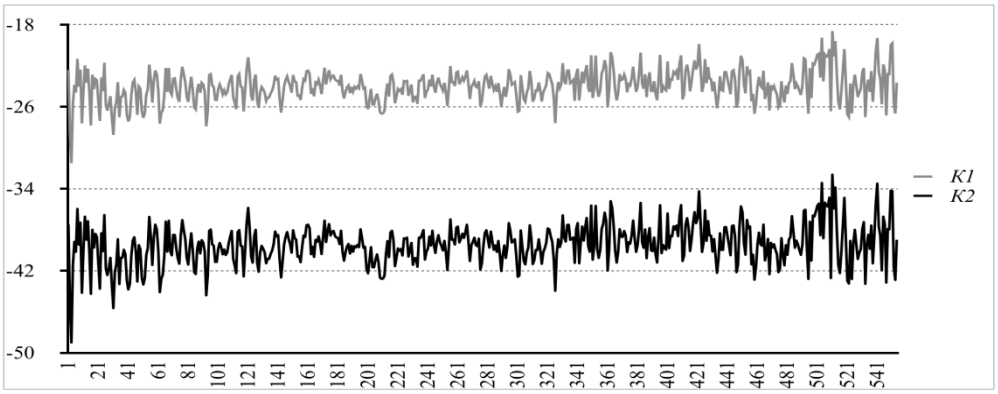


Рис. 1. Временные ряды для оценивания неоднозначностей в фазовых измерениях в диапазонах L1 и L2

3. Результаты оценивания уходов шкал времени

Использование фазовых измерений для оценки суммарного ухода $\Delta T_{SR}(t)$ в условиях работы эталона времени и частоты ВЭТ 1-19 ФГУП «СНИИМ», когда момент шкалы времени приёмной аппаратуры $\Delta T_R^A(t)$ согласован с системной шкалой с погрешностями менее 10 нс, позволил провести оценивание уходов шкал времени $\Delta T_{Si}(t)$ бортовых часов орбитальной группировки навигационных спутников (НС) ГЛОНАСС. На рис. 2 приведены оценки уходов шкал времени НС ГЛОНАСС № 723 и № 747 и применяемые для компенсаций этих уходов частотно-временные поправки. Исходными данными для проводимого анализа являются результаты псевдодальномерных фазовых и кодовых измерений в поддиапазонах $L1$ и $L2$ в RINEX-формате. Измерения проводились в пункте метрологического контроля государственной службы времени и частоты, размещённой в ФГУП «СНИИМ» (г. Новосибирск).

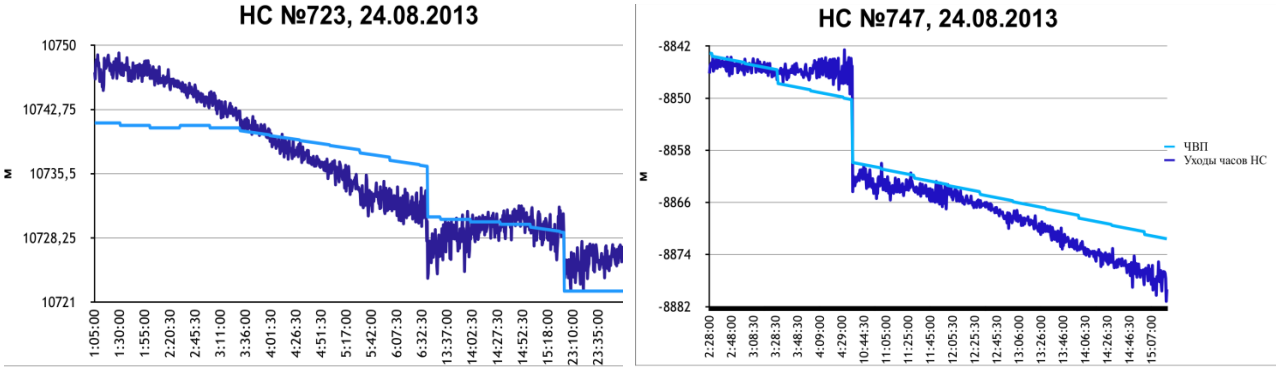


Рис. 2. Погрешность уходов бортовых часов навигационных спутников № 737 и № 742

Проведенный анализ показал, что компенсация фактических уходов бортовых часов НС орбитальной группировки системы ГЛОНАСС посредством частотно-временных поправок (ЧВП) в 30 % случаев обеспечивает не достаточный уровень точности для потребителей координатно-временных определений.

Заключение

Основная идея предложенного подхода к повышению точности сравнения шкал времени пространственно-разнесённых часов заключается в привлечении в качестве исходных данных фазовых псевдодальномерных измерений. Основным преимуществом является то, что шумовая составляющая погрешностей этих измерений на два порядка меньше, чем в кодовых измерениях [5].

Главной проблемой в этом случае становится наличие неоднозначности фазовых измерений [6, 7]. Определение этой неоднозначности из разности кодовых и фазовых измерений затруднительно в силу присутствия нескомпенсированного удвоенного значения ионосферной задержки. В работе компенсация ионосферной задержки обеспечивается за счёт применения двухчастотных фазовых псевдодальномерных измерений.

Для высокоточного сравнения шкал времени (вычисление оценок $\Delta\hat{T}_R^A(t)$ и $\Delta\hat{T}_R^B(t)$) также необходима предварительная подготовка исходных данных кодовых $D^A(t)$ и фазовых $\varphi^A(t)$ измерений. В режиме обработки данных измерений необходимо исключение аномальных значений псевдодальности, связанных с многолучевостью прохождения навигационного сигнала.

Также следует проводить сортировку НС с целью:

– исключения больных спутников,

– исключения спутников с плохими прогнозами бортовых шкал на основе ЧВП. (Эти спутники определяются априорно по результатам предварительного контроля погрешностей прогнозирования бортовых шкал с помощью ЧВП, см. рис. 2),

– исключения спутников, наблюдаемых под малыми углами места.

Полученные результаты исследований показывают принципиальную работоспособность изложенного в данной работе способа повышения точности сравнения шкал времени пространственно-разнесённых часов на основе привлечения фазовых псевдодальномерных измерений. Применение подобной технологии сравнения шкал времени позволит существенно улучшить качество метрологических характеристик глобальных навигационных спутниковых систем.

Список литературы

1. Толстиков, А.С. Алгоритмы синхронизации пространственно-разнесенных часов по сигналам спутниковых навигационных систем / А.С. Толстиков // «Метрология», прил. к журн. «Измерительная техника». – 2009. – № 9. – С. 25–35.

2. Юношев, Л.С. О сличении эталонов времени по сигналам навигационных спутников / Л.С. Юношев // Измерительная техника. – 1994. – № 7. – С. 30–33.

3. Allan, D.W. Technical directives for standardization of GPS time receiver software / D.W. Allan, C. Thomas // Metrologia 31. – 1994. – P. 69–79.

4. Defraigne, P. Time Transfer for TAI using a geodetic receiver, An Example with Ashtech ZXII-T / P. Defraigne, C. Bruyninx // GPS Solutions, 5. – 2001. – P. 43–50.

5. Witchayangkoon, B. Elements of GPS Precise Point Positioning / B. Witchayangkoon // M.Sc.Thesis, the University of Maine December. – 2002. – P. 265.

6. Marais, E.L. The Use of GPS Carrier Phase for Time Transfer / E.L. Marais // CSIR – National Metrology Laboratory, PO Box 395, Pretoria, 0001. – P. 1–4.

7. Clock Synchronization Using GPS/GLONASS Carrier Phase / K.Y. Tu, H.M. Peng, C.S. Liao, R.F. Chang // 32nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. – 2000. – P. 171–180.

ОЦЕНКА УРОВНЯ ВЗАИМНОЙ ПОМЕХИ СИГНАЛОВ ГЛОНАСС РАЗНОГО ПОКОЛЕНИЯ

М. А. Шевченко, Д. В. Гайворонский (научный руководитель)

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)
197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, дом 5
E-mail: marishevchenko@mail.ru

Дана оценка взаимного влияния сигналов разных поколений в спутниковой навигационной системе ГЛОНАСС. Получен ряд статистических характеристик в широкой полосе доплеровских расстроек.

Введение. В современном мире спутниковая навигация является одним из самых востребованных средств определения координат объекта. В настоящее время полностью развернуты и функционируют две системы: отечественная ГЛОНАСС и американская GPS, предназначенные для оперативного навигационно-временного обеспечения широкого круга пользователей наземного, морского, воздушного и космического базирования. К системам ГЛОНАСС и GPS предъявляются высокие требования по точности позиционирования, помехозащищенности, а также глобальности и непрерывности обслуживания неограниченного числа потребителей. В состав космической группировки вышеупомянутых систем входят по 24 космических аппарата, за тем отличием, что в ГЛОНАСС спутники располагаются на трех орбитах на высоте 19 100 км над поверхностью Земли каждый, а в GPS – на шести орбитах и высоте 20 145 км.

Быстрое развитие микроэлектроники и снижение стоимости изготовления, приемная аппаратура стала доступна большому количеству потребителей, что привело к стремительному росту числа пользователей. Для удовлетворения растущих запросов и расширения классов пользователей, разработчики повышают качество обслуживания, что достигается, в том числе, и за счет модернизации ансамблей дальномерных кодов, обладающих лучшими качественными показателями.

На текущий момент в системе GPS процесс дополнения существующих сигналов новыми уже завершен. Например, в диапазон L1 к гражданскому сигналу L1C/A добавлен сигнал L1C и пользователям системы предоставлена возможность выбора для позиционирования любого из сигналов. В системе ГЛОНАСС подобная работа только ведется.

Для более эффективного использования выделенного системе частотного ресурса разумно разместить сигналы разных поколений в одном частотном диапазоне [1]. Поскольку одномоментный переход сразу всех пользователей на модернизированные сигналы невозможен, поэтому вводимые сигналы не должны мешать работе существующих. Исходя из требований, приведенных выше, задача публикации заключается в оценке уровня взаимного влияния сигналов разных поколений.

Публикация разбита на следующие смысловые разделы: сначала приводится информация о структуре и способах генерации дальномерных кодов нового поколения, после кратко излагаются теоретические сведения о критериях оценки уровня взаимного влияния сигналов, в конце описан алгоритм решения поставленной задачи и результаты численного моделирования.

Генератор дальномерных кодов открытого доступа. Дальномерные коды(ДК) $ДК_{L1SCd}$ являются усеченными до длины $N=5115$ кодами Голда периода $T = 4$ мс и образуется суммированием по модулю двух двоичных символов, поступающих с тактовой частотой 1,27875 МГц. Цифровой автомат (ЦА) ЦА1 представляет собой 13-разрядный регистр сдвига с обратной связью, описываемой полиномом $f_{ЦА1}(x)=x^{13}+x^4+x^3+x+1$,

ЦА2 – регистр той же длины с полиномом $f_{\text{ЦА2}}(x) = x^{13} + x^{12} + x^8 + x^2 + 1$. Каждые 4 мс в регистры ЦА принудительно загружаются начальные состояния (НС), равные номеру навигационного спутника в орбитальной группировке [1].

Генераторы других ДК на основе кодов Голда строятся аналогично. ДК L1OCd и L1OCp имеют длину $N = 1023$, период повторения $T = 2$ мс и тактовую частоту следования чипов с тактовой частотой 0,5115 МГц. В дальномерном коде L1OCd ЦА1 представляет собой 10-разрядный регистр сдвига с обратной связью, описываемой полиномом $f_{\text{ЦА1}}(x) = x^{10} + x^3 + 1$, а в ЦА2 полином – $f_{\text{ЦА2}}(x) = x^{10} + x^7 + x^3 + x + 1$. В L1OCp ЦА1 и ЦА2 включают в себя 10-разрядный регистр сдвига с обратной связью, описываемой законом $f_{\text{ЦА1}}(x) = x^{10} + x^3 + 1$, $f_{\text{ЦА2}}(x) = x^{10} + x^7 + x^3 + x + 1$.

Несколько отличную структуру генератора имеет ансамбль ДК L2OCd. Он представляет собой усеченный до $N = 10230$ ансамбль Касами периодом $T = 8$ мс. В данном генераторе выходные отсчеты образуется суммированием по модулю два символов, поступающих с тактовой частотой 1,27875 МГц от ЦА1 и ЦА2. ЦА1 включает 14-разрядный регистр сдвига с обратной связью описываемой полиномом $f_{\text{ЦА1}}(x) = x^{14} + x^{10} + x^6 + x + 1$, ЦА2 – семиразрядным регистром $f_{\text{ЦА2}}(x) = x^7 + x + 1$ [1].

Аналитические оценки статистических параметров корреляций дискретных сигналов. Анализ ПМД эффекта, создаваемый сигналами одного радиоинтерфейса приема сигналов другого, базируется на расчете взаимных корреляций сигналов, однако теперь, ВКФ нуждается в переопределении. Пусть имеются два дискретных сигнала

$$s_a(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i u_a(t - i\Delta_a) \text{ и } s_b(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i u_b(t - i\Delta_b), \quad (1)$$

составленные из прямоугольных чипов, манипулированных бинарными последовательностями $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$. Здесь a, b указывают на принадлежность формы $u(t)$ и длительности Δ чипа, периода сигнала T и длины кода N соответствующему из сигналов (1). В предположении равенства амплитуды чипов единице нормированный к полезному эффекту отклик $\rho_{ab}(\tau)$ коррелятора с опорой $s_a(t)$ на мешающий сигнал $s_b(t)$, запаздывающий на τ с и сдвинутый по частоте на F Гц, выразится равенством [2]

$$\rho_{ab}(\tau, F) = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} s_a(t) s_b(t - \tau) \exp(-j2\pi F t) dt. \quad (2)$$

Интересуясь средней мощностью ПМД P_b, создаваемой сигналом $s_b(t)$ приему сигнала $s_a(t)$, естественно усредним $|\rho_{ab}(\tau, F)|^2$ по задержке τ, считая последнюю равномерно распределенной на всем периоде T_b сигнала $s_b(t)$:

$$P_b = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |\rho_{ab}(\tau, F)|^2 d\tau. \quad (3)$$

Все приемлемые сигнатурные ансамбли имеют ярко выраженные псевдослучайные свойства, причем каждая из сигнатур несет типичные признаки всего ансамбля. В этом

смысле сигнатуры допустимо трактовать как реализации эргодического случайного процесса, а тогда (3) есть просто выборочная оценка среднего по ансамблю квадрата модуля величины (2):

$$P_b = \overline{\hat{\rho}^2_{ab}(\tau, F)}, \tag{4}$$

где верхняя горизонтальная черта соответствует статистическому усреднению, а надстрочный знак $\hat{(\cdot)}$ – оценке соответствующего параметра. Поэтому адекватной мерой средней мощности ПМД, создаваемой ансамблем сигналов $s_b(t)$, служит статистическое среднее квадрата (2), иначе говоря, средний квадрат модуля ВКФ

$$\rho^2_{\text{rms}} = \overline{\left|\rho^2_{ab}(\tau, F)\right|}. \tag{5}$$

Символы последовательностей $\{b_i\}$ и $\{a_i\}$ естественно полагать независимыми.

Одной из важнейших стандартных интегральных характеристик ансамблей, является значение максимального пика ПМД, уравнение которого представлено ниже:

$$\rho_{\max} = \max_{\tau,\, F} \left|\rho(\tau,\ F)\right|, \text{ где } \tau = m\Delta. \tag{6}$$

Помимо указанных параметров, статистические свойства ПМД характеризуются квантилями распределения ее значений. В частности, однопроцентный квантиль $\rho_{0.01}$, определяемый соотношением $P\left(\rho_{0.01} < \rho < \rho_{\max}\right) = 0.01$, указывает уровень помехи, вероятность появления которой не превышает 0.01.

Алгоритм оценки ПМД ансамблей разных поколений. Для того чтобы оценить взаимное влияние сигналов разных поколений, необходимо уравнять их периоды. При оценке влияния существующего сигнала на новый берутся копии старого сигнала $s_a(t)$ периода T_a до периода нового T_b (рис. 1, *а*). В случае решения обратная задача необходимо вычислить корреляцию на интервале периода $T_a = 1$ мс (рис. 1, *б*).

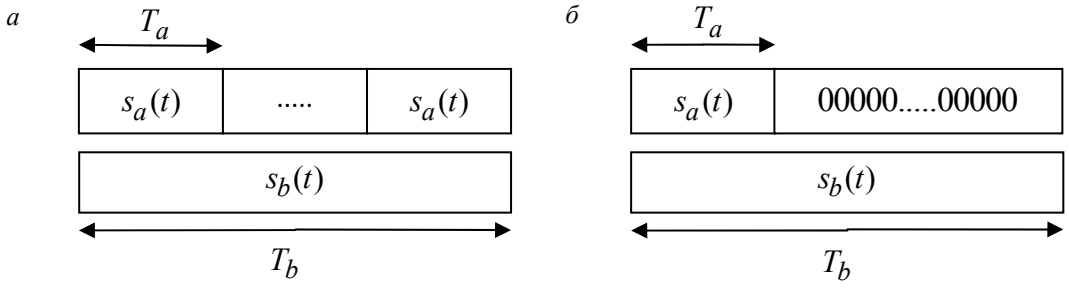


Рис. 1. Алгоритм оценки взаимной помехи сигналов разных поколений:
существующего сигнала приему модернизированного (*а*); нового сигнала приему существующего (*б*)

На основе приведенных выше соотношений рассчитываются статистические характеристики распределения: максимальное значение $\rho_{\max}$, средний квадрат ρ_{rms} и однопроцентный квантиль $\rho_{0.01}$.

Таблица 1

Статистические характеристики собственной ПМД сигналов нового поколения

Ансамбль	*N*	*K*	*T*, мс	Допплеровская полоса, кГц						
				0	±1			±5		
				ρ_{max}	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$
				дБ						
L1SCd	5115	63	4	–23.8	–23.8	–38.7	–31.7	–23.8	–38.7	–31.8
L1OCd	1023	63	2	–23.9	–19.6	–31.7	–24.2	–19.0	–31.7	–24.7
L1OCp	1023	63	2	–23.9	–19.6	–31.7	–24.2	–18.9	–31.7	–24.7
L2OCd	10230	63	8	–26.9	–26.9	–41.7	–34.8	–26.9	–41.7	–34.8

Таблица 2

Статистические характеристики взаимного влияния новых сигналов приему существующего

Ансамбль	*N*	*K*	*T*, мс	Допплеровская полоса, кГц						
				0	±1			±5		
				ρ_{max}	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$
				дБ						
L1SCd	5115	63	4	31.6	–18.0	–31.6	–24.5	–18.0	–31.6	–24.9
L1OCd	1023	63	2	–11.2	–14.3	–28.8	–21.6	–14.3	–28.8	–22.0
L1OCp	1023	63	2	–14.6	–14.6	–28.8	–21.6	–14.6	–28.8	–22.0
L2OCd	10230	63	8	–17.6	–17.6	–31.6	–24.6	–17.6	–31.6	–25.0

Таблица 3

Статистические характеристики взаимного влияния существующих сигналов приему нового

Ансамбль	*N*	*K*	*T*, мс	Допплеровская полоса, кГц						
				0	±1			±5		
				ρ_{max}	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$	ρ_{max}	ρ_{rms}	$\rho_{0.01}$
				дБ						
L1SCd	5115	63	4	–30.3	–27.4	–39.2	–31.0	–27.1	–38.0	–30.8
L1OCd	1023	63	2	–23.8	–23.3	–35.0	–28.1	–23.3	–35.0	–27.8
L1OCp	1023	63	2	–24.7	–23.4	–35.0	–28.2	–23.4	–34.0	–27.8
L2OCd	10230	63	8	–27.7	–27.5	–40.7	–34.0	–27.5	–40.7	–34.1

По результатам проделанной работы можно сделать следующие выводы:

- среднеквадратическое значение ПМД ρ_{rms} определяется длиной ДК и лежит на границе Велча;
- однопроцентный квантиль распределения $\rho_{0.01}$ превышает ρ_{rms} на 7 дБ, что объясняется гауссовской аппроксимацией помехи и согласуется с результатами, приведенными в [2];
- вероятность появления близких к ρ_{max} значений ПМД достаточно мала, поэтому при анализе ансамблей следует ориентироваться на статистические характеристики;
- благодаря высоким качественным показателям и ориентации на кодовое разделение перед системой ГЛОНАСС открываются новые возможности по ее инкорпорации в мировое сообщество спутниковых навигационных систем.

Список литературы

1. Структура излучаемых навигационных радиосигналов L1SC, L1OC, L2SC, L2OC, L2 КСПС, L3OC с кодовым разделением частотных диапазонов L1, L2, L3: Интерфейсный документ / РНИИ КП. – Москва, 2011. – 32 с.

2. Анализ совместимости новых сигналов ГЛОНАСС с существующими и модернизированными навигационными сигналами / С.Б. Болошин, Д.В. Гайворонский, В.П. Ипатов и др. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2009. – Вып. 6. – С. 56–65.

КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЕ

В. Г. Патюков (научный руководитель), С. А. Рябушкин (производственный руководитель), В. А. Шатров

Сибирский федеральный университет
ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева
E-mail: vitalys@iss-reshetnev.ru

Описана командно-измерительная система космического аппарата (КА) на геостационарной орбите. Рассмотрены особенности прохождения радиосигнала спутниковых командно-измерительных систем на тракте Земля-КА. Приведены результаты расчета бюджета радиолинии. Рассмотрены неучитываемые параметры при использовании бортовой и наземной аппаратуры с характеристиками, требуемыми бюджетом радиолинии. Приведено описание работы системы в режиме измерения текущих навигационных параметров, а также существующие проблемы его применения. Проведен анализ возможностей преодоления сложившихся недостатков и улучшения характеристик системы.

Введение

В системе командного управления КА можно выделить бортовой и наземный комплексы управления (БКУ и НКУ). Обмен информацией между этими комплексами осуществляется командно-измерительной системой (КИС). Для обмена информацией между БКУ и НКУ КИС использует целевую (специальную) радиолинию (существуют варианты работы КИС через спутник-ретранслятор).

КИС имеют ряд особенностей, не свойственных системам спутниковой связи, но существенно влияющих на их построение:

1. КИС должны обеспечивать управление ИСЗ в различных режимах его полета: при установке в расчетную точку орбиты и функционировании на орбите, при ориентированном и неориентированном положении ИСЗ, в штатном режиме и при возникновении на ИСЗ нештатных и аварийных ситуаций.
2. Источники передаваемой по радиолиниям КИС информации находятся как на борту ИСЗ, так и на Земле, в то время как для системы связи ИСЗ является лишь ретранслятором информации, поступающей от земных станций.
3. Радиолинии КИС должны совмещать передачу информации с проведением измерений текущих навигационных параметров.
4. КИС должны обеспечивать повышенную достоверность передаваемой на ИСЗ информации с обязательным квитированием факта ее прохождения, поскольку выдача несанкционированной команды (трансформация команды) или пропуск команды могут привести к серьезным, а иногда и непоправимым последствиям.
5. Объем передаваемой по радиолиниям КИС информации относительно мал.
6. В отечественной практике КИС работают со спутниками связи сеансами, длительность которых во много раз меньше паузы между ними (это позволяет обеспечить управление большим числом ИСЗ одной наземной станцией).

Сигналы, используемые в КИС

Создание совмещенных радиолиний КИС требует решения ряда специфических задач, связанных с выбором структуры сигнала и методов его обработки. Вся передаваемая в современной КИС информация является цифровой. Это облегчает ее обработку и позволяет использовать наиболее помехоустойчивые методы модуляции и кодирования.

В совмещенных радиолиниях КИС необходимо уплотнение различных видов информации. Так в ответной радиолинии нужно уплотнить информацию, поступающую от разных телеметрических датчиков, с квитанциями, обеспечив при этом возможность проведения измерений текущих навигационных параметров. Это можно сделать, например, с использованием частотного уплотнения и многоступенчатой модуляцией. Для этого вначале сигналы от разных телеметрических датчиков преобразуют в цифровую форму и уплотня-

ют по времени. Сформированным цифровым потоком $S_{тми}$, иногда называемым телеметрическим сигналом КИС (кодово-импульсной модуляции), модулируют (манипулируют) по частоте или фазе гармоническое колебание с частотой $F_{тми}$. Аналогично цифровыми сигналами квитанции $S_{кв}$ дальномерным сигналом S_R модулируют (манипулируют) свои отдельные поднесущие колебания с частотами $F_{кв}$ и F_R. Сумма сигналов на поднесущих частотах в свою очередь модулирует (манипулирует) по фазе или частоте колебание на несущей частоте f_0. Образованный таким образом сигнал обозначают КИМ-ЧМ(ФМ)-ФМ(ЧМ).

Для проведения высокоточных измерений скорости, дальности и для облегчения вхождения в связь в результирующем спектре сигнала желательно иметь существенную компоненту спектра на несущей частоте. Поэтому несущее колебание обычно манипулируют по фазе не на ±90° а на ±60°. На рис. 1 показан примерный спектр сигнала.

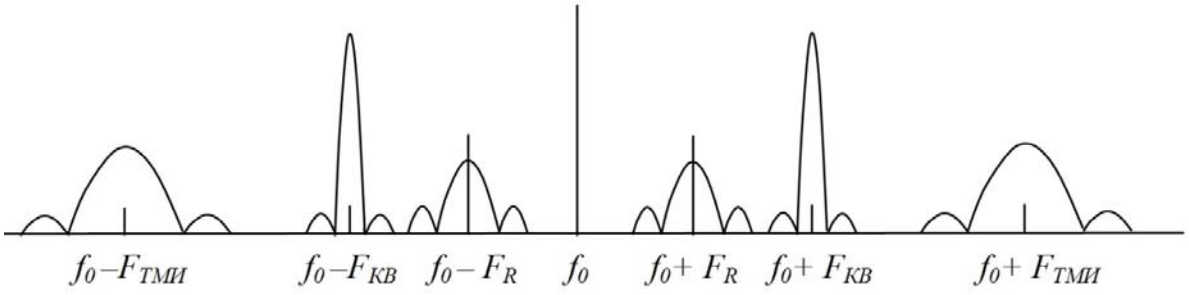


Рис. 1. Спектр сигнала в радиолинии КИС

Очевидно, что в такой радиолинии полная энергия делится между сигналами телеметрии, квитанциями КПИ, дальномерным сигналом и несущей. Это приводит к уменьшению отношения сигнал-шум по каждому отдельному сигналу и соответственно к снижению помехоустойчивости.

Радиолиния КИС

На рис. 2 представлена диаграмма энергетических уровней радиолинии КИС.

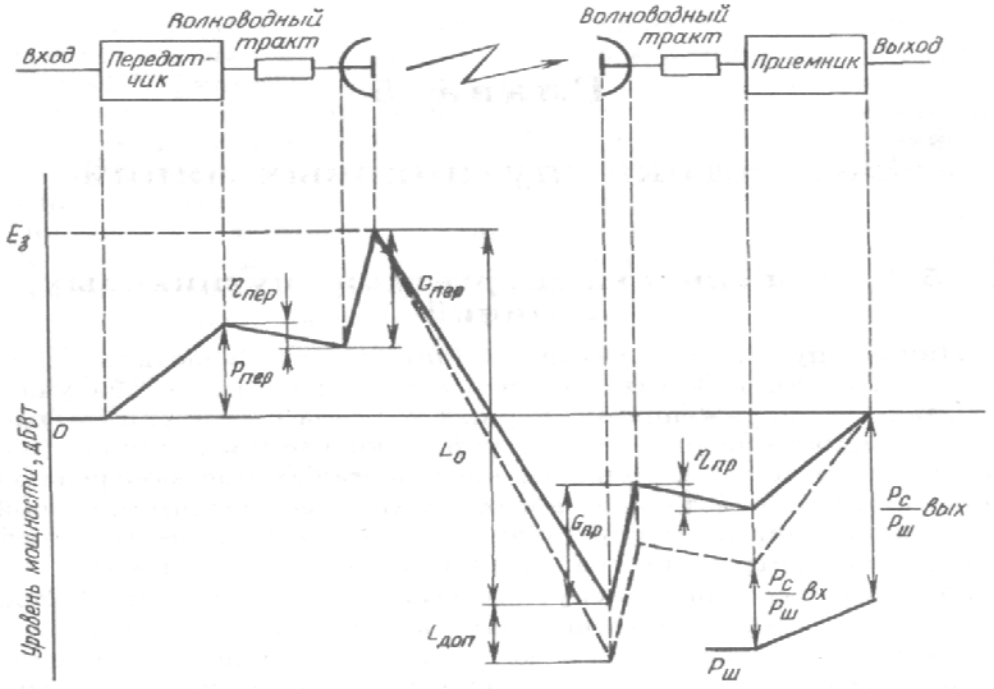


Рис. 2. Структурная схема и диаграмма уровней одного участка линии спутниковой связи

Для обеспечения управления спутника КИС при разработке бортовой и наземной аппаратуры проводится расчет бюджета радиолинии, которая состоит из двух участков: Земля-КА и КА-Земля. В энергетическом смысле оба участка оказываются напряженными, первый – из-за стремления к уменьшению мощности передатчиков и упрощению земных станций, второй – из-за ограничений на массу, габаритные размеры и энергопотребление бортовой аппаратуры. Основная особенность радиолинии – большие потери сигнала, обусловленные затуханием на трассе, большой протяженности. Трасса Земля-КА помимо свободного пространства проходит через атмосферу, которая приводит к появлению дополнительных нелинейных искажений сигнала.

Для обеспечения управления спутника КИС при разработке бортовой и наземной аппаратуры проводится расчет бюджета радиолинии, которая состоит из двух участков: Земля-КА и КА-Земля. В энергетическом смысле оба участка оказываются напряженными, первый – из-за стремления к уменьшению мощности передатчиков и упрощению земных станций, второй – из-за ограничений на массу, габаритные размеры и энергопотребление бортовой аппаратуры. Основная особенность радиолинии – большие потери сигнала, обусловленные затуханием на трассе, большой протяженности. Трасса Земля-КА помимо свободного пространства проходит через атмосферу, которая приводит к появлению дополнительного ослабления сигнала.

Ниже приведены ключевые характеристики расчета типичной радиолинии КИС «вверх»:

- Антенна НКУ – 11 м;
- Выходная мощность – 650 Вт;
- ЭИИМ – 83,03 дБВт;
- Общие потери распространения – 201,89 дБ;
- Потери наведения – 0,6 дБ;
- Поляризационные потери – 0,3 дБ;
- ППМ на приемной антенне КА – -85,62 дБВт/м^2;
- Потери в линиях аппаратуры – до 4,5 дБ.

При указанных характеристиках обеспечивается бесперебойная работа КИС.

Неучитываемые особенности распространения сигнала

Расстояние между передающим и приемным пунктами L измеряют с помощью модулированных сигналов путем определения времени распространения радиоволн Δt; при этом принимается, что

$$L = c_0 \Delta t, \tag{1}$$

где c_0 – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме. В связи с возможностью высокоточных измерений интервала времени Δt можно определить расстояние L с высокой точностью; однако атмосфера и ионосфера Земли вносят заметную погрешность при определении дальности. Этот эффект связан с тем, что скорость распространения радиоволн в атмосфере и ионосфере отличается от c_0 и лучевые линии искривлены. В связи с этим, истинное расстояние между передающим и приемными пунктами L_0 будет отличаться от измеренного на величину ΔL, которая вычисляется как сумма величин ΔL_t и ΔL_i (в результате тропосферных и ионосферных влияний), вычисляемых по формулам [3]:

$$\Delta L_i = \chi f^{-2} I_e \cos^{-1} \theta_m, \tag{2}$$

$$\Delta L_t = \cos^{-1} \theta_b \int_0^H N(h) dh, \; \Delta L_t = \frac{N_0}{b_1 \cos^2 \theta_b}, \tag{3}$$

где N_0 – приповерхностное значение приведенного коэффициента преломления; b_1 – величина коэффициента преломления (подвержена изменениям в пределах от 0,12 до 0,14 км$^{-1}$); $\chi = 40{,}4$ – константа для расчета коэффициента преломления в ионосфере, если электронная концентрация $N_e(h)$ измеряется в м$^{-3}$; h – высота над поверхностью Земли; f – частота сигнала; θ_b – зенитный угол лучевой линии у поверхности Земли; $I_e = \int_0^H N_e(h)dh$ – интегральная электронная концентрация; θ_m – зенитный угол луча в области главного ионосферного максимума.

При расчете ΔL для радиолинии КИС, величина получается небольшая, но при расчетах дальности до КА, требования к точности которой достигают единиц метров, это становится важным.

При движении источника или приемника радиоволн происходит изменение частоты, обусловленное эффектом Доплера. Доплеровское изменение частоты Δf_0 определяется длиной волны и проекцией вектора скорости на прямую линию, соединяющую передатчик и приемные пункты. Влияние атмосферы и ионосферы приводит к появлению дополнительного изменения частоты Δf, так что общее изменение Δf_s определяется суммой

$$\Delta f_s = \Delta f_0 + \Delta f. \tag{4}$$

$$\Delta f = \lambda_0^{-1}[N_A v_2 - \xi_A v_1(1 + N_A)], \tag{5}$$

где ξ_A и N_A – угол рефракции и приведенный коэффициент преломления в точке А (точке, нахождения КА); v_2 и v_1 – проекции скорости КА на линию КА-НКУ, и на ее перпендикуляр соответственно; λ_0 – длина волны в вакууме.

Режим ИТНП

Одной из основных задач КИС является измерение текущих навигационных параметров (ИТНП) космического аппарата (КА), в том числе измерение дальности до КА. Временной метод дальнометрии при непрерывном сигнале возможен лишь тогда, когда в качестве информативного используется модулирующий сигнал. В качестве такого может использоваться широкополосный сигнал в виде шумового или псевдошумового (обычно применяется псевдошумовые сигналы, которыми производится манипуляция несущего сигнала). В другом случае измерение дальности производится фазовым методом. НКУ измеряет мгновенную разницу фаз между сигналом, генерируемым самой станцией и принимаемым ретранслированным сигналом от спутника. Зная измеренное значение разности фаз и частоту обрабатываемого сигнала, можно подсчитать время распространения сигнала и, следовательно, расстояние.

Существует необходимость измерять дальность до КА с большой точностью, а, например, в спутниковых навигационных системах требования к точности измерения расстояний между КА и до КА постоянно растут.

При управлении телекоммуникационными КА, работающими в европейских стандартах, измерение дальности проводится на нескольких модулирующих тонах (частотах). Тон с наибольшей частотой (основной тон) обеспечивает точность измерений, остальные тоны служат для разрешения неоднозначности [1, 2]:

Основной тон: ≈	100 кГц
Вспомогательные тона: ≈	27 кГц
	4 кГц
	283 Гц
	35 Гц

При измерении разности фаз суммируются следующие задержки:

– Задержка передающего тракта на участке «аппаратура НКУ – направленный ответвитель на входе облучающего устройства антенны»;

– Задержка передающего тракта на участке «направленный ответвитель – плоскость раскрыва зеркала антенны»;

– Время распространения сигнала на трассе «антенна НКУ – антенна КА»;

– Задержка сигнала в бортовой аппаратуре (БА) КИС;

– Время распространения сигнала на трассе «антенна КА – антенна НКУ»;

– Задержка на участке «плоскость раскрыва антенны – вход МШУ»;

– Задержка приемного тракта на участке «вход МШУ – аппаратура НКУ».

Для измерения расстояния до КА необходимо учитывать только время распространение сигнала в свободном пространстве. Остальные задержки являются постоянными составляющими, значение которых измеряется на этапах разработки и испытаний космического комплекса и, в частности, измерительных приборов бортовой и наземной аппаратуры.

Так, суммарная задержка в трактах наземного и бортового оборудования достигает нескольких десятков миллисекунд, а погрешность ее измерения и калибровки не превышает 50 наносекунд, что теоретически дает возможность измерять дальность до КА с точностью до 16 м. Различные аспекты уменьшения погрешности измерения времени задержки, в том числе погрешности за счет условий распространения радиоволн в околоземном пространстве и возможности применения цифровой обработки принимаемых сигналов, рассматривались авторами в работах [4–6].

Практическая сложность реализации метода измерения дальности до КА заключается в корректной настройке аппаратуры НКУ: необходимо с большой точностью (суммарно не более 50 нс) измерить задержки приемно-передающих трактов, описанных выше, и цифровых обрабатывающих приборов. Так как ширина спектра сигнала измерения дальности > 100 кГц (см. рис. 3, где по оси абсцисс отмечена частоты в МГц, а по оси ординат – уровень сигнала в дБм), то существуют некоторые искажения во времени прохождения сигнала наземного тракта: грубо говоря, различные части сигнала задерживаются на различное время.

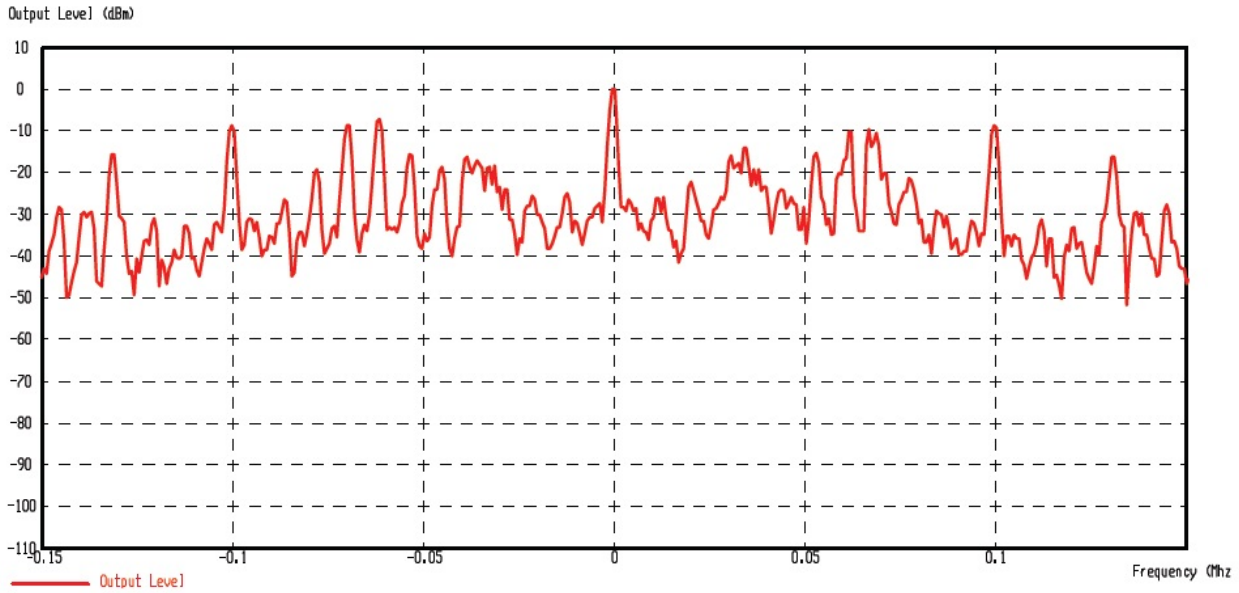


Рис. 3. Спектр сигнала измерения дальности

Заключение

1. При расчете радиолинии часто не учитываются следующие эффекты: рефракция; отражение и рассеяние радиоволн в результате флуктуации и неоднородностей тропосферы и

ионосферы; эффект Доплера при выводе КА на орбиту; запаздывание радиоволн в тропосфере и ионосфере; изменение частоты сигнала в результате влияния тропосферы и ионосферы.

2. Улучшение характеристик системы (скорость передачи данных, скорость выдачи команд, точность ИТНП и пр.) требует увеличения количества потребляемых ресурсов, которые на борту крайне ограничены, а на Земле могут привести к облучению боковыми лепестками некоторой ее части. Другим способом улучшения характеристик может служить применение новых технологий при изготовлении аппаратуры, либо состоять в усложнении математического аппарата за счет научных и статистических данных и наработках, что в свою очередь крайне усложнено из-за отсутствия элементной базы и соответствующих школ в РФ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Спутниковая связь и вещание: справочник. – 3-е изд., перераб. и доп. / В.А. Бартненев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др.; под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997. – 528 с.

2. Дудко, Б.П. Космические радиотехнические системы: учеб. пособие / Б.П. Дудко. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 291 с.

3. Распространение радиоволн / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев. – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.

4. Патент 2414736 Российская Федерация. Способ цифрового измерения длительности временных интервалов / В.Г. Патюков, Е.В. Патюков. – Опубл. 20.03.2011; Бюл. № 8.

5. Патюков, В.Г. Оценка длительности коротких временных интервалов в радиотехнических системах / В.Г. Патюков, В.А. Шатров // VI Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь»; ИРЭ им. В.А. Котельникова. – РАН, 19–22 нояб. 2012 г. – Т. II. – С. 13–17.

6. Патюков, В.Г. Оценка расстояния до геостационарного космического аппарата / В.Г. Патюков, В.А. Шатров // VII Всерос. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь»; ИРЭ им. В.А. Котельникова. – 25–27 нояб. 2013 г. – С. 176–179.

МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ОТ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА

А. С. Калашникова, В. В. Сухотин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: komenzo@yandex.ru

Рассмотрены методы защиты частотного ресурса спутниковых систем от несанкционированного доступа. Приведены методики расчета координат неизвестного передатчика с использованием антенной решетки, виртуальной антенной решетки. Рассмотрен метод определения координат неизвестного передатчика без привязки к земной поверхности.

В настоящее время спутниковая связь повсеместно используется в различных областях, таких, как телевидение, телефония, доступ в Интернет, геолокация и т.д. Как правило, для этих целей используются системы, образованные искусственными спутниками Земли (ИСЗ) наземными передатчиками (НП). Каналы связи между ними, как правило, не защищены от несанкционированного доступа, что приводит к потенциальной возможности пиратского использования частотного ресурса спутниковой системы. Отсюда следует, что задача защиты спутниковых коммуникаций от постороннего вмешательства является весьма актуальной.

Одним из вариантов такой защиты является аутентификация – процедура проверки подлинности пользователя, отправляющего команды ИСЗ. Все механизмы аутентификации осно-

ваны на предъявлении пользователем системе некой специальной информации, на основании которой система выносит решение о том, считать ли данного пользователя легитимным [1].

Типы аутентификационных систем основываются на различии видов информации, используемой в качестве аутентификационной:

1. Последовательность информационных символов, предъявляемая пользователем системе, – идентификатор (логин) и пароль;

2. Использование внешних носителей аутентификационной информации: смарт-карт, USB-токенов и т.д.;

3. Биометрическая информация людей, являющихся санкционированными пользователями [1].

Для защиты частотного ресурса спутниковой системы чаще всего используется первый тип либо двухфакторная аутентификация – комбинация первого и второго типов. Намного реже встречаются системы, использующие трёхфакторную аутентификацию.

Другим способом защиты является шифрование телеметрической информации. Российский ГОСТ 28147-89 содержит в себе подробное описание трёх алгоритмов шифрования различного уровня (простая замена, гаммирование, гаммирование с обратной связью) и выработки иммитовставки [2]. Одним из наиболее используемых американских стандартов является Data Encryption Standard (DES). При выборе криптографического алгоритма необходимо в первую очередь ориентироваться на его стойкость – устойчивость к попыткам раскрытия шифра несанкционированным пользователем. Так, криптостойкость ГОСТ 28147-89 выше, чем у DES [1].

Для коммерческих спутниковых аппаратов, изготавливаемых в РФ по международным заказам, должны выполняться требования международных стандартов Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS) и European Space Agency (ESA). Данные стандарты определяют механизмы безопасности, подходы к формированию политики безопасности данных космических систем, угрозы безопасности.

Недостатком данных методов защиты частотного ресурса спутниковой системы является невозможность отследить неизвестный передатчик (НП), с помощью которого нелегитимный пользователь осуществляет несанкционированный допуск к телеметрии или командам ИСЗ. Необходимо решать задачу определения местонахождения НП. Существует довольно много способов осуществить это.

Одним из таких способов является методика с использованием на борту ИСЗ антенной решетки [3]. Рассмотрим работу простейшей системы с антенной решеткой, состоящей из трех элементов, как в патенте [4]. *A1* и *A2* – элементы антенной решетки, расположенные на базовом расстоянии *b*. Третий элемент на схеме не показан (см. рис. 1). Введем обозначения *a1* и *a2* для сигналов, поступающих на элементы *A1* и *A2* соответственно:

$$a1(t) = U\cos(\omega t) \;\text{ и }\; a2(t) = U\cos(\omega t + \phi) = U\cos\left[\omega t + \left(\frac{b\omega}{c}\right)\cos(\alpha)\right], \qquad (2)$$

где φ – фазовый сдвиг между сигналами, принимаемыми на элементы А1 и А2; α – угол прихода фронта волны; ω – несущая частота сигнала; *c* – скорость света.

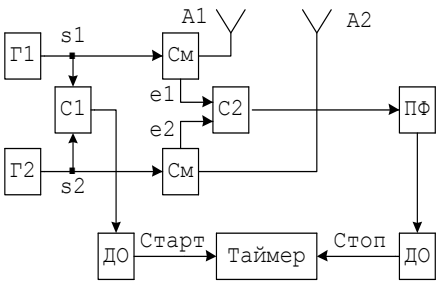


Рис. 1. Структурная схема устройства при использовании системы с антенной решеткой на борту ИСЗ: С1 и С2 – сумматоры; ДО – детекторы огибающей; См1 и См2 – смесители; ПФ – полосовой фильтр

В основе данного метода лежит компенсационное измерение фазового сдвига между сигналами, принимаемыми элементами антенной решетки. Генераторы Г1 и Г2 формируют опорные немодулированные колебания:

$$s1(t) = B\cos(\omega_1 t) \text{ и } s2(t) = B\cos(\omega_2 t) = B\cos\left[(\omega_1 + \Delta\omega)t\right]. \quad (3)$$

Очевидно, что интервал времени, который формируется таймером, равен задержке между нулевыми значениями огибающих с выходов сумматоров С1 и С2:

$$\Delta T = \left(\frac{b\omega}{c\Delta\omega}\right)\cos\alpha\,, \quad (4)$$

где α – угол прихода волны.

Он отсчитывается в меридиональной плоскости относительно экватора. Стоит отметить, что максимальное значение α не превосходит примерно 8 град. Погрешность определения угла α при максимально значении α составит:

$$\delta\alpha = \frac{10^{-2}}{\sqrt{1-\sin^2\alpha}}(\Delta\omega\delta\Delta T + \Delta T\delta\Delta\omega)\,. \quad (5)$$

Вычисления показывают, что погрешность определения широты в единицах дальности в случае $b = 5$ м, $\omega = 2\cdot\pi\cdot 6\cdot 10^9$ рад/с, $\Delta T = 6.2\cdot 10^{-3}$ мс , $\Delta\omega = 100$ кГц при максимально возможном значении $\alpha = 8^0$ составит $\delta D \cong 34$ км [3]. Более предметно данный способ определения координат НП освещен в российских патентах от 2003 и 2005 гг. [5–7].

Усовершенствованной вариацией описанной выше методики является способ определения координат НП с использованием виртуальной антенной решетки. Геостационарный ИСЗ не является статичным, при этом координаты его местоположения в каждый момент времени известны. Используя несколько последовательных по времени позиций ИСЗ, формируется виртуальная антенная решетка: точки А, A_1 и A_2 на рис. 2. Координаты НП можно определить, измерив разность фаз излучаемых им сигналов в этих позициях ИСЗ [8].

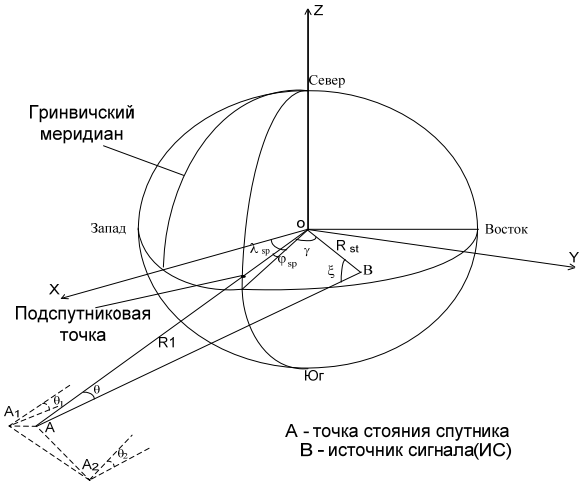


Рис. 2. Геометрические построения для определения координат НП с использованием виртуальной антенной решетки

При фиксированном положении ИСЗ линией постоянного значения разности фаз $\Delta\psi_{1\text{-}2}$ на поверхности Земли является замкнутая кривая, образованная пересечением конуса, вершина которого расположена в точке, принадлежащей базе виртуальной антенной

решетки (точка А на рис. 2), и поверхностью Земли. Форма этой кривой зависит от угла χ между базой виртуальной антенной решетки и вектором, соединяющим центр масс Земли с точкой А на одной из баз ВАР. При $\chi = 0$ кривая несколько отличается от окружности, поскольку Земной шар является сфероидом. Смещение ИСЗ приводит к изменению координат подспутниковой точки и значения $\Delta\psi_{1\text{-}2}$, что соответствует другой замкнутой кривой. В точке пересечения, как минимум, трех замкнутых кривых, координаты центров которых известны и различны, находится искомый НП [8].

Для нахождения координат НП необходимо определить направление прихода волны от него по измеренному значению разности фаз $\Delta\psi_{1\text{-}2(j)}$:

$$\theta_j = \arccos\frac{\nu}{2\cdot\pi\cdot d_j}\cdot\Delta\psi_{1-2(j)}, \tag{6}$$

где j – номер измерения (j = 1,2,3); d_j – база антенн в j-й позиции ВАР; ν – длина волны принимаемого сигнала.

Координаты x_{oj}, y_{oj} и z_{oj} центра замкнутой кривой:

$$\left.\begin{aligned} x_{oj} &= R_{st(j)}\cos(\gamma_i)\cos(\phi_{sp(j)})\cos(\lambda_{sp(j)}) \\ y_{oj} &= R_{st(j)}\cos(\gamma_i)\cos(\phi_{sp(j)})\sin(\lambda_{sp(j)}) \\ z_{oj} &= R_{st(j)}\cos(\gamma_i)\sin(\phi_{sp(j)}) \end{aligned}\right\}, \tag{7}$$

где $R_{st(j)}$ – расстояние между центром Земли и точкой В (см. рис. 2); $\lambda_{sp(j)}$ – долгота ИСЗ; $\varphi_{sp(j)}$ – широта ИСЗ.

В данном случае x_o, y_o и z_o – это координаты центра рассмотренной выше замкнутой кривой, которые являются проекцией подспутниковой точки на плоскость, которой принадлежит данная замкнутая кривая. Начало вектора нормали к данной плоскости совпадает с центром геоцентрической системы координат, т.е. x = y = z = 0. Поэтому плоскость, в которой лежит замкнутая кривая и которая пересекает поверхность Земли, задается следующим уравнением:

$$x_{oj}x + y_{oj}y + z_{oj}z = x_{oj}^2 + y_{oj}^2 + z_{oj}^2, \tag{8}$$

где x, y, z – координаты НП.

Система из трех уравнений [8] для трех отсчетов разности фаз $\Delta\psi_{1\text{-}2}$, результатом решения которой являются искомые координаты НП x, y, z:

$$\left.\begin{aligned} x_{o1}x + y_{o1}y + z_{o1}z &= x_{o1}^2 + y_{o1}^2 + z_{o1}^2 \\ x_{o2}x + y_{o2}y + z_{o2}z &= x_{o2}^2 + y_{o2}^2 + z_{o2}^2 \\ x_{o3}x + y_{o3}y + z_{o3}z &= x_{o3}^2 + y_{o3}^2 + z_{o3}^2 \end{aligned}\right\}. \tag{9}$$

Недостатком рассмотренных методик является невозможность определения координат НП в случае, если он расположен на удалении от поверхности Земли. Для устранения этого недостатка предлагается использовать вариацию метода с использованием ВАР, позволяющую определить координаты НП без привязки к земной поверхности.

С высокой точностью можно считать, что направленное излучение сигнала антенной на борту ИСЗ образует в пространстве круглую коническую поверхность (основание конуса – круг), вершиной которой является точка стояния спутника (точка А на Рисунке 2). Введем локальную декартову правую систему координат, такую, что начало ее находится в точке А, ось Z_k сонаправлена с вектором R1 (положительным считается направление на

центр Земли), оси Y_k и X_k попарно перпендикулярны оси Z_k и друг другу. Рассмотрим каноническое уравнение конуса излучения в данной локальной системе координат [9]:

$$a^2 x_k^2 + a^2 y_k^2 - c^2 z_k^2 = 0\,, \tag{10}$$

где $c / a = ctg\theta$ (θ – угол у вершины конуса).

Смещение ИСЗ приводит к появлению второго конуса и связанной с ним локальной системы координат. На пересечении трех конических поверхностей находится искомый НП.

Для того, чтобы определить его местоположение, необходимо осуществить переход от каждой из локальных систем координат к изначальной геодезической. Для этого используем следующие формулы [9]:

$$\left.\begin{aligned} x &= O_{k1} + \alpha_{11} x_k + \alpha_{21} y_k + \alpha_{31} z_k \\ y &= O_{k2} + \alpha_{12} x_k + \alpha_{22} y_k + \alpha_{32} z_k \\ z &= O_{k3} + \alpha_{13} x_k + \alpha_{23} y_k + \alpha_{33} z_k \end{aligned}\right\}, \tag{11}$$

где O_{0n} – координаты центра локальной системы координат; α_{ij} – косинус углов между каждой парой осей в локальной и геодезической системах.

Выразив все координаты локальных систем через координаты геодезической системы, подставив получившиеся выражения в канонические уравнения каждого из конусов (10) и упростив, получаем систему вида:

$$\left.\begin{aligned} &n_1^1 x^2 + n_2^1 y^2 + n_3^1 z^2 + m_1^1\, xy + m_2^1 yz + m_3^1 xz + p_1^1 x + p_2^1 y + p_3^1 z + q_1^1 + q_2^1 + q_3^1 = 0 \\ &n_1^2 x^2 + n_2^2 y^2 + n_3^2 z^2 + m_1^2\, xy + m_2^2 yz + m_3^2 xz + p_1^2 x + p_2^2 y + p_3^2 z + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2 = 0 \\ &n_1^1 x^3 + n_2^1 y^3 + n_3^1 z^3 + m_1^3\, xy + m_2^3 yz + m_3^3 xz + p_1^3 x + p_2^3 y + p_3^3 z + q_1^3 + q_2^3 + q_3^3 = 0 \end{aligned}\right\}, \tag{12}$$

где $n_j^i, m_j^i, p_j^i, q_j^i$ – известные численные коэффициенты.

Используя приближенные методы вычисления и задание области определения для каждой из координат [9], можно определить x, y и z – искомые координаты НП.

Описанный метод определения координат НП без привязки к земной поверхности представляется наиболее универсальным и точным, а потому предпочтительным и перспективным. Сочетая его с использованием аутентификации и шифрования, получаем возможность обеспечения защиты спутниковой системы на высоком уровне.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Создание высокотехнологичного производства современной бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в стандартах, основанных на рекомендациях международного консультационного комитета по космическим системам данных (CCSDS), для использования на негерметичных космических аппаратах: отчет о НИР (промежуточн.) / Сиб. федер. ун-т ; рук. С.П. Панько; исполн.: В.В. Сухотин [и др.] – Красноярск, 2013.

2. ГОСТ 28147-89. Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования. – Введ. 30.06.1990.

3. Панько, С.П., Несанкционированный доступ в системы спутниковых коммуникаций / С.П. Панько, В.В. Сухотин // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 4.

4. M.R. Wachs. Communications satellite interference location system. US Patent № 6147640, 2000.

5. Пат. 2215300 Российская Федерация, МПК7 C2 G01S1/06. Способ и устройство для определения координат неизвестного передатчика / В.В. Сухотин, С.П. Панько; заявитель Краснояр. гос. техн. ун-т. – № 2001115812/09 ; заявл. 08.06.01 ; опубл. 27.10.03.

6. Пат. 2218579 Российская Федерация, МПК7 G01S3/00, H04B7/185. Способ определения координат неизвестного передатчика в системе спутниковой связи и устройство для его осуществления / С.П. Панько, В.В. Сухотин, В.В. Югай, В.Ф. Чумиков; заявитель Федер. гос. унит. науч.-произв. предпр-ие «Радиосвязь». – № 2001133721/09; заявл. 11.12.01; опубл. 10.12.03.

7. Пат. 2254589 Российская Федерация, МПК7 G01S5/08, G01S5/14. Способ определения координат неизвестного передатчика в системе спутниковой связи / С.П. Панько, В.В. Сухотин, В.В. Югай, В.Ф. Чумиков; заявитель Федер. гос. унит. науч.-произв. предпр-ие «Радиосвязь». – № 2003123556/09; заявл. 24.07.03; опубл. 10.06.05.

8. Сухотин, В.В. Определение координат источников сигналов в системах спутниковой связи: дис. … канд. техн. наук : 04.02.2003 / Сухотин Виталий Владимирович. – Красноярск, 2003.

9. Ильин, В.А. Аналитическая геометрия: учеб. для вузов / В.А. Ильин, Э.Г. Позняк. – М.: ФИЗМАЛИТ, 2004. – 224 с.

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОГРЕШНОСТИ КОНТРОЛЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ КОМПЛЕКСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРА

А. Ю. Карпенко, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского 28
E-mail: ant_85_85@mail.ru

Рассмотрены погрешности контроля комплексного сопротивления лабораторных электролизных ячеек с целью повышения точности, автоматизированной системы контроля составляющих комплексного сопротивления алюминиевых электролизеров и концентрации глинозема в электролите.

Наиболее важным и перспективным для автоматизации технологического процесса является контроль таких параметров как: концентрация глинозема в электролите, составляющие комплексного сопротивления электролизера. Концентрация глинозема в криолит-глиноземном расплаве алюминиевого электролизера является одним из ключевых параметров, определяющих технико-экономические показатели процесса электролиза. Высокая концентрация глинозема в криолит-глиноземном расплаве приводит к формированию осадка на подине электролизера с отрицательными последствиями для технологического процесса, в то время как недостаток глинозема приводит к явлению поляризации анода, называемому «анодным эффектом».

В настоящее время проходит апробацию на электролизерах КрАЗа способ контроля составляющих комплексного сопротивления электролизера на переменном токе [1]. Основой этого способа контроля является метод Дроссбаха, или метод фарадеевского импеданса. Метод фарадеевского импеданса был развит Эршлером и нашел широкое применение для исследования электрохимической кинетики.

По результатам одновременного измерения тока и падения напряжения на участке анод – катод электролизера на переменном токе, из системы уравнений

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + \left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{U_1}{I_1};$$

$$Z_2 = \sqrt{R_1^2 + \left(2\omega_1 L - \frac{1}{2\omega_1 C}\right)^2} = \frac{U_2}{I_2};$$

$$Z_3 = \sqrt{R_1^2 + \left(3\omega_1 L - \frac{1}{3\omega_1 C}\right)^2} = \frac{U_3}{I_3};$$

где Z, R, C и ω – соответственно комплексное сопротивление, активное сопротивление, емкость анод-электролит электролизера и частота переменного тока 600 Гц, определяют составляющие комплексного сопротивления электролизера.

Затем уточняется величина активного сопротивления с учетом скин-эффекта на частотах измерения и определяется величина обратной ЭДС и концентрация глинозема.

Однако для снижения погрешностей необходимо выполнить экспериментальные исследования по оценке влияния на результат измерения R и C концентрации глинозема и температуры электролита. Эксперимент был проведен на лабораторной электрохимической ячейке, с угольными электродами, а в качестве электролита использовали раствор соли.

Результаты экспериментов представлены на рис. 1 и 2.

Из графика (рис. 1) видно, что наиболее сильная зависимость емкости электролизной ячейки наблюдается в диапазоне от нуля до 2 %.

Применительно к алюминиевому электролизеру – этот диапазон изменения концентрации соответствует наиболее высокому выходу по току, и поэтому этот участок представляет наибольший интерес. Увеличение концентрации более 6 % не только снижает показатель выхода по току, но ведет к повышению расхода электроэнергии и образованию осадка глинозема на подине электролизной ванны.

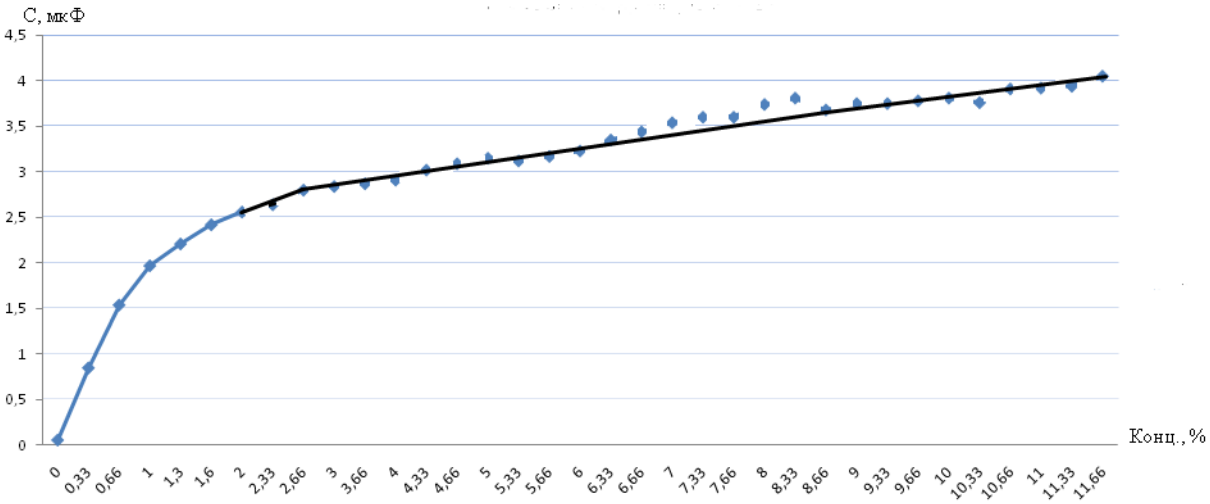


Рис. 1. Зависимость емкости электролизной ячейки от концентрации электролита в диапазоне от 0 до 10 % при постоянной температуре (8 °С)

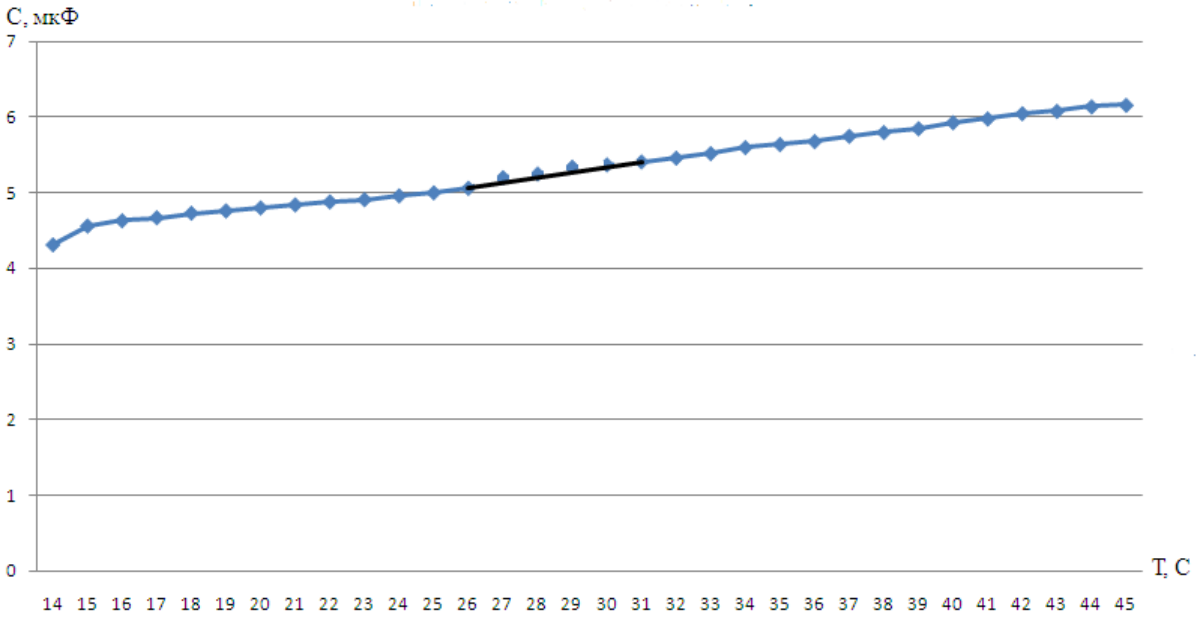


Рис. 2. Зависимость емкости от температуры при постоянной концентрации (6,7 %)

Из графика (рис. 2), видно, что на всем диапазоне с увеличением температуры емкость возрастает линейно. Максимальное отклонение температуры электролита электролизной ванны не превышает 5 %. Из лабораторного эксперимента следует, что такой диапазон изменений температуры не оказывает влияния на величину емкости.

Реализация способа измерения составляющих комплексного сопротивления на промышленных электролизерах, позволит:

– непрерывно в режиме реального времени измерять и контролировать изменение активного сопротивления (R) ОЭДС (E_0) и емкости меж полюсного промежутка электролизной ванны (С);

– непрерывно в режиме реального времени оценивать и следить за изменением концентрации глинозема в электролите

– оптимизировать процесс электролиза по минимуму потребления электроэнергии как за счет поддержания заданной величин R и E_o, так и за счет сокращения количества анодных эффектов.

– стабилизировать форму рабочего пространства, что обеспечит увеличение продолжительности срока службы электролизных ванн.

Список литературы

1. Патент 2301288 Российская Федерация. Устройство контроля технологических параметров алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, М.А. Радионов. – Опубл. 20.06.2007.

2. Патент 2359072 Российская Федерация. Способ съема информационных параметров алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, Ю.И. Никитин, Ю.В. Моисеев и др. – Опубл. 20.06.2009.

СИСТЕМА ДИСТАНЦИОННОГО КОНТРОЛЯ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ТРУБОПРОВОДОВ НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА БАРКГАУЗЕНА

Н. М. Гарифуллин

Физико-технический институт Башкирского госуниверситета
450074, г. Уфа, ул. З. Валиди, 32
E-mail: Garifullin47@mail.ru

Приведена структурная схема и принцип работы системы дистанционного контроля напряженно-деформированного состояния трубопроводов. Работа установки основана на измерении параметров магнитного шума (скачки Баркгаузена), возникающих при перемагничивании материала трубы. Передача и прием информации между пунктом управления и рабочей станцией системы контроля осуществляется через GSM канал. Электрические схемы пункта управления и рабочей станции реализованы на базе микроконтроллеров и интегральных микросхем.

Надежность эксплуатации магистральных газо- и нефтепроводов в значительной степени зависит от напряженно-деформированного состояния (НДС) его локальных участков. За счет воздействия в процессе эксплуатации различных поперечных и продольных сил, действующих на трубопровод, изменяется его первоначальное положение, что может привести к появлению в нем чрезмерных напряжений и деформации. Поэтому становится важным обеспечение текущего неразрушающего контроля возникающих в них механических напряжений.

Известно довольно много методов определения деформаций и напряжений в элементах металлоконструкций с использованием тензо- и оптически чувствительных покрытий, поляризационно-оптический, ультразвуковой и рентгеновский методы; голографическая интерферометрия, тензометрия и виброметрия. Трудоемкость измерений и получение лишь качественной картины распределения напряжений делают эти методы непригодными для измерения остаточных напряжений в условиях эксплуатации трубопроводов.

Одними из перспективных неразрушающих методов измерения и контроля механических напряжений являются электромагнитные методы, основанные на связи магнитных характеристик ферромагнитных материалов с механическими напряжениями. Как известно [1], при намагничивании и перемагничивании ферромагнетиков намагниченность не является плавной функцией поля, а представляет собой набор дискретных изменений в виде

необратимых скачков намагниченности различной величины, которые были названы скачками Баркгаузена.

Результаты изучения эффекта Баркгаузена показывают принципиальную возможность применения данного метода и сопутствующих ему магнитных шумов для неразрушающего контроля напряжений в ферромагнитных материалах и изделиях из них. Показано, что эффект Баркгаузена является чувствительным индикатором изменений химического и фазового состава, структурного и напряженного состояний ферромагнетика и может быть использован для анализа изменения свойств изделий в процессе их эксплуатации [2]. При этом для напряжений растяжения амплитуда и число скачков Баркгаузена растут, а при напряжениях сжатия – уменьшаются. Таким образом, измерения параметров магнитного шума позволяют судить как о величине, так и о направлении распределения напряжений.

В данной работе рассматривается система дистанционного контроля напряженно-деформированного состояния (НДС) трубопровода, основанного на измерении числа скачков Баркгаузена и средневыпрямленного значения амплитуды шумов Баркгузена. Предложенная система контроля НДС состоит из центрального пункта контроля (терминала) и рабочей станции. Центральный пункт контроля предназначен для осуществления запросов, приема и обработки данных через GSM канал. Передачу и прием осуществляется с помощью GSM модема, такой же модем установлен и на рабочей станции. Рабочая станция предназначена для принятия запросов, осуществления измерений напряженного состояния и передачи обратно на терминал собранной информации.

Центральный пункт контроля (рис. 1) содержит персональный компьютер (ПК) с подключенным к ней принтером, узел приема-передачи информации, выполненный на основе модема GSM-связи. Терминал соединяется с компьютером через COM порт. Для согласования уровня напряжений COM порта с уровнями напряжений модема установлен преобразователь уровней MAX232 (RS232 драйвер). В сетях GSM номер телефона определяется SIM картой.

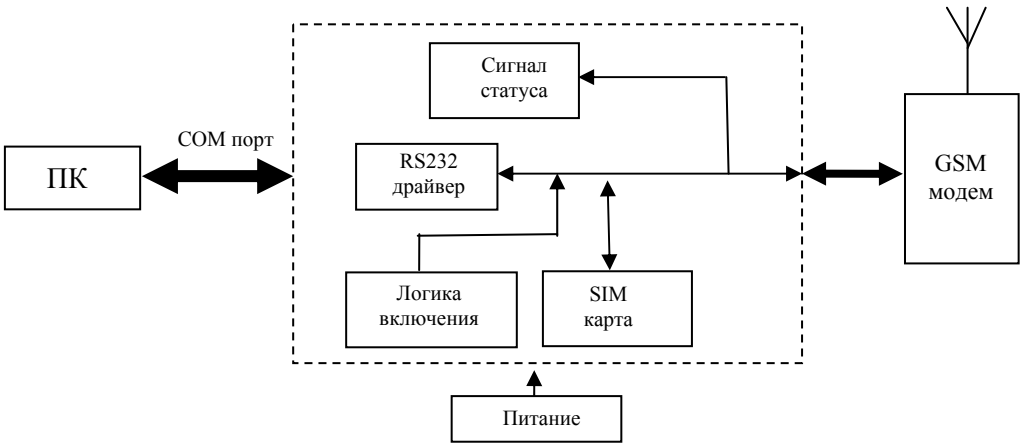


Рис. 1. Блок-схема терминала

Рабочая станция (рис. 2) включает в себе блок управления с GSM модемом, блок обработки результатов измерений, блок коммутации датчиков и блок питания на базе аккумуляторной батареи. В качестве датчиков использованы магнитоупругие датчики [3], состоящие из двух вложенных друг в друга П-образных сердечников. Наружный сердечник содержит две обмотки – обмотку возбуждения переменного магнитного поля и обмотку для измерения уровня возбуждения. Второй магнитопровод установлен в межполюсном пространстве первого магнитопровода перпендикулярно к нему и содержит измерительную обмотку для измерения магнитного шума, создаваемого скачками Баркгаузена при перемагничивании контролируемого участка. Рабочая станция может содержать до 16 датчиков, которые устанавливаются и закрепляются механически на специально подготов-

ленной поверхности контролируемого участка трубопровода таким образом, чтобы можно было контролировать как деформацию сдвига, так и растяжения. Для контроля НДС рекомендуется выбирать участок трубопровода, проходящих в областях с активной геодинамикой, например, на оползневых участках.

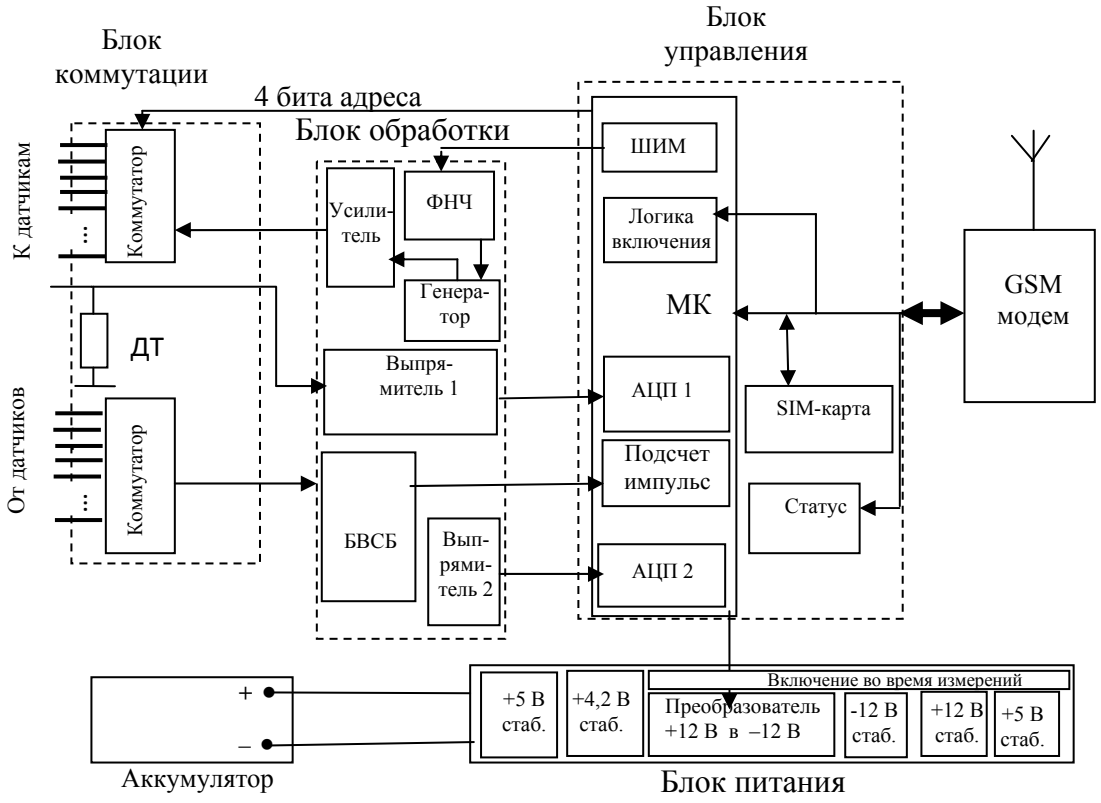


Рис. 2. Блок-схема рабочей станции

Система контроля НДС работает следующим образом. По кодированному запросу на измерения, поступающего с центрального пункта управления по GSM каналу, микроконтроллер блока управления рабочей станции проверяет, соответствует ли запрос принятому виду. Если запрос правильный, то по сигналу с микроконтроллера включается питание блока обработки и блока коммутации. Запускается генератор, который формирует гармонический сигнал частотой 30 Гц. Усиленный усилителем сигнал посредством первого коммутатора блока коммутации по очереди подается через соединительный кабель на обмотки возбуждения электромагнитных датчиков (очередность включения датчиков определяется адресацией по 4 адресным линиям, формируемого микроконтроллером). Для контроля включения датчика и уровня возбуждения используется датчик тока ДТ, вмонтированный в коммутатор, информация с которого через выпрямитель 1 блока контроля вводится в АЦП 1 микроконтроллера.

Сигнал, снимаемый с измерительной обмотки каждого электромагнитного датчика в форме скачков Баркгаузена коммутируется с помощью второго коммутатора и подается на блок выделения скачков Баркгаузена (БВСБ). С выхода блока БВСВ число скачков подсчитываются микроконтроллером на определенном уровне задаваемым компаратором, а также измеряется аналогово-цифровым преобразователем 2 микроконтроллера средне выпрямленное значение, формируемого на выходе выпрямителя 2 блока обработки. Вся измеренная информация сохраняется в памяти микроконтроллера. По окончании измерений результаты передаются в виде SMS-сообщения на терминал и затем микроконтроллер отключает питание рабочей станции. Отметим, что в принципе одним центральным пунктом можно управлять несколькими рабочими станциями, присваивая каждой рабочей станции

свой код запроса. Периодичность опроса показаний датчиков рабочих станций может проводиться программно через заданное время или вручную в любой момент времени.

Принятые центральным пунктом управления данные с рабочей станции обрабатываются и сравниваются с калибровочными данными, хранящимися в компьютере терминала. По результатам сравнения делается вывод о напряженно-деформированном состоянии контролируемого объекта. При механических напряжениях, близких к аварийной ситуации, центральный пункт может подать аварийный сигнал.

Для получения калибровочных данных проводятся измерения зависимости параметров скачков Баркгаузена на разрывной машине на специально подготовленных образцах трубной стали от приложенного напряжения.

В качестве примера на рис. 3 приведены калибровочные кривые, полученные для трех образцов из стали 17ГС. Измерения проведены используя рабочую станцию предложенной системы контроля НДС. Здесь N_0 – число скачков Баркгаузена для ненагруженного, а N_p – для нагруженного образца. Как следует из графиков, до 300 МПа (в пределах упругой деформации) наблюдается линейный рост разности ($N_p - N_0$) с увеличением механического напряжения и при этом для всех трех образцов кривые практически совпадают. В области пластической деформации (напряжения более 350 МПа) число скачков Баркгаузена остается практически постоянной. При дальнейшем повышении напряжения начинается разрушение образца.

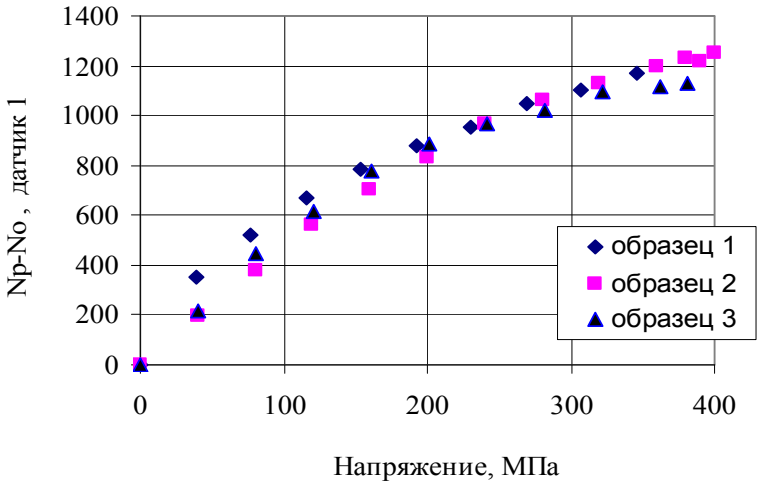


Рис. 3. Калибровочные кривые образцов из стали 17ГС

Конструктивно рабочая станция выполняется в виде герметичного цилиндрического контейнера, внутри которого размещаются стойка с печатными платами и батарейный отсек. С датчиками соединение осуществляется с помощью многоконтактного герметичного электрического разъема. Для связи с терминалом используется антенна. Рабочая станция должна устанавливаться рядом с диагностируемым трубопроводом.

Список литературы

1. Колачевский, Н.Н. Магнитные шумы / Н.Н. Колачевский. – М.: Наука, 1971.

2. Гарифуллин, Н.М. Устройство и методика оценки напряженного состояния и структурных изменений в стальных изделиях электромагнитным методом / Н.М. Гарифуллин, В.И. Максимочкин // Тр. 5 Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2000. – Т. 6. – С. 192–195.

3. Патент 249459 Российская Федерация. Магнитоупругий датчик для определения механических напряжений в ферромагнитных материалах / В.И. Максимочкин, Н.М. Гарифуллин, Н.Т. Сулейманов. – Опубл. 10.09.2013.

УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

О. Б. Бондаренко, Д. Н. Кривцов, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394000, г. Воронеж, Московский проспект, 14
Email: tav7@mail.ru

Представлено описание устройства контроля электрических параметров, его структурная схема, внешний вид приборной панели.

При разработке и производстве интегральных микросхем необходимо проводить комплекс испытаний, в число которых входят электротермотренировка и испытания на безотказность. В соответствии с методами проведения электротермотренировки и испытаний на безотказность по ОСТ 11 073.013-2008 «Микросхемы интегральные. Методы испытаний» [1] требуется проводить контроль электрических параметров и функционирования микросхем в процессе испытаний. Данные виды испытаний проводятся на стендах электротермотренировки, которые не всегда имеют функции контроля электропараметров и функционирования микросхем в процессе испытания. В этих случаях приходится использовать средства измерений (вольтметры, амперметры или осциллографы) для контроля параметров микросхем в контрольных точках на печатных платах для электротермотренировки и испытаний на безотказность, что является достаточно трудоёмким процессом. В другом случае микросхемы периодически снимают со стенда электротермотренировки и проводят контроль на системах контроля СБИС при повышенной температуре среды с использованием климатических камер, что является ещё более трудоёмким и дорогостоящим процессом.

Разработанное устройство контроля электрических параметров позволяет проводить автоматизированный контроль электропараметров и функционирования интегральных микросхем в процессе проведения электротермотренировки и испытаний на безотказность без снятия микросхем со стенда электротермотренировки.

Актуальность данной разработки связана со значительным сокращением материальных затрат и трудовых ресурсов при проведении испытаний интегральных микросхем, обусловленным применением проектируемого устройства. Сокращение материальных затрат связано с меньшей стоимостью данного устройства по сравнению с другими возможным средствами измерений электрических параметров, а экономия рабочего времени – с автоматизацией контроля и отсутствием необходимости переноса микросхем из стенда электротермотренировки на системы контроля СБИС и обратно.

Структурная схема устройства контроля электрических параметров приведена на рис. 1.

Конструктивно устройство контроля электрических параметров представляет собой корпус, на котором закреплены передняя панель и задняя панель. В корпусе установлены шесть плат коммутации, плата управления и блок питания. Все устройства распаяны между собой проводами МГТФ 0,07 (ТУ 16-505.185-71) согласно схеме электрической принципиальной.

Каждая из шести плат коммутации имеет разъем DHS-44F и 20 реле, которые осуществляют коммутацию микросхем, установленных на плату для электротермотренировки и испытаний на безотказность, с устройством контроля электрических параметров.

На задней панели выведены разъемы XS1-XS6 плат коммутации для подключения к стенду электротермотренировки, клемма для подключения заземления, а также вилка сетевая для подключения к сети переменного тока напряжением 220 В ± 10 % частоты 50 Гц.

Управление коммутацией соответствующих групп реле при контроле электрических параметров микросхем осуществляется платой управления, в основу которой заложен микроконтроллер PIC18F452 фирмы Microchip.

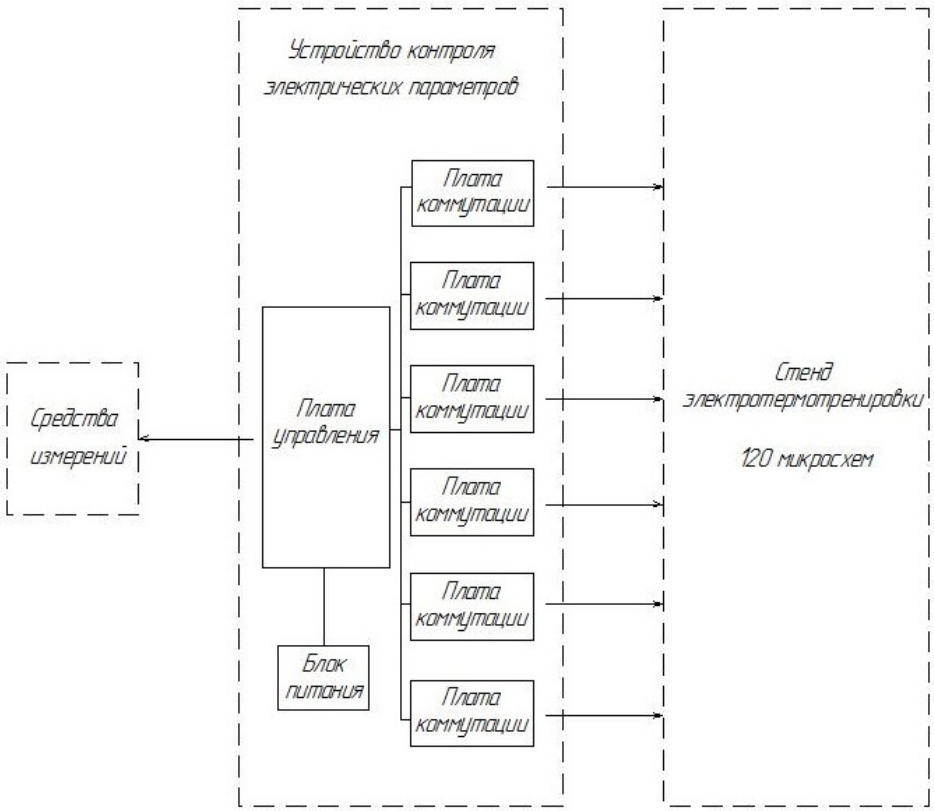


Рис. 1. Структурная схема устройства контроля электрических параметров

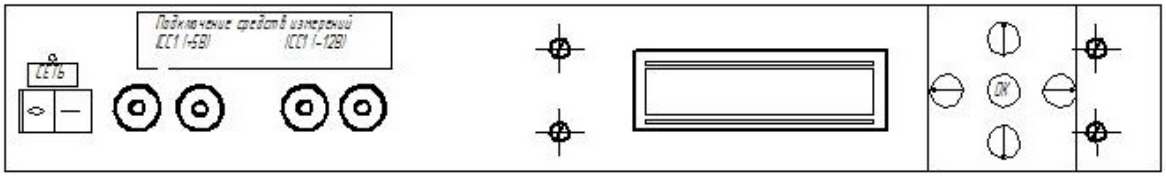


Рис. 2. Передняя панель устройства контроля электрических параметров

На передней панели корпуса, приведённой на рис. 2, выведены:

кнопки «←», «→»>, «↑», «↓», «ОК», предназначенные для управления устройством контроля электрических параметров;

индикатор, предназначенный для вывода вспомогательной информации при контроле электрических параметров микросхем;

клеммы «1СС (5 В)», «1СС (-12 В)», предназначенные для подключения средств измерений;

кнопка «Сеть», предназначенная для включения устройства контроля электрических параметров;

светодиод «Сеть» – индикатор подачи входного напряжения. При нажатии кнопки «Сеть» светодиод загорается зелёным светом.

На платах устройства контроля электрических параметров установлены элементы поверхностного монтажа, за исключением механически нагруженных элементов. Механически нагруженные элементы (кнопки, разъёмы, переключатель) монтируются в отверстие, что позволяет увеличить их механическую стойкость. Элементы поверхностного монтажа позволяют уменьшить массу и габариты изделия, а также автоматизировать процесс сборки [2].

Конструкция устройства контроля электрических параметров является эргономичной. Устройство изготовлено из экологически чистых материалов и не нарушает экологических стандартов.

Список литературы

1. ОСТ 11 073.013-2008. Микросхемы интегральные. Методы испытаний. Ч. 7. Электротермотренировка.

2. Проектирование и технология радиоэлектронных средств: проектирование технологии изготовления изделий РЭС: учеб. пособие / И.Е. Злобина, В А. Муратов, JI.C. Очнева, А.А. Соболев. – Воронеж: ГОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2006. – 4.2. – 283 с.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС МОНИТОРИНГА ГЕМОДИНАМИКИ

А. Кулинич, А. В. Солдатов, А. С. Попов, Г. М. Алдонин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: anvin@sibnet.ru

Представлен АПК на базе рекордера МКМ-12 который используется для неинвазивного, атравматичного и, главное, постоянного мониторинга ЭКС, артериального давления (АД) и таких параметров, как содержание сахара в крови и протромбинов (вязкость крови, приводящая к тромбозу сосудов).

По данным Всемирной организации здравоохранения в 2008 году от сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ) умерло 17,3 миллиона человек, что составляет около 30 % от всех случаев смерти в мире. Прогноз смертности от ССЗ на 2030 год – 23,3 миллиона человек [1]. Повышение эффективности лечения и возвращение пациентов к активной жизни связаны со своевременным обнаружением заболеваний и быстрым оказанием квалифицированной помощи, а предотвращение заболеваний требует раннего выявления латентных форм заболеваний, развитие системы персонального мониторинга здоровья населения, особенно удаленных районов, при чем аппаратные средства мониторинга должны реализоваться и как средства индивидуального пользования, в идеале, как опция сотовых телефонов.

В лаборатории медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники СФУ разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) мониторинга гемодинамики на базе рекордера МКМ-12 [1] (рис. 1), предназначенный для неинвазивного, атравматичного и, главное, постоянного мониторинга сердечно-сосудистой деятельности по расширенному комплексу основных физиологических параметров и их производных. АПК спроектирован с учетом обеспечения возможности использования современной инфокоммуникационной инфраструктуры для целей дистанционной передачи отчетов о функциональном состоянии пациента (E-mail, INTERNET,WI-FI,Bluetooth и по сетям сотовой связи на основе мобильных GPRS-технологий) [2].

АПК позволяет одновременно производить многочасовую запись кардиоинтервалограммы (КИГ) для диагностики по вариабельности сердечного ритма (ВСР), электрокардиосигналов (ЭКС), реограммы и фотоплетизмограммы пульсовой волны (ПВ) (рис. 2, *а*), для оценки гемодинамических параметров при их совместном анализе [3]. В последнее время большой интерес проявляется к контролю состояния артериального сосудистого тонуса по времени распространения пульсовой волны (ВРПВ) (рис. 2, *б*). В АПК на базе рекордера МКМ-12 ВРПВ используется для неинвазивного, атравматичного и, главное, постоянного мониторинга артериального давления (АД) и таких параметров, как содержание сахара в крови и протромбинов (вязкость крови, приводящая к тромбозу сосудов) [2].

Экспериментальные изменения задержки ВРПВ от изменения АД приведены в табл. 1 и на рис. 3. ВРПВ изменялось за счет изменения давления при физической нагрузке в 20 приседаний. Разность ВРПВ до, после и во время восстановления показывает однознач-

ную связь ВРПВ с артериальным давлением в сосуде (АД), измеренным сертифицированными амбулаторными мониторами BPLab и автоматическим монитором кровяного давления A&D Medical и ВРПВ (рис. 3). Экспериментально определялось соответствие изменения ВРПВ изменению артериального давления: ВРПВ в зависимости от нагрузки измеренным монитором МКМ-12 и измеренным САД и ДАД сертифицированными амбулаторными мониторами BPLab и автоматическим монитором кровяного давления A&D Medical.

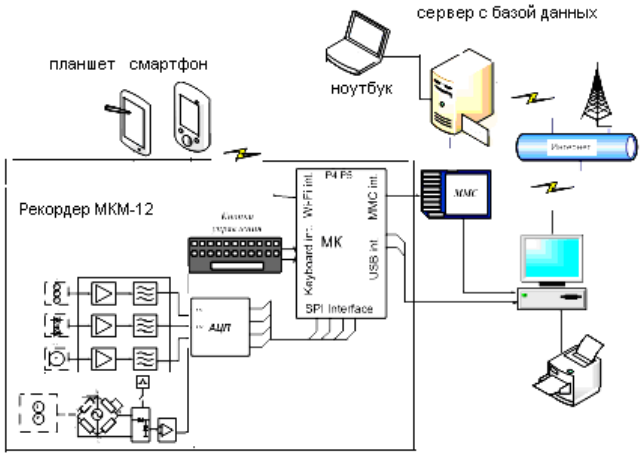


Рис. 1. АПК мониторинга гемодинамики на базе рекордера МКМ-12

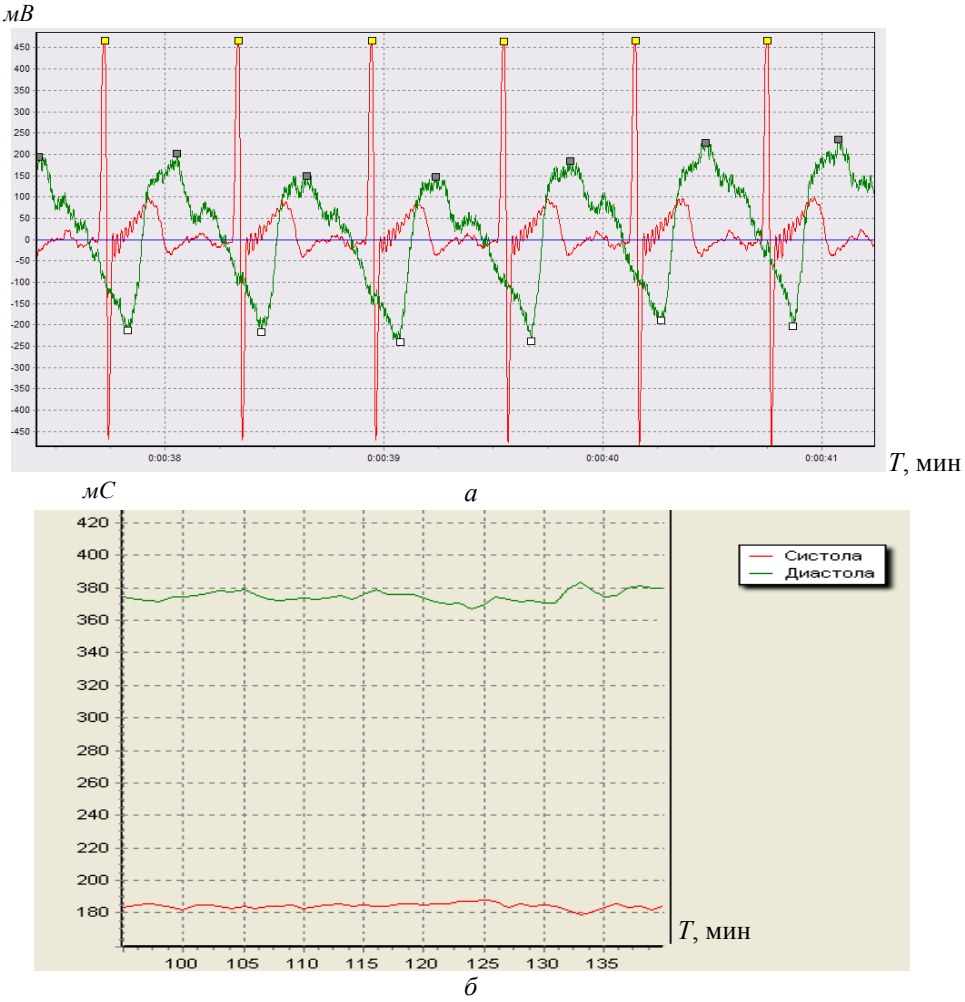


Рис. 2. Совместная запись сигналов ЭКГ и ПВ *(а)* и измерение ВРПВ в фазе систолы – верхний график и фазе диастолы – нижний график *(б)*

Таблица 1

Измерение ВРПВ

№ пац.	Возраст	Нагрузка (присед-я)	ВРПВ (мс), отсч. 1	2	3	ВРПВ ср
1	23	В покое	200	168	192	187
		После 5	168	180	180	176
		После 10	176	152	160	163
		После 15	160	165	144	156
		После 20	120	124	156	133
2	21	В покое	204	208	192	201
		После 5	156	165	164	161
		После 10	152	156	152	153
		После 15	150	156	152	152
		После 20	136	144	148	142
3	22	В покое	168	180	180	174
		После 5	160	168	164	164
		После 10	144	144	136	142
		После 15	128	136	128	132
		После 20	104	120	132	119
4	22	В покое	180	168	156	168
		После 5	144	144	144	144
		После 10	128	128	136	132
		После 15	132	108	144	128
		После 20	112	104	120	112
5	21	В покое	204	180	168	184
		После 5	156	132	144	144
		После 10	144	144	152	148
		После 15	138	138	138	138
		После 20	120	128	120	124
6	21	В покое	180	168	180	176
		После 5	152	156	160	156
		После 10	156	132	144	144
		После 15	122	138	144	128
		После 20	116	120	122	119
7	22	В покое	180	186	192	186
		После 5	160	156	154	157
		После 10	156	144	144	152
		После 15	132	136	138	136

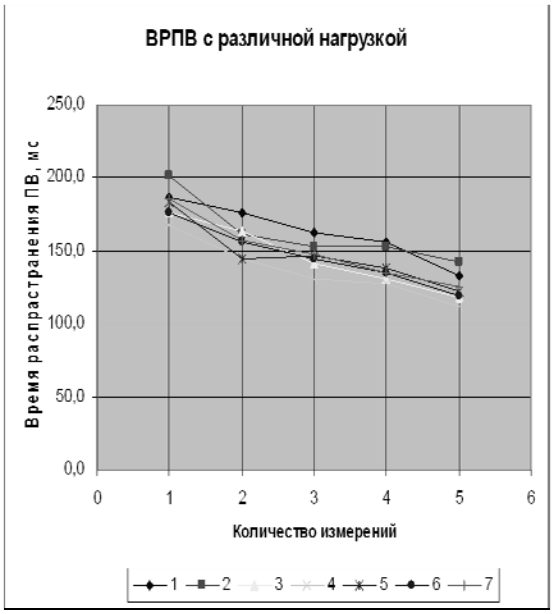


Рис. 3. ВРПВ для 7 человек при различных нагрузках на пяти этапах в *мс* ВРПВ от нагрузки в систоле:
1 – в покое;
после нагрузки:
2 – 5 приседаний;
3 – 10 приседаний;
4 – 15 приседаний;
5 – 20 приседаний;

Мониторинг сахара в крови по ВРПВ, рекордером МКМ-12, производится по отсчётам времени между R-зубцом электрокардиосигнала и началом пульсовой волны (фаза систолы). Одновременно контролировалось артериальное давление тонометром A&D Medical и содержание сахара в крови глюкометром OneTouch, которое периодически сравнивалось с лабораторным определением уровня содержания сахара в крови. Прослеживается прямая зависимость ВРПВ от содержания сахара в крови. Ниже приведены экспериментальные данные мониторинга сахара в крови по коэффициенту давления $К_д$, который определяется как отношение АД в фазе систолы к АД в фазе диастолы [3] (табл. 2, рис. 4).

Таблица 2

Кд	1,71	1,69	1,9	1,78	1,8	1,98	2,03	2,17	2,1	2,18	2,08	2,1	1,76	2,167	2,8	1,64
САД			155				144	152	144	131	144		107		150	91
ДАД			80				71	70	68	60	69		60		53	56
Сахар	4,8	8,1	9,6	10,3	10,7	11,6	12,1	13,2	13,3	13,9	14,1	16,2	17,2	17,3	21,2	24,1

Взаимосвязь ВРПВ в фазе систолы ($ВРПВ_с$) от содержания сахара в крови представлена в табл. 3 и на рис. 5.

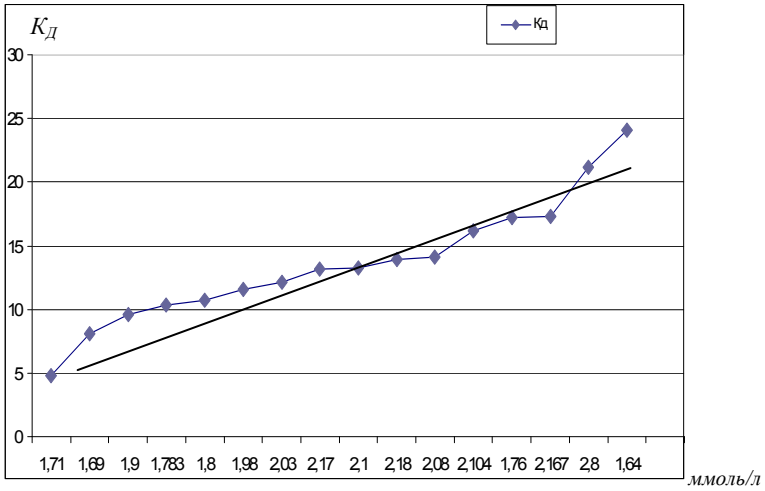


Рис. 4. Зависимость коэффициента давления от содержания сахара в крови испытуемого

Таблица 3

Давление С/Д	Сахар	ВРПВ$_{с,}$
152/83	5,5	170
140/63	8,2	130
147/75	9,2	115
157/76	11,4	100
162/69	12,7	65
168/71	14,1	55

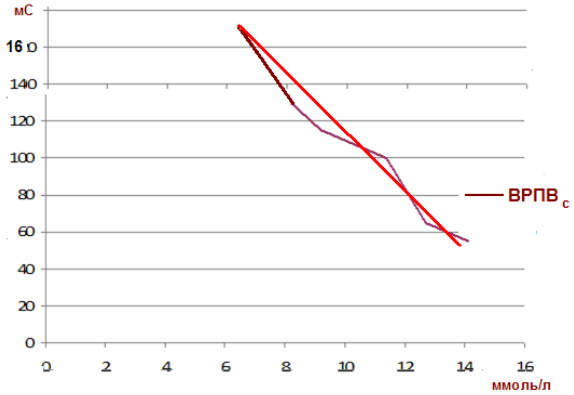


Рис. 5. Зависимость ВРПВ от содержания сахара в крови

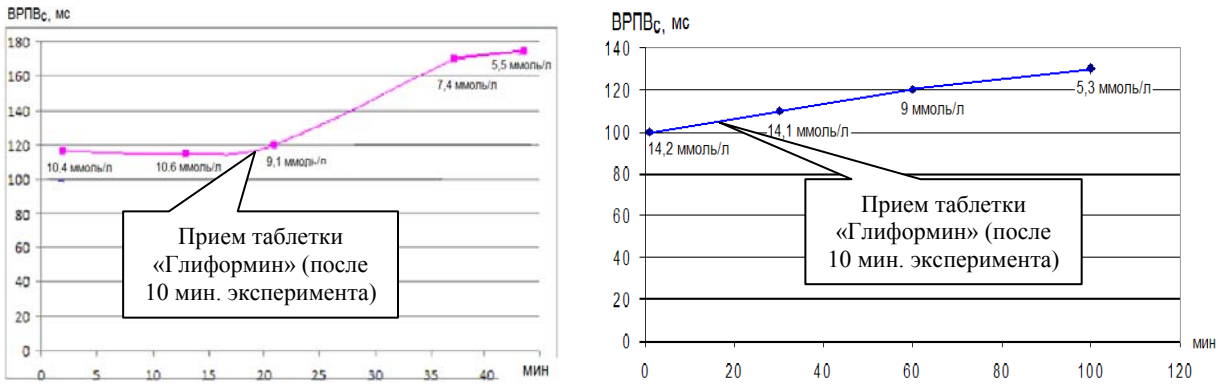


Рис. 6. Зависимость ВРПВ в фазе систолы от времени при приеме таблетки «Глиформин», 0.5 г

Предлагаемый метод может также использоваться для контроля вязкости крови в целях профилактики инсультов и инфарктов. Измерение вязкости крови в зависимости от приема таблетки приведено в табл. 4 и на рис. 7.

Таким образом метод может использоваться для самостоятельного контроля содержания сахара и вязкости крови людьми, у которых снижение концентрации глюкозы до нормы возможно при соблюдении диеты или для самостоятельного контроля людьми с сахарным диабетом средней степени тяжести, которые для нормализации концентрации

уровня глюкозы принимают сахароснижающие лекарства. Т. к. существовавшие до сих пор инвазивные методы или использующие измерение АД по методу Короткова дискомфортны, исключают возможность непрерывного контроля за уровнем глюкозы и вязкости крови в течение длительного времени [4].

Таблица 3

Изменение вязкости крови

№ записи	Запись 9	Запись 10	Запись 11	Запись 12
	До приема таблеток	Прием 1 таблетки	Прием 2 таблетки	Прием 3 таблетки
ВРПВ	127	82	68	109

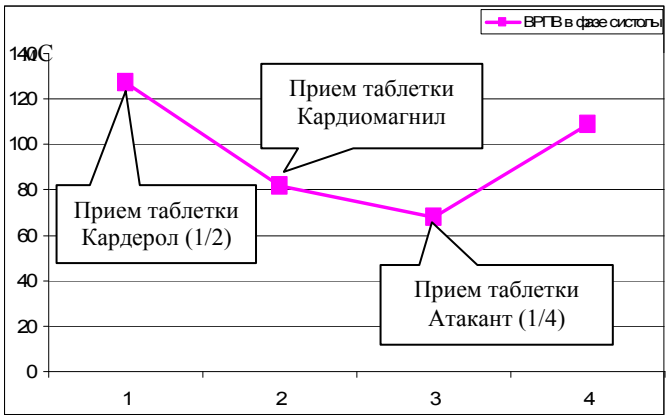


Рис. 7. Изменение вязкости крови в зависимости от приема таблетки

Включение в АПК на базе рекордера МКМ-12 компьютерная реография открывает новые возможности клинического анализа в автоматическом режиме состояния кровообращения головного мозга, конечностей, различных органов, тонуса артерий, величин внутричерепного давления, контроль наряду с традиционными показателями центральной гемодинамики, сократимости миокарда. Последнее открывает широкие возможности подбора индивидуальных доз кардиотропных средств (бета-блокаторов и гликозидов).

Список литературы

1. Алдонин, Г.М. Нелинейные динамические модели и структурный анализ проводящей системы сердца / Г.М. Алдонин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 9. – С. 46–50.

2. Алдонин, Г.М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы / Г.М. Алдонин // Медицинская техника. – 2012. – № 6. – С. 14–18.

3. Эльбаева, А.Д. Вариабельность показателей артериального давления и уровня глюкозы крови при сахарном диабете / А.Д. Эльбаева // Перспектива-2007: докл. Междунар. конгресса студентов, аспирантов и молодых ученых. – Т. 4. – Нальчик: Каб.-Балк. ун-т, 2007. – С. 151–152.

4. Aldonin, G.M. Autonomous Monitoring of the Main Set of Parameners of the Cardiovascular Sistem / G.M. Aldonin // Biomedical Engeeniring. – 2013. – Vol. 46. – Issue 6. – P. 232–236.

ДИСТАНЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ СПОРТСМЕНОВ В ХОДЕ ТРЕНИРОВОЧНОГО ПРОЦЕССА И НА СОРЕВНОВАНИЯХ

Д. Н. Леончиков, Г. М. Алдонин, В. В. Черепанов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: GAldonin@sfu-krs.ru

Рассмотрены аппаратно программные средства дистанционного мониторинг функционального состояния спортсменов в ходе тренировочного процесса и на соревнованиях.

Спорт высоких достижений требует запредельных физических и эмоциональных нагрузок на организм спортсмена. Не редки случаи перетренированности, после которой необходимы длительные периоды восстановления спортивной формы, возникновение инвалидностей и даже летальных исходов на соревнованиях и на тренировках. Чтобы минимизировать, и возможно даже исключить, подобные случаи необходим постоянный контроль их функционального состояния. И все большее внимание акцентируется на проведении занятий, при которых контролируется и ограничивается физическая нагрузка в зависимости от физиологического состояния организма. Очень распространенными в спорте являются нарушения сердечнососудистой деятельности.

Эффективный контроль функционального состояния организма спортсменов (ФСОС) на тренировках и соревнованиях должен обеспечиваться с помощью мониторинга и компьютерных технологий анализа состояния организма спортсмена, а также с возможностью дистанционного контроля физиологических параметров [1]. В лаборатории медицинской электроники института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета разработана новая версия автономного аппаратно-программного комплекса автономного мониторинга ФСОС типа на базе МКМ-05С (рис. 1).

а *б*

Рис. 1. Рекордер МКМ-05СМ (*а*) и аппаратно программный комплекс (*б*)

Основными задачами МКМ-05СМ является анализ сердечно-сосудистой деятельности по комплексу основных физиологических параметров и их производных [2]. Он позволяет одновременно производить многочасовую запись кардиоинтервалограммы КИГ для диагностики по вариабельности сердечного ритма (ВСР) (рис. 2, *а–в*), электрокардиосигналов (ЭКС) (рис. 2, *г*), вейвлет-спектр ЭКС (рис. 2, *д*) и фотоплетизмограммы пульсовой волны (ПВ) (рис. 2, *г*) [3]. Включение в АПК на базе рекордера МКМ-05СМ компьютерная реография обеспечивает возможности анализа состояния кровообращения головного моз-

га, конечностей, различных органов, тонуса артерий, контроль наряду с традиционными показателями центральной гемодинамики, сократимости миокарда.

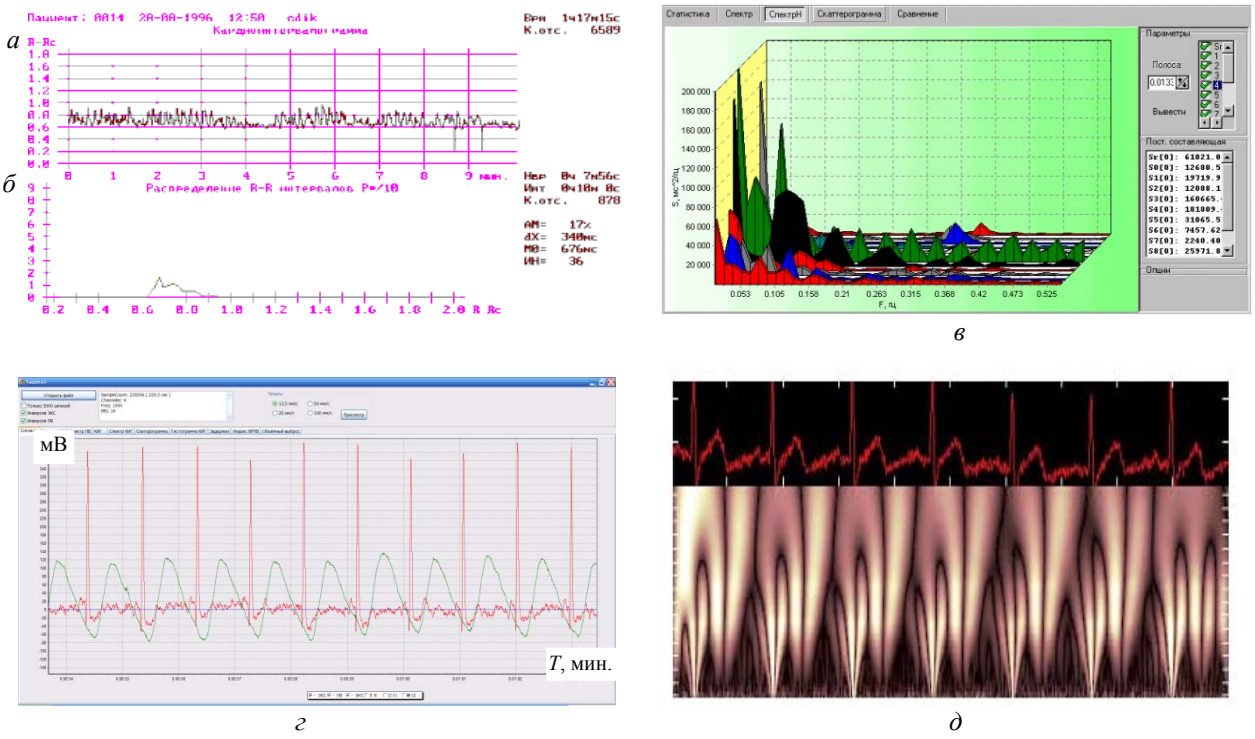


Рис. 2. Кардиоинтервалограмма (КИГ) (*а*), гистограмма КИГ (*б*), спектр КИГ (*в*), электрокардиосигнал (ЭКС) и пульсовая волна (ПВ) (*г*), вейвлет ЭКС (*д*)

Комплекс спроектирован с учетом обеспечения возможности использования современной инфокоммуникационной инфраструктуры для целей дистанционной передачи отчетов о функциональном состоянии спортсмена тренеру (INTERNET, WI-FI, Bluetooth и по сетям сотовой связи на основе мобильных GPRS-технологий), позволяя следить за состоянием организма спортсмена на тренировках и выявлять влияние нагрузки на работоспособность организма [4].

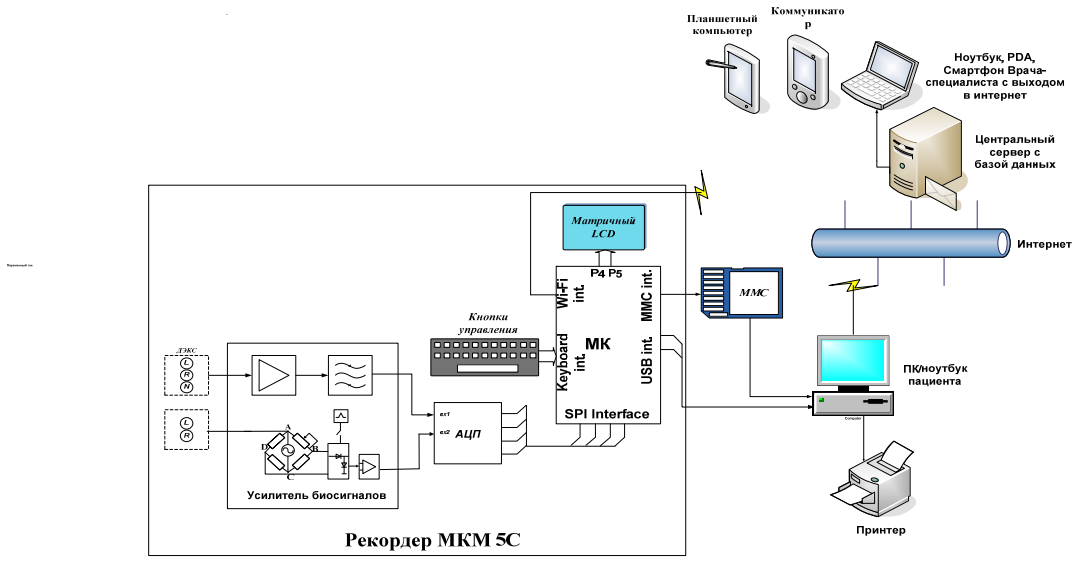


Рис. 3. Функциональная схема дистанционного комплекса мониторинга функционального состояния спортсмена

Особенностью многофункционального комплекса мониторингового типа МКМ-05СМ является то, что реография обеспечивает возможности анализа состояния кровообращения головного мозга, конечностей, различных органов, тонуса артерий, контроль наряду с традиционными показателями центральной гемодинамики, сократимости миокарда. При помощи МКМ-05СМ тренер может контролировать величину нагрузок и вырабатывать стратегию проведения тренировок, отслеживать целый ряд характеристик организма человека обеспечение комплексного мониторинга, контроля и анализа основных физиологических параметров функционального состояния организма спортсмена во время проведения тренировки.

Список литературы

1. Холтеровский монитор контроля параметров гемодинамики / Г.М. Алдонин, С.П. Желудько, В.Б. Новиков, Д.И. Ноженков // Биотехносфера. – 2010. – № 1 (7). – СПб.: Политехника, 2010. – С. 17–23.

2. Ленчиков, Д.Н. Разработка и исследование методов и средств мониторинга функционального состояния организма спортсменов / Д.Н. Ленчиков, Г.М. Алдонин, Е.В. Волошенко // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр.; науч. ред. Г.Я. Шайдуров; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – С. 251–253.

3. Алдонин, Г.М. Многофункциональный анализ сигналов датчиков сердечно-сосудистой системы / Г.М. Алдонин, О.А. Тронин // Датчики и системы. – 2008. – № 1. – С. 40.

4. Алдонин, Г.М. Разработка и исследование микроэлектронного монитора параметров гемодинамики / Г.М. Алдонин // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3. – 2011. – Т. 4. – № 1. – С. 68–76.

5. Алдонин, Г.М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы / Г.М. Алдонин // Медицинская техника. – 2012. – № 6.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОЦЕСС-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМОЙ БОЛЬШОГО ВАКУУМНОГО СОЛНЕЧНОГО ТЕЛЕСКОПА

Т. В. Лях, В. Е. Зюбин (научный руководитель)

Новосибирский государственный университет
630090, г. Новосибирск, ул. Пирогова, д. 2
Институт автоматики и электрометрии СО РАН
630090, г. Новосибирск, пр-т акад. Коптюга, д. 1
E-mail: antsys_nsu@mail.ru

При разработке управляющего алгоритма, автоматизирующего работу вакуумной системы Большого солнечного вакуумного телескопа (БСВТ), возникла проблема тестирования алгоритма в условиях отсутствия объекта управления. Для решения этой проблемы была предложена концепция виртуальных объектов управления (ВОУ) – программных имитаторов автоматизируемого технического процесса со свойствами, схожими со свойствами моделируемого объекта. Алгоритм управления создавался на процесс-ориентированном языке Reflex. Была предложена схема получения исполняемого кода из описания на языке Reflex на основе механизма DLL. Добавлена возможность задания сценария работы ВОУ и обмена событийной информацией.

1. Введение

Современное приборостроение предполагает, что автоматизированные системы управления создаются исключительно на базе цифровой техники в виде программно-аппаратных комплексов. При этом на современном этапе наблюдается четкая тенденция к усложнению программной составляющей таких систем, повышению ее функциональности

и общей трудоемкости ее реализации. Рост значимости программного обеспечения в области промышленной автоматизации, высокая стоимость логических ошибок в программах давно уже находятся в противоречии с текущей практикой разработки управляющих программ, которая ведется в рамках водопадной модели. Тестирование управляющих алгоритмов в подавляющем большинстве случаев начинается только при запуске ПО на реальном объекте. В результате проверка алгоритма откладывается до этапа пуско-наладочных работ на объекте автоматизации. Такая практика чревата высокими рисками, нештатными ситуациями или даже авариями на объекте.

В данной статье исследуются проблемы тестирования алгоритмов управления в приборостроении, и рассматривается подход к тестированию алгоритмов управления на основе концепции виртуальных объектов управления. Далее изучается вариант создания виртуальных объектов управления на базе интерпретатора языка Python и рассматриваются недостатки такого подхода. На основании выявленных недостатков формулируются требования. В качестве альтернативы предлагается вариант получения исполняемого кода виртуальных объектов управления на языке Си и рассматривается схема взаимодействия между виртуальным объектом управления и алгоритмическим блоком на основе механизма DLL на базе пакета LabVIEW.

2. Концепция виртуальных объектов управления

Для решения проблемы тестирования управляющих алгоритмов в Институте автоматики и электрометрии СО РАН была предложена концепция виртуальных объектов управления (ВОУ) – программных имитаторов автоматизируемого технического процесса, со свойствами, схожими со свойствами моделируемого объекта [1]. Код ВОУ (рис. 1) исполняется независимо от алгоритма управления, создаваемого разработчиком. Унифицированный обмен данными между ВОУ и алгоритмом управления обеспечивает сохранение связей при изменении алгоритма. Такой подход позволяет использовать итерационную модель разработки и отлаживать кода алгоритма управления до этапа пуска-наладки.

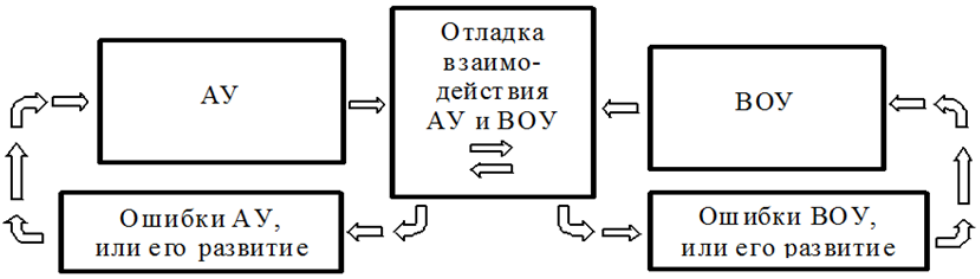


Рис. 1. Итерационная модель разработки алгоритма управления (АУ) с использованием виртуального объекта управления (ВОУ)

3. Реализация концепции ВОУ на базе интерпретатора Python

Предложенная концепция была реализована [2] с использованием интерпретатора Python [3], пакета LabVIEW [4] и транслятора процесс-ориентированного языка Reflex [5] (рис. 2).

ВОУ выполнялось средствами пакета прикладных программ технических вычислений LabVIEW, который широко используется для имитационного моделирования. Алгоритм управления создавался на процесс-ориентированном Си-подобном языке Reflex. Код алгоритма, написанный на языке Reflex, преобразовывался транслятором (R2Py) в текст на языке Python. Текст на языке Python исполнялся интерпретатором языка Python, который образовывал СУАБ – событийно-управляемый алгоритмический блок (СУАБ). СУАБ взаимодействовал с ВОУ. На каждом цикле взаимодействия между ВОУ и СУАБ происходила передача данных из ВОУ в СУАБ.

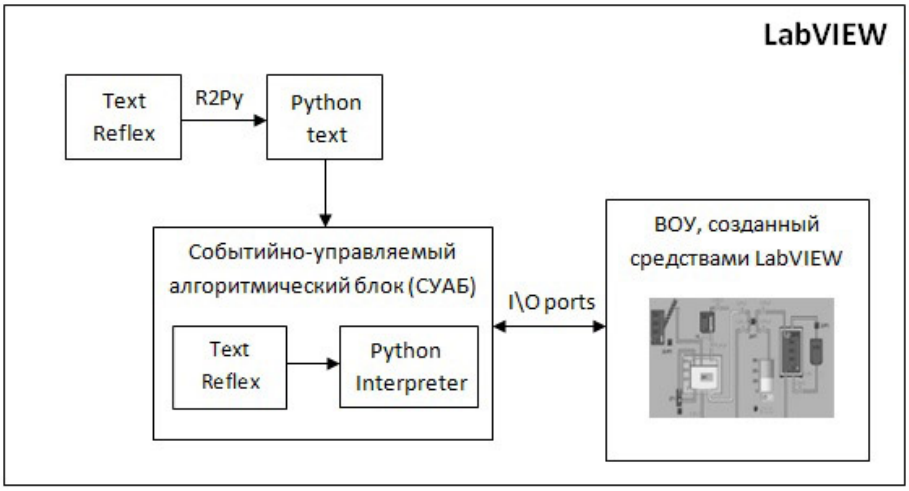


Рис. 2. Реализация концепции ВОУ на базе интерпретатора Python

Однако такая реализация больше обнаруживает ряд недостатков: высокие накладные расходы, динамическая типизация данных языка Python, сложности организации обмена событийной информацией. Вследствие этого перенос отлаженного алгоритма может быть связан с появлением неконтролируемых эффектов. Поэтому интерес для работы представляет поиск альтернативных методов реализации концепции виртуальных ВОУ в среде LabVIEW.

Для интеграции алгоритмических блоков, сгенерированных из описания на языке Reflex, в среду LabVIEW, требовалось разработать и реализовать механизмы интеграции событийно-управляемых блоков, а также разработать унифицированный интерфейс взаимодействия между объектом управления и алгоритмом управления.

4. Требования

На основании выявленных недостатков существующей реализации концепции ВОУ и исследования существующих подходов к тестированию АУ в области ПЛК были сформулированы следующие требования. Описание АУ и поведения ОУ должно быть унифицировано и создаваться на языке Reflex. При исполнении кода СУАБ и ВОУ должны быть исключены дополнительные затраты, связанные с использованием интерпретационной модели. Интерфейс взаимодействия должен быть независим от изменений в кодах СУАБ и ВОУ. Интерфейс взаимодействия СУАБ и ВОУ должен допускать независимые изменения в описаниях АУ и поведения ОУ.

5. Интеграция событийно-управляемых блоков в среду LabVIEW на основе механизма DLL

Была предложена схема получения исполняемого кода из описания на языке Reflex на основе механизма DLL (рис. 3). Согласно этой схеме, создается код на языке Reflex (1), а затем транслятором преобразуется в код на язык Си (2). Транслятор создает заголовочные файлы и код на языке Си, алгоритмически эквивалентный коду на языке Reflex. Из полученного кода на языке Си собирается DLL, которая в дальнейшем интегрируется в LabVIEW. Параллельно транслятор создает несколько конфигурационных файлов. В конфигурационном файле с расширением .cnfg содержится информация об идентификаторах сообщений. В конфигурационном файле с расширением .dbg содержится отладочная информация, извлеченная из кода алгоритма. Также существует возможность создания транслятором шаблонного файла с расширением .test, в котором хранится ряд настроечных параметров. Такие файлы используются для задания сценариев работы объекта управления.

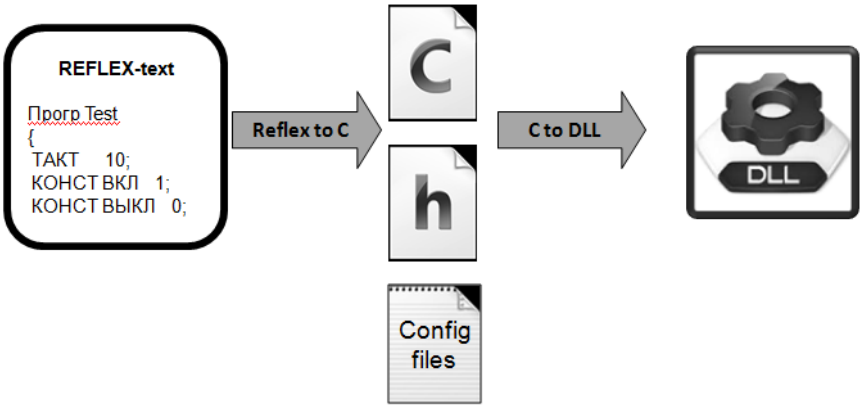


Рис. 3. Схема получения событийно-управляемых блоков из описания на языке Reflex для интеграции в среду LabVIEW

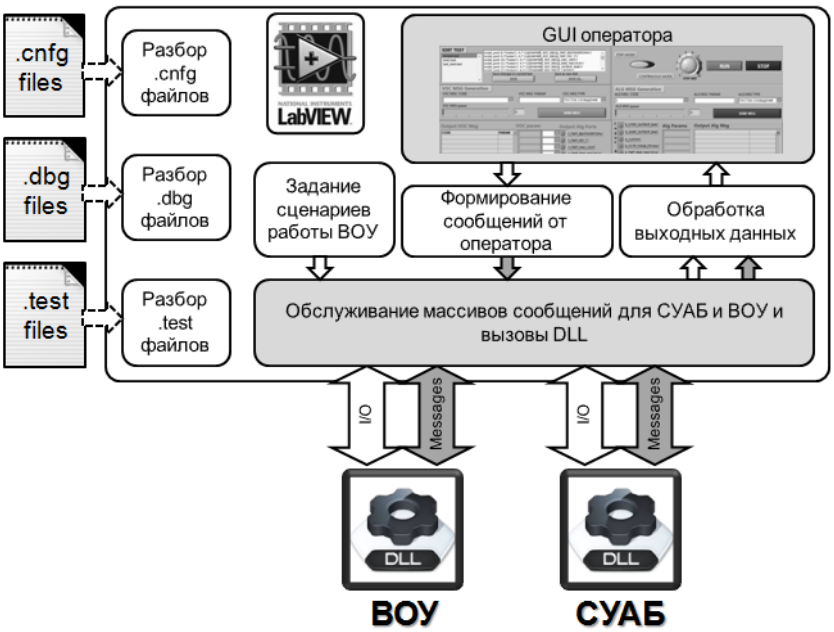


Рис. 4. Разработанная схема взаимодействия между ВОУ и СУАБ

Была разработана схема интеграции событийно-управляемых блоков в среду LabVIEW (рис. 4):

1) при запуске производится:

(а) разбор конфигурационного файла с расширением cnfg, и привязываются идентификаторы сообщений к переменным;

(б) разбор конфигурационного файла с расширением .dbg, извлекается отладочная информация и выводится на пользовательский интерфейс;

(в) разбор конфигурационных файлов с расширением .test и вывод их списка на пользовательский интерфейс;

2) при исполнении, программным модулем «Формирование сообщений от оператора» отслеживаются действия оператора, на основе которых формируется массивы сообщений для СУАБ и ВОУ;

3) в модуле «Задание сценариев работы ВОУ» оператором задаются сценарий работы ВОУ, и на основании этих данных вносятся изменения в массив входных значений (образов портов) для ВОУ;

4) в модуле «Обслуживание массивов сообщений для СУАБ и ВОУ и вызовов DLL» происходит обновление массивов значений (образов портов);

5) исполняется код ВОУ. При исполнении кода ВОУ данные, сформированные модулем «Обслуживание массивов сообщений для СУАБ и ВОУ и вызовов DLL» обрабатываются алгоритмом, заданным на языке Рефлекс. В результате работы ВОУ формируются массив входных значений (образов портов) и массив входных сообщений для СУАБ;

6) исполняется код СУАБ. При исполнении кода СУАБ, алгоритм, заданный на языке Рефлекс, обрабатывает данные, полученные от ВОУ. В результате работы СУАБ формируются массив выходных значений (образов портов) и массив выходных сообщений для ВОУ и для модуля «Обработка выходных данных»;

7) модуль «Обработка выходных данных» обновляет интерфейс оператора;

8) возврат к п. 2.

Предложенная схема была реализована. На языке Си был создан механизм расшифровки данных, поступающих в DLL в форматах, отвечающих внутреннему представлению данных в LabVIEW. Также на языке Си в трансляторе из языка Reflex в язык Си были создан модуль генерации конфигурационных файлов для получения данных об идентификаторах сообщений, а также модуль генерации шаблонных файлов, хранящих ряд настроечных параметров виртуального объекта управления и использующихся для задания сценариев работы объекта управления. Средствами языка G LabVIEW были созданы модули разбора конфигурационных файлов, модуль задания сценариев работы ВОУ и модуль обслуживания массивов сообщений для СУАБ и ВОУ и вызовов DLL. Исполнение кодов ВОУ и СУАБ обеспечивается использованием стандартного механизма среды LabVIEW Call Library Node.

6. Заключение

Таким образом, в работе был предложен вариант реализации концепции итерационной разработки управляющих алгоритмов на основе виртуального объекта управления (ВОУ). Был разработан унифицированный интерфейс взаимодействия между ВОУ и СУАБ и реализован механизм встраивания блоков, созданных из описания на языке Reflex, в LabVIEW.

Концепция итерационной разработки управляющих алгоритмов на основе ВОУ эффективна для задач снижения рисков при вводе систем управления в эксплуатацию. Использование метода в реальных проектах по автоматизации позволяет:

1) тестировать создаваемые алгоритмы, начиная с самых ранних стадий разработки, внедрить итерационную модель разработки для случая промышленной автоматизации;

2) обеспечить контроль процесса создания управляющих алгоритмов и снизить психологическую нагрузку на коллектив разработчиков;

3) сократить время выполнения проекта и имеющиеся риски этапа пуско-наладки;

4) гибко расширять круг лиц, участвующих в процессе разработки, в частности, чтобы своевременно выявлять и устранять ошибки в техническом задании.

Разработанный подход был использован для отладки алгоритма управления вакуумной системой БСВТ.

Список литературы

1. Зюбин, В.Е. Итерационная разработка управляющих алгоритмов на основе имитационного моделирования объекта управления / В.Е. Зюбин // Автоматизация в промышленности. – 2010. – № 11. – С. 43–48.

2. Зюбин, В.Е. Использование виртуальных лабораторных стендов для обучения программированию задач промышленной автоматизации / В.Е. Зюбин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2009. – № 2. – С. 29–33.

3. Лутц, М. Изучаем Python / М. Лутц. – 2011. 1280 с.

4. Тревис, Дж. LabVIEW для всех / Дж. Тревис. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 912 с.

5. Зюбин, В.Е. «Си с процессами» – язык программирования логических контроллеров / В.Е. Зюбин / Мехатроника, автоматизация, управление. – 2006. – № 12 – С. 31-35.

ИНФРАКРАСНЫЙ СКАНЕР ДЛЯ ЗАДАЧ ПОИСКА НЕИСПРАВНОСТЕЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ

К. В. Налобин, А. В. Яковлева, С. В. Туринцев (научный руководитель)

Иркутский филиал МГТУ ГА
664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3
E-mail: Basek@rambler.ru

Проблема поиска неисправностей в радиотехнике является основной при ремонте отказавшей аппаратуры. На поиск неисправности приходится до 80 % от всего времени затрачиваемого на ремонт. Для сокращения временных затрат на поиск места отказа применяются различные методы диагностирования и разрабатываются средства измерения и контроля как общего применения, так и специализированные.

Разработано большое количество методов контроля и диагностирования для радиоэлектронного оборудования. Выбор того или иного метода зависит от многих факторов, в качестве примера можно привести такие как схемотехническое построение объекта контроля и диагностирования, режимы работы оборудования и т.д. Подробнее остановимся на рассмотрении лишь одного из них – тепловизионный контроль (термография). Интерес к этому методу возрастал по мере развития и совершенствования тепловизионных датчиков.

Методы теплового контроля основаны на физических эффектах, известных человечеству гораздо раньше, чем ультразвук, ионизирующее излучение и радиоволны, они были открытые и изученные еще в XIX–XX вв., а затем положенные в основу распространённых методов неразрушающего контроля. Однако исторически сложилось так, что практически контроль качества объектов по температуре стал возможным после создания, главным образом, инфракрасных систем, поскольку при этом реализуются такие преимущества теплового контроля, как дистанционность и оперативность испытаний. Инфракрасное излучение открыто В. Гершелем в 1800 г. К началу XX века работами Г. Кирхгофа, Й. Стефана, Л. Больцмана, Б.Б. Голицына, В. Вина, М. Планка заложены основы теории теплового излучения.

На сегодняшний день метод тепловизионного контроля и диагностирования нашел широкое применение в энергетике и различных областях промышленности, он также являются ключевым инструментом для сервисных организаций, которые работают в сфере диагностики зданий и занимаются выполнением обследований на тепловые потери.

Основным преимуществом тепловизионного метода является то, что контроль и диагностирование можно произвести быстро и без вмешательства в оборудование. Поскольку тепловизионные датчики не требуют непосредственного контакта, их можно также использовать в то время, как оборудование или его компоненты находятся в работе. Определение поиска неисправности осуществляется путем сравнения тепловых сигнатур нормально работающего оборудования с оборудованием, состояние которого проверяется, дает великолепный способ поиска неисправностей.

Применение тепловизионного метода поиска неисправностей в радиоэлектронной аппаратуре пока широкого применения не нашло, но приборы для решения такой задачи разрабатываются. В качестве примера можно привести зарегистрированные патенты:

- патент RU 2033599 «Устройство для контроля состояния электронных плат», автор Керемжанов Акимжан Фазылжанович, заявка подана 05.11.1991 г.;
- патент SU 687400 «Устройство для контроля электронных блоков по тепловому излучению», авторы Шехурдин Владимир Александрович, Безмельницина Галина Гавриловна Борисихин Аркадий Иванович, заявка подана 03.01.1974 г.

Сегодня на рынке предлагается большое количество относительно недорогих датчиков. Которые можно применять для решения задач тепловизионного контроля и диагностирования.

Примером таких датчиков являются инфракрасные датчики D6T-44L/D6T-8L [1], разработанный фирмой Omron, рис. 1.

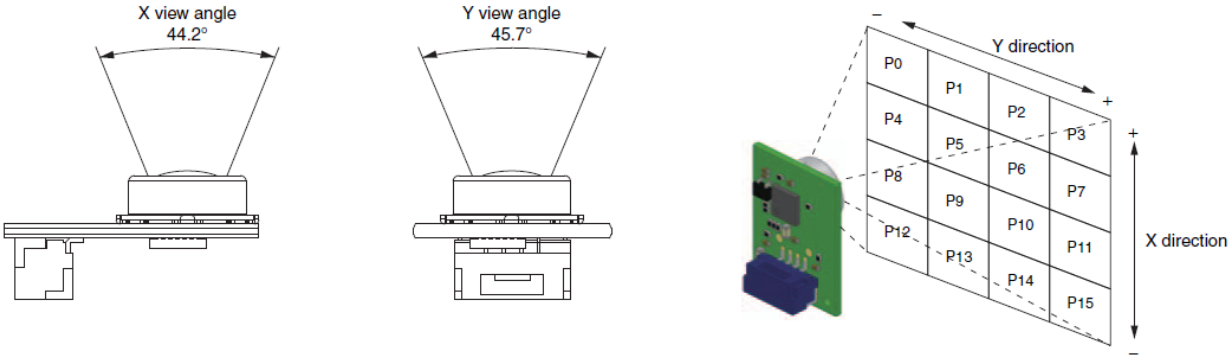


Рис. 1. Инфракрасный датчик D6T-44L

Предлагается на базе датчика D6T-44L разработать прибор для контроля и диагностирования радиоэлектронного оборудования, общий вид схемы которого представлен на рис. 2.

На рис. 2: 1– инфракрасный датчик (D6T-44L); 2 – шаговые двигатели; 3 – цифровой модуль; 4 – электронно-вычислительная машина (компьютер).

Суть работы данного прибора состоит в следующем: контролируемый блок, модуль или плата ложится на рабочий стол, цифровой модуль (3) посредством шаговых двигателей управляет перемещением инфракрасного датчика, сигнал с которого через тот же цифровой модуль передает в компьютер, где происходит обработка полученного изображения.

Функциональная схема прибора, представленного на рис. 2, изображена на рис. 3.

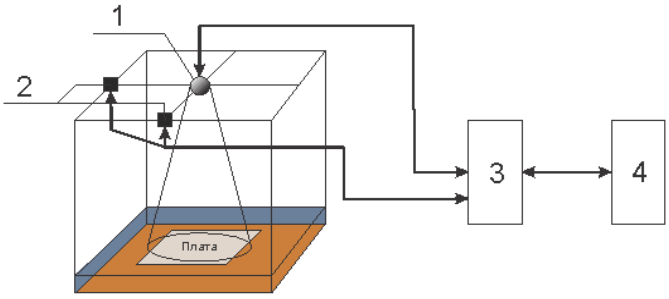


Рис. 2. Схема прибора для контроля и диагностирования радиоэлектронного оборудования

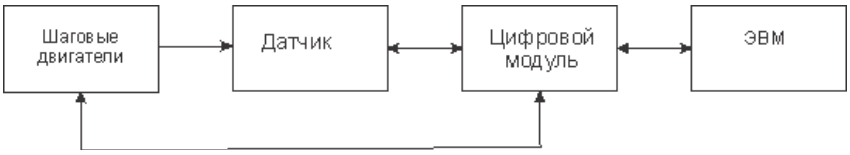


Рис. 3. Функциональная схема устройства

Таблица 1

Характеристики модуля E-154

Количество каналов	8 с общей «землей»
Разрядность АЦП	12 бит
Эффективная разрядность	11,8 бит (120 кГц, диап. измерения ±5 В)
Входное сопротивление в одноканальном режиме	более 20 МОм
Диапазон входного сигнала	±5 В; ±1,6 В; ±0,5 В; ±0,16 В
Максимальная частота преобразования	120 кГц
Синхронизация старта	от внешнего синхросигнала, по уровню аналогового сигнала, от встроенного таймера
Межканальное прохождение	-80 дБ (многоканальный режим 120 кГц, частота сигнала 1 кГц, сопротивление источника сигнала 50 Ом, диапазон ±5 В)
Защита входов	±10 В

В качестве цифрового модуля будет использоваться модуль E-154 фирмы L-Card, который позволяет работать как с цифровыми так и с аналоговыми сигналами, характеристика модуля представлены в табл. 1 [2]. Программное обеспечение будет разрабатываться на базе программы Labview.

Список литературы

1. http://www.omron.com/ecb/products/sensor/special/mems/pdf/AN-D6T-01EN_r2.pdf.
2. http://www.lcard.ru/products/external/e-154.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ КОМПЛЕКСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЛИЗНОЙ ВАННЫ

И. Е. Нефедов, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: nie69@mail.ru>

Предложена методика контроля составляющих комплексного сопротивления электролизных ванн на основе, которой разработана автоматизированная система контроля составляющих комплексного сопротивления алюминиевых электролизеров и концентрации глинозема в электролите.

Среди большого числа параметров автоматического контроля технологических процессов электролизной ванны, одними из наиболее важных и перспективных для возможности и ее автоматического управления являются: активное сопротивление, обратная ЭДС и межполюсное расстояние (МПР). В алгоритмах регулирования МПР в качестве базовой используют формулу вычисления приведенного напряжения:

$$U_{пр} = \frac{(U_Э - E_o)\bullet I_н}{I_c}, \quad (1)$$

или формулу приведенного сопротивления:

$$R_{пр} = \frac{U_Э - E_o}{I_c}, \quad (2)$$

где $U_Э$ – величина напряжения электролизера; E_o – величина обратной ЭДС; $I_н$ – номинальный ток серии; I_c – текущий ток серии.

Но на сегодняшний день обратная ЭДС не измеряется. Так как она связана с напряжением и активным сопротивлением электролизной ванны формулой:

$$U_э = E_o + R \cdot I_c, \quad (3)$$

где $U_э$ – напряжение электролизной ванны; E_o – величина обратной ЭДС; R – активное сопротивление электролизной ванны; I_c – ток серии.

И непосредственно ее измерить или вычислить не представляется возможным, поэтому регулирование электролизера осуществляется без учета изменения обратной ЭДС. Обычно в расчетах ее значение принимается за константу, значение которой равно 1,6±eВ, где e – поправка вносимая для конкретного электролизера.

Обратная ЭДС и сопротивление электролизера связаны с такими технологическими параметрами как, концентрация глинозема в электролите, меж полюсное расстояние, температура расплава электролита, и др., и в реальных условиях при отклонении процесса электролиза от оптимального режима величина обратной ЭДС может изменяться на 50 %,

а величина сопротивления электролизера – на 20 % [1]. На рис. 1 представлен график зависимости изменения обратной ЭДС, рабочего напряжения и сопротивления электролизера от концентрации глинозема в электролите.

Из графиков (рис. 1) видно, на сколько сильно изменение обратной ЭДС влияет на результат измерения рабочего напряжения электролизной ванны, следовательно и на результат регулирования МПР [2].

Вследствие того, что на переменном токе емкость МПР шунтирует обратную ЭДС, становится возможным измерить величину активного сопротивления электролизной ванны. Эквивалентные электрические схемы замещения электролизной ванны представлены на рис. 2.

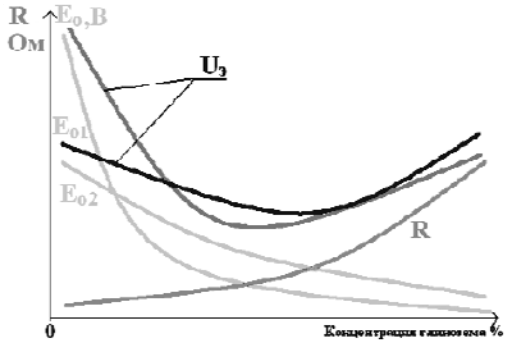


Рис. 1. Изменения обратной ЭДС E_o, сопротивления электролизера R и напряжения на электролизере $U_э$ в зависимости от концентрации глинозема в электролите.

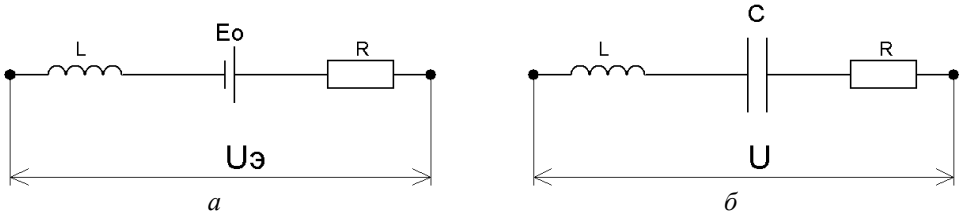


Рис. 2. Эквивалентные электрические схемы замещения электролизера:
а – на постоянном токе; *б* – на переменном токе; L – индуктивность электролизера; E_o – обратная ЭДС; R – сопротивление электролизера; C – емкость анод-электролит

Сущность способа контроля обратной ЭДС заключается в следующем, измеряют падение напряжения на электролизере и ток серии, постоянной и переменной составляющих, на частотах 300, 600, 1200, 2400 Гц, которые являются гармониками тока серии образующиеся в результате применения шестифазной двухполупериодной схемы выпрямительных агрегатов тока серии. Амплитуда этих гармоник достигает 1 % от тока серии.

После измерения переменных составляющих тока серии и падения напряжения на электролизере, вычисляется комплексное сопротивление электролизера из системы уравнений:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{R_1^2 + \left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{U_1}{I_1}; \\ Z_2 &= \sqrt{R_1^2 + \left(2\omega_1 L - \frac{1}{2\omega_1 C}\right)^2} = \frac{U_2}{I_2}; \\ Z_3 &= \sqrt{R_1^2 + \left(4\omega_1 L - \frac{1}{4\omega_1 C}\right)^2} = \frac{U_3}{I_3}; \end{aligned} \qquad (4)$$

где R – активное сопротивление электролизера; ωL – индуктивная составляющая комплексного сопротивления электролизера, образованна эквивалентной индуктивностью

электролизера и индуктивностью ошиновки; ωC – емкостная составляющая комплексного сопротивления электролизера; U, I – переменные составляющие падения напряжения на электролизере и тока серии на частотах: 300, 600 и 1200 Гц, соответственно.

После вычисления активного сопротивления, величину обратной ЭДС определяют из формулы (3), далее значение обратной ЭДС можно использовать как в алгоритмах управления электролизной ванной, так и для контроля концентрации глинозема в электролите [3], по отношению величин обратной ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении электролизной ванны:

$$n = \frac{E_0}{I_c \bullet R}. \tag{5}$$

По величине безразмерного коэффициента n можно судить о концентрации глинозема в электролите:

при $n \le 0{,}5$ – большая концентрация (4–6 %);

при $0{,}5 < n < 0{,}65$ – номинальная концентрация (2–4 %);

при $N \ge 0{,}65$ – критическая концентрация (менее 2 %).

Точно так же как и активное сопротивление, из системы уравнений (4), можно вычислить емкость МПР, которая в свою очередь будет представлять сумму:

$$C = C_П + C_Г, \tag{6}$$

где $C_П$ – емкость образованная за счет реакции разложения глинозема; $C_Г$ – емкость образованная газовыми пузырьками.

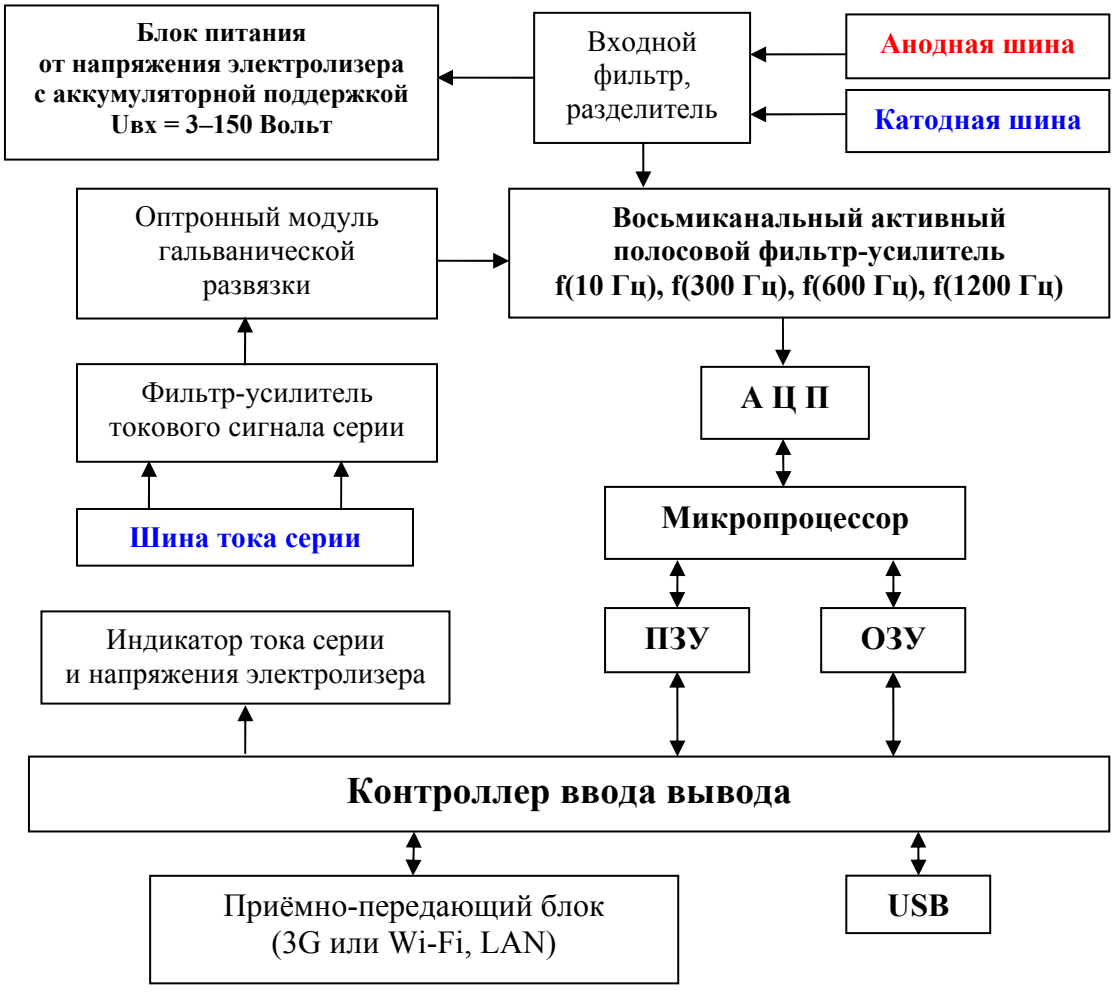


Рис. 3. Структурная схема автономного блока съема и передачи информации

Но поскольку величина емкости образованной газовыми пузырьками на 4–5 порядков меньше емкости образованной меж полюсным пространством, то ей можно пренебречь и принять $C = C_П$ [3].

Для реализации измерительной системы (RCL) разработан автономный блок съема и передачи информации, структурная схема которого изображена на рис. 3. Как видно из структурной схемы, питание блока обеспечивается от электролизера. Оптимизация линий связи позволяет снизить электромагнитные наводки, и обеспечивает получение более точной информации о RC L параметрах электролизера. Сигнал с электролизера через входные фильтры поступает на узкополосные активные фильтры усилители. С выхода АЦП, оцифрованный сигнал поступает на микропроцессор, который решает систему уравнений (4), и через контроллер ввода вывода по радиоканалу или через USB порт передается в систему сбора и обработки информации. При этом питание всех элементов блока происходит от электролизера через собственный модуль питания с широтно-импульсной стабилизацией и аккумуляторной батареей, что обеспечивает стабильность напряжения питания системы контроля составляющих комплексного сопротивления электролизера.

Заключение

Использование устройства, измерения активного сопротивления и обратной ЭДС электролизной ванны, по предложенному способу, позволит:

– непрерывно в режиме реального времени измерять и контролировать изменение сопротивления, обратной ЭДС и емкости меж полюсного промежутка электролизной ванны;

– непрерывно в режиме реального времени контролировать выход по току и объём метала.

– непрерывно в режиме реального времени оценивать и следить за изменением концентрации глинозема в электролите

– оптимизировать процесс электролиза по минимуму потребления электроэнергии как за счет поддержания заданной величин R и E_o , так и за счет сокращения количества анодных эффектов.

– стабилизировать форму рабочего пространства, что обеспечит увеличение продолжительности срока службы электролизных ванн.

Разработка автоматизированной системы, контроля информационных параметров процесса электролиза алюминия, обеспечит повышение энергоэффективности алюминиевых электролизёров и снижение загрязнений окружающей среды

Список литературы

1. Патент 2359072 Российская Федерация. Способ съема информационных параметров алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко, Ю.И. Никитин, Ю.В. Моисеев и др. – Опубл. 20.06.2009.

2. Новые возможности контроля технологических параметров алюминиевого электролизера / А.И. Громыко, Ю.И. Никитин, Ю.В. Моисеев В. Штайн // Цветные металлы. – 2008. – № 5. – С. 68–73.

3. Графов, Б.М. Электрохимические цепи переменного тока / Б.М. Графов, Е.А. Укше. – М.: Наука, 1973. – 376 с.: ил.

4. Нефёдов, И.Е. Измерение составляющих комплексного сопротивления электролизера / И.Е. Нефёдов, А.И. Громыко // Сб. докл. Междунар. конф. выставки «Алюминий Сибири-2012», 10–12 сент. 2012 г. – С. 152–153.

АНАЛИЗ ФОРМИРОВАНИЯ УГЛОВОГО ВВОДА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ВОЛНЫ ЭМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

А. А. Подолян

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
03056, Украина, г. Киев, пр-т Победы, 37
E-mail: podoljan@i.ua

В настоящее время в электромагнитно-акустической (ЭМА) дефектоскопах практически не применяется управляемый угловой ввод акустической волны, что существенно ограничивает области их использования. Вместе с тем, широко используются ЭМА дефектоскопы, имеющие фиксированный или дискретно переключаемый угол ввода акустической волны. Задача управляемого углового ввода акустической волны с помощью ЭМА преобразователей может быть решена только в результате совместного исследование излучения, формирования магнитного поля и формирования зондирующих импульсов. Решение поставленной задачи исследования излучения позволит повысить эффективность ультразвуковой дефектоскопии по достоверности и скорости проведения работ.

Среди исследований, связанных с созданием аппаратуры неразрушающего контроля, особое место занимают поиски бесконтактных методов возбуждения и регистрации ультразвука в твердых телах [1]. Успехи в отмеченном направлении достигнуты за счет применения электромагнитно-акустического (ЭМА) способа возбуждения и приема ультразвуковых колебаний.

В настоящее время в ЭМА дефектоскопах практически не применяется управляемый угловой ввод акустической волны, что существенно ограничивает области их использования. Вместе с тем, широко используются ЭМА дефектоскопы, имеющие фиксированный или дискретно переключаемый угол ввода акустической волны. Задача управляемого углового ввода акустической волны с помощью ЭМА преобразователей может быть решена только в результате совместного исследование излучения, формирования магнитного поля [2, 3] и формирования зондирующих импульсов [4, 5].

В ряде работ [6–8] показана принципиальная возможность углового ввода ультразвуковых колебаний с помощью ЭМАП, получены основные формулы. Вместе с тем, вопрос практического применения плавного управления углом ввода ультразвуковой волны с использованием ЭМА преобразователей с излучателями в виде решетки проводников остаётся открытым.

Известно [7], что при падении плоской ультразвуковой волны по границе образуется вынужденная бегущая волна, скорость и направление которой зависит от угла падения. В этом случае, источником преломленных волн является колеблющаяся граница раздела, которая может быть эффективно возбуждена с помощью ЭМА преобразователя, построенного на основе решетки элементарных проводников (нитей)-излучателей, расположенных в одной плоскости (рис. 1).

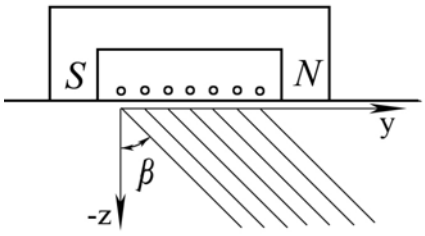


Рис. 1. Угловой ввод ультразвуковой волны в ЭМАП

От количества нитей-излучателей и их длины зависит размер результирующего пучка излучения. Давление в каждой точке поверхности контролируемого пространства под решеткой будет создаваться каждой нитью-излучателем, с учетом расстояния от рассматриваемой точки до центра каждого излучателя.

Выражение, описывающее закон распределения давлений на поверхность объекта контроля под нитью-излучателем записывается в виде [9]:

$$p = -\mu_0 \cdot \mu \frac{I_0^2 \cdot h^2}{4 \cdot \pi \cdot \left(h^2 + y^2\right)^2} \left(1 + \cos 4 \cdot \pi \cdot f \cdot t\right) - \frac{I_0 \cdot h \cdot B_=}{\pi \cdot \left(h^2 + y^2\right)} \cos 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \,,$$

где $B_=$ – индукция внешнего постоянного магнитного поля; I_0 – амплитудное значение тока нити; f – частота тока в нити; h – расстояние от центра нити до поверхности объекта контроля; y – расстояние от проекции нити вдоль поверхности объекта контроля в перпендикулярном проекции направлении; $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\, Гн/м$ – магнитная постоянная; μ – магнитная проницаемость материала объекта контроля.

Приведенное соотношение устанавливает связь между акустическим давлением на поверхность пространства с током нити и её расположением. Максимальное акустическое давление создается непосредственно под нитью. При удалении от этой линии и с увеличением расстояния h давление резко падает. С ростом величины тока давление растет в квадрате. Меняясь во времени, оно не меняет своего знака и изменяется от нуля до максимума дважды за период питающего тока.

Многочисленные экспериментальные исследования процессов возбуждения и приёма нормальных волн ЭМА методом, проведенные в Днепропетровском трубопрокатном заводе [10], позволили выявить оптимальное значение внешнего магнитного поля $B_= = 0{,}3$ Тл при контроле различных объектов (труб и листов) из ферромагнитной стали.

В работе [8] получено выражение для угла, определяющего направление излучения, сформированного решеткой элементарных проводников-излучателей:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{c_1}{c_2} \pm \frac{\lambda}{l}\right),$$

где c_1 – скорость ультразвуковой волны в контролируемой среде; c_2 – скорость распространения вынужденных ультразвуковых колебаний вдоль границы; λ – длина волны ультразвуковых колебаний в контролируемой среде; l – длина решетки ЭМА преобразователя.

Составляющая $\frac{\lambda}{l}$ определяет расхождение пучка излучения. В случае $l >> \lambda$ пучок излучения будет малорасходящимся.

Скорость c_2 определяется частотой колебаний f и $y_{2\pi}$ – расстоянием между ближайшими точками волнового фронта вдоль распространения бегущей волны, фаза колебаний которых отличается на 2π [7, 8].

Для возбуждения бегущей волны с заданными свойствами, необходимо, чтобы давление под каждым проводником-излучателем изменялось последовательно, со сдвигом фаз $\Delta\varphi$ [8]:

$$\Delta\varphi = \frac{4 \cdot \pi \cdot \Delta y \cdot f_I \cdot \sin\beta}{c_1},$$

где Δy – расстояние между соседними нитями-излучателями.

Заданный сдвиг фаз обеспечивается путем задержки в подаче гармонического сигнала на соседние нити-излучатели на некоторый промежуток времени Δt.

При исследовании цифровой системы управления ЭМА преобразователем с угловым вводом ультразвуковой волны удобнее оперировать не временными интервалами, а частотой тактовых импульсов f_T и числом импульсов $N_И$.

Рабочее выражение для расчета времени задержки подачи гармонического сигнала на соседние нити-излучатели для обеспечения заданного угла ввода ультразвуковой волны β может быть записано в виде [12]:

$$\Delta t = \frac{2 \cdot \Delta y \cdot \sin\beta}{c_1}.$$

Если принять, что полупериод изменения тока в нитях-излучателях ЭМА преобразователя составляет временной промежуток, включающий $N_{ИТ}$ – число тактовых импульсов, соответствующих временному промежутку Δt, тогда выражение для β может быть записано в виде [7, 8]:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{c_1 \cdot N_{И\varphi}}{2 \cdot \Delta y \cdot f_T}\right).$$

Для исследования процесса формирования решеткой синфазных нитей-излучателей акустических колебаний с угловым вводом смоделировано влияние различных факторов (сдвига фаз $\Delta\varphi$, тока нити I_0, угла перекоса датчика $\alpha_П$ относительно поверхности объекта) на создаваемое суммарное акустическое давление p_Σ (рис. 2–4).

Практический интерес представляет исследование влияния неточности позиционирования решётки излучателей на эффективность возбуждения волны под углом к поверхности контролируемого объекта. Результаты моделирования влияние угла $\alpha_П$ между излучателем и поверхностью контроля на формирование акустической волны с угловым вводом проиллюстрирован на рис. 4.

Исходя из анализа мы можем сделать следующие выводы:

Задача управляемого углового ввода акустической волны с помощью ЭМА преобразователей может быть решена только в результате совместного рассмотрения задач излучения, формирования магнитного поля и формирования зондирующих импульсов.

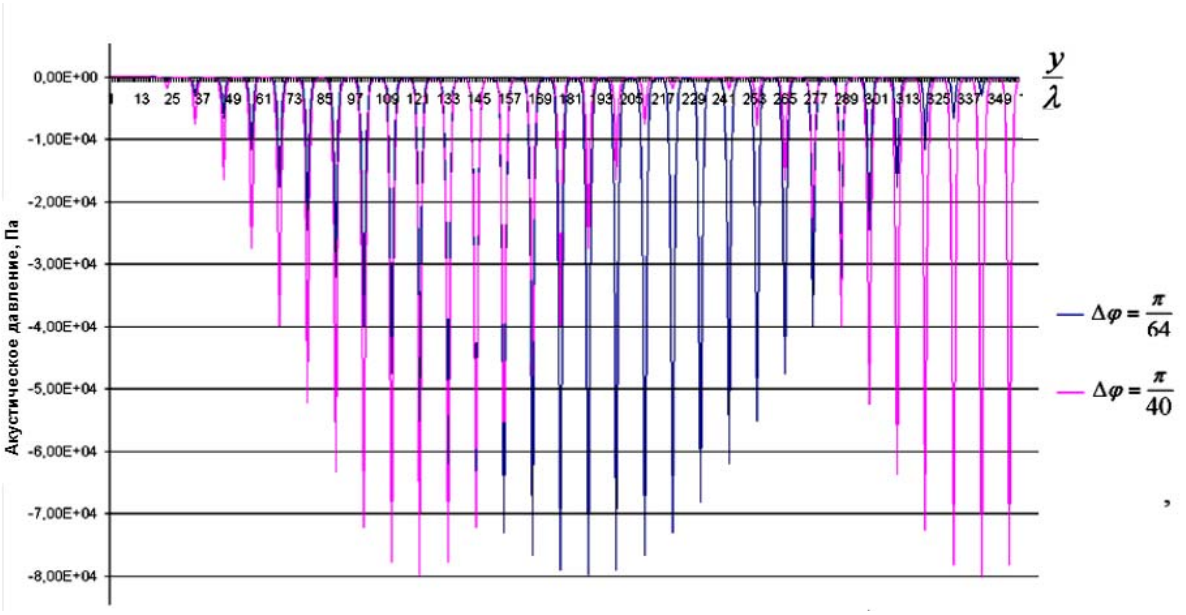


Рис. 2. Зависимость $p_\Sigma(y)$ при разных значениях $\Delta\varphi$

32 нити, $B_= = 0{,}3$ Тл, $I_0 = 2$ А, $f_i = 0{,}5$ МГц, $k = f \cdot t = \frac{1}{4}$

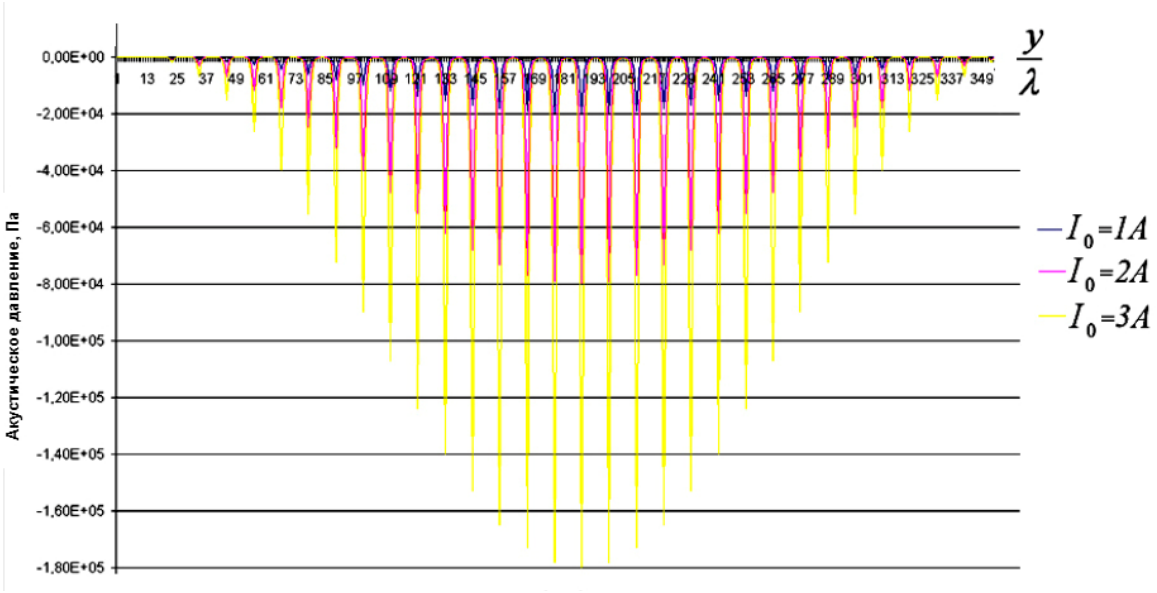


Рис. 3. Зависимость $p_{\Sigma}(y)$ при значениях амплитуды тока I_0

32 нити, $B_{=} = 0{,}3$ Тл, $f_i = 0{,}5$ МГц, $k = f \cdot t = \frac{1}{4}$, $\Delta\phi = \frac{\pi}{64}$

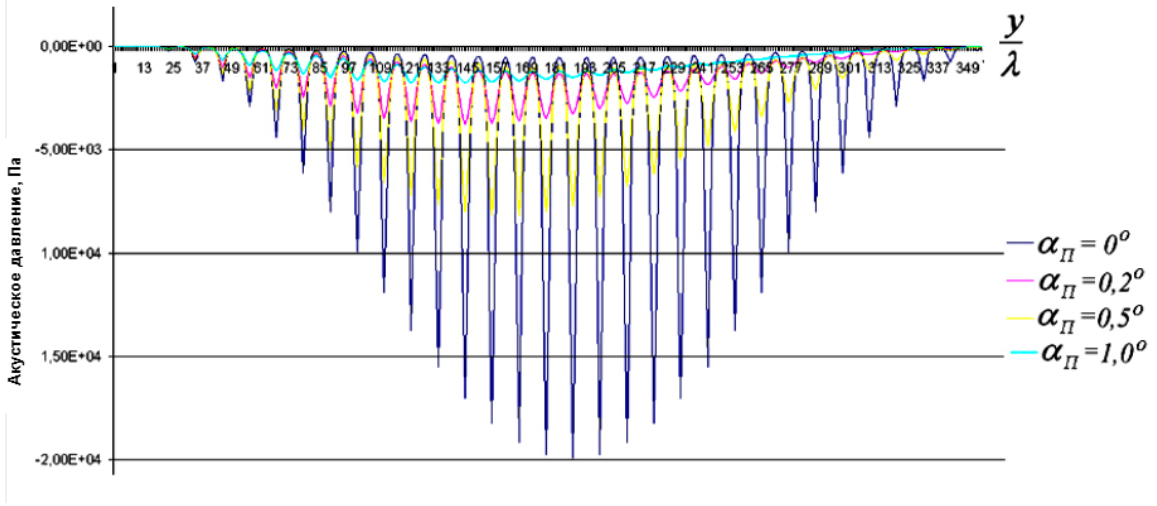


Рис. 4. Зависимость $p_{\Sigma}(y)$ при перекосе датчика $\alpha_{П}$ относительно поверхности объекта

32 нити, $B_{=} = 0{,}3$ Тл, $I_0 = 2$ А, $f_i = 0{,}5$ МГц, $k = f \cdot t = \frac{1}{4}$, $\Delta\varphi = \frac{\pi}{64}$

С помощью математического моделирования исследовано влияние различных факторов. Определено оптимальное значение магнитной индукции внешнего постоянного магнитного поля для контроля ЭМА преобразователем.

Исследована возможность углового ввода ультразвуковой волны с помощью системы параллельно расположенных нитей-излучателей. Установлена зависимость угла ввода ультразвуковой волны, от параметров среды контроля, расстояния между нитями-излучателями, сдвига фаз между гармоническими токовыми сигналами, подаваемыми на соседние излучатели и частоты гармонического сигнала. Показано, что даже незначительный перекос ЭМА датчика приводит к значительному ухудшению возбуждения акустической волны под углом к поверхности объекта контроля.

Список литературы

1. Неразрушающий контроль и диагностика: справочник / В.В. Клюев, Ф.Р. Соснин, А.В. Ковалев и др.; под ред. В.В. Клюева. – 3-е изд., испр. и доп. – М.: Машиностроение, 2005. – 656 с.

2. Подолян, А.А. Формирование магнитного поля с заданными характеристиками в ЭМА преобразователях систем неразрушающего контроля промышленного оборудования / А.А. Подолян // Методы и приборы контроля качества. – Ивано-Франковск: Изд-во Ив.-Франковського нац. техн. ун-та нафти и газа, 2006 – Вип. 17. – С. 18–21.

3. Патент 2327152 Российская Федерация, МПК (2006) G01N 29/04. ЭМА преобразователь / А.А. Подолян. – Опубл. 20.06.2008; Бюл. № 17.

4. Тымчик, Г.С. Формирование импульсов специальной формы для электромагнитных акустических преобразователей / Г.С. Тымчик, А.А. Подолян // Вестн. Нац. техн. ун-та Украины «Киевский политехнический институт». Сер. приборостроения. – Киев: Изд-во НТУУ «КПИ», 2013. – Вип. 45 – С. 64–69.

5. Патент 2373638 Российская Федерация, МПК (2006) H03K 4/92. Способ формирования колоколообразных импульсов зондирования для ЭМА преобразователя и устройство для его осуществления / А.А. Подолян, А.Г. Протасов, С.Н. Лигомина. – Опубл. 20.11.2009; Бюл. №32.

6. Буденков, Г.А. Электромагнитно-акустические датчики для наклонного излучения ультразвуковых волн / Г.А. Буденков, В.Н. Квятковский, Ю.В. Петров // Дефектоскопия. – 1974. – № 1. – С. 38–44.

7. Малинка, А.В. Излучение и приём ультразвуковых колебаний под заданным углом при электромагнитно-акустическом методе / А.В. Малинка // Дефектоскопия. – 1979. – № 5. – С. 16–20.

8. Малинка, А.В. Возбуждение и регистрация ультразвуковых колебаний ЕМА методом / А.В. Малинка, О.В. Неволин, Л.С. Пачковский // Неразрушающие физические методы и средства контроля. – Кишинев: ВНИИНК, 1977, д. 01/113. – С. 421–424.

9. Сазонов, Ю.И. Исследование бесконтактных методов возбуждения и регистрации ультразвуковых колебаний: Ультразвуковые методы контроля / Ю.И. Сазонов, Ю.М. Шкарлет // Дефектоскопия. – 1969. – № 5. – С. 2–6.

10. Малинка, А.В. Электромагнитно-акустический метод контроля ферромагнитных листов и труб / А.В. Малинка, И.А. Драпкин, Н.Т. Коломоец. // Дефектоскопия. – 1972. – № 4. – С. 44–48.

МОДЕРНИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНОГО РАДИОУДЛИНИТЕЛЯ СЕТИ DMX512

К. С. Сергеичев, А. В. Малмыго

Омский государственный технический университет
644050, Россия, г. Омск, пр. Мира, д. 11
E-mail: sergeichevks@gmail.com

Данная работа посвящена модернизации беспроводного радиоудлинителя низкой ценовой категории до функционала и степени надежности устройств с более высокой стоимостью. Был проведен ряд тестов над модернизируемым устройством, выявленные слабые стороны были устранены в собственной разработке.

В современном мире огромное влияние оказало развитие беспроводных технологий. Они настолько сильно проникли во все сферы нашей деятельности, что представить их отсутствие уже невозможно. Соответственно проводная технология теряет свои позиции, а самым простым методом перехода к беспроводной технологии является создание особого класса беспроводных устройств – радиоудлинителей.

Радиоудлинитель – устройство, обеспечивающее возможность подключения двух узлов сети методом радиосвязи. Данный вид устройств позволяет отказаться от проводной технологии в тех случаях, когда это представляется целесообразным.

Отрицательной чертой, является то, что все устройства этого типа обладают временными задержками информационного потока, по сравнению с проводной технологией.

Объясняется это явление алгоритмом работы, который заключается в следующем (рис. 1). Устройство включается в разрыв проводной линии. Когда по проводной линии передаются цифровые данные, они сперва попадают в буфер передающего радиоузла. После заполнения входного слота начинается передача данных по воздуху в буфер приемного устройства. И только по окончании передачи данные кодируются в соответствии с входным протоколом, и отправляются конечному устройству.

Таким образом перед разработчиками данного типа устройств стоит глобальная задача – довести алгоритм работы до совершенства, обеспечив минимальные временные задержки.

В своей работе мы столкнулись с радиоудлинителями сети цифрового протокола DMX512. Данная сеть в основном используется в бытовом применении для системы типа «Умный Дом». А также находит свое назначение и среди профессиональной сценической аппаратуры для управления световым оборудованием.

Производством подобных устройств занимаются несколько мировых фирм. Одним из лидеров является шведская компания WIRELESS SOLUTION, которая выпускает сверхнадежные радиоудлинители (рис. 2). Их преимущество заключается в первую очередь в самом радиоузле устройства, который позволяет с высокой скоростью менять несущую частоту. Это позволяет устройству не замедлять передачу информационного потока при обнаружении коллизий радиопередачи. Кроме этого, устройства данного производителя обеспечивают малые временные задержки, которые составляют не более 5 мс.

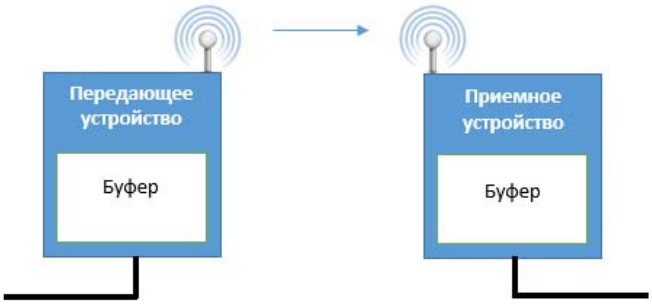


Рис. 1. Графическая схема системы радиоудлинителей

Рис. 2. Устройство WIRELESS SOLUTION

Основным камнем преткновения для повсеместного использования устройств шведской компании – их стоимость. Порой цена на устройства может достигать нескольких десятков тысяч рублей.

По этой причине многие потенциальные покупатели вынуждены использовать устройства китайского производителя. Один из таких радиодлинителей попал в наши руки для анализа и последующей модернизации.

Устройство, попавшее в наши руки, представляет собой цифровой приемопередатчик, радиоузел которого работает на не лицензируемом диапазоне частот 2,400…2,525 ГГц (ISM-Industrial, Scientific, Medical). Устройство выпускается в двух форм-факторах: как миниатюрный приемник (рис. 4), и как полноценный приемопередатчик (рис.3).

Для анализа корректной работы данного устройства был собран тестер. Тестер позволяет измерить величину временной задержки, обнаружить пропуски пакетов или обрезку информационного потока. Результат работы тестера выводится на светодиодную индикацию.

Рис. 3

Рис.4

Рис. 5. Тестер для приемопередатчиков

Анализ корректной работы радиоудлинителей китайского происхождения выявил, что устройства допускают пропуск каждого 2-го пакета информационного потока, при этом временная задержка составляет порядка 30…80 мс, что является отклонением от нормы.

По результатам анализа было решено усовершенствовать характеристики данных устройств, за счет разработки собственной программной прошивки центрального процессора устройства.

Прошивка была реализована на языке ассемблер, который является низкоуровневым. Это позволило достигнуть максимальной скорости и оптимизированной работы микропроцессорного блока. Соответственно, уменьшились и временные задержки, которые теперь составляют менее 3 мс. Также на базе прошивки был разработан алгоритм высокоскоростной смены несущей частоты в случае обнаружения коллизий в радиоканале.

Таблица 1

Характеристики, полученного устройства

Временная задержка, мс	<3
Система контроля ошибок	Встроена, программная
Система поиска и потери частотного канала	Встроена
Энергопотребление, мА	63
Скорость перестройки частоты, раз/с	44
Метод синхронизации	По брейку, обрезка

На данный момент изготовлено 4 прототипа радиоудлинителя для тестирования в реальных условиях их использования, а первые запуски в тестере показали неплохие результаты. Но выявлены некоторые ошибки в алгоритме, которые на данный момент устраняются и отлаживаются.

Рис. 6. Готовый прототип устройства с внутренней антенной

Положительными результатами этой модернизации является то, что устройство приблизилось по функционалу и надежности к устройствам высокой ценовой категории, оставаясь при этом с той же привлекательной ценой. Таким образом, оно стало еще более конкурентно-способным и интересным для покупателя.

В ближайшем будущем планируется дальнейшая доработка проекта и вывод продукта на рынок. Для этого в первую очередь будет проведена разработка печатной платы и конструкции корпуса устройства, также модернизированные по сравнению с аналогом.

Список литературы

1. Wireless Solution. BlackBox Series. – URL: http://www.wirelessdmx.com/products/itemlist/category/47-blackbox-series

2. Прайс-лист. WI-DMX. – URL: http://www.wi-dmx.ru/pdf/price/price-WI-DMX.pdf

3. Сим. DMX без проводов! – URL: http://www.sim.ru/rus/catalogue/light_equipment/document1364.shtml

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ РАСПЛАВА АЛЮМИНИЯ В ЭЛЕКТРОЛИЗНОЙ ВАННЕ

А. А. Ситников, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: a.a.sitnikov@mail.ru

Получение алюминия путем электролиза криолит-глиноземных расплавов является одним из самых энергоемких производственных процессов. Поиск новых методов контроля, обеспечивающих получение необходимой информации о состоянии технологического процесса, является главной задачей в решении проблемы автоматизации процесса производства алюминия. В статье описывается метод измерения уровня расплава алюминия в электролизной ванне.

В настоящее время системы автоматического управления производственными процессами, системы измерения и контроля различных параметров и системы автоматического сбора данных приобретают все большее значение. Ежегодный прирост рынка средств автоматизации технологических процессов составляет 4,3 % в год. Автоматизация управления является одной из важнейших тенденций в современной технике. Применение высокопроизводительных однокристальных микроЭВМ в составе первичных преобразователей привело к появлению нового поколения так называемых «интеллектуальных» («smart sensors») датчиков. «Интеллектуальные» датчики на основе микроконтроллеров обладают более высокой точностью, стабильностью, низким потреблением, малыми габаритами и большими функ-

циональными возможностями, к числу которых относятся цифровая обработка сигнала, представление выходной информации в форме, не требующей дополнительной обработки и возможность построения систем сбора данных на основе вычислительной сети.

Получение алюминия характеризуется выбросами газов, вызывающих парниковый эффект и негативно влияющих на экологию окружающей среды и протекает в тяжелых, вредных для здоровья человека условиях. Из-за агрессивности среды, в которой происходит электролиз алюминия, на сегодняшний день задача непрерывного автоматического измерения решена только для двух параметров технологического процесса: рабочее напряжение и ток серии.

Средства измерения уровня жидкости применяются во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства для измерения, контроля и регулирования параметров технологических процессов, испытаниях машин, оборудования и различной аппаратуры, при количественном учете. Несмотря на большое число методов измерения этих параметров, потребность в высокоточных датчиках чрезвычайно велика и, очевидно, будет возрастать по мере развития производства. Повышение точности и обеспечение единства измерений относится к числу актуальных задач метрологии. Одновременно, высокоточное измерение этих параметров необходимо для экономической отчетности и экономии ресурсов.

Несмотря на широкое распространение уровнемеров, их потенциальные возможности до конца не реализованы. Основные направления совершенствования – схемотехника аппаратной части, новые алгоритмы обработки сигнала и расширение функциональных возможностей уровнемеров.

Современные системы автоматизации производства требуют статистических и информационных данных, позволяющих оценить затраты, предотвратить убытки, оптимизировать управление производственным процессом, повысить эффективность использования сырья. Этот постоянно возрастающий спрос на информацию приводит к необходимости применения в системах контроля не простых сигнализаторов, а средств, обеспечивающих непрерывное измерение.

Оптимизация теплового баланса алюминиевого электролизера в условиях реального производства позволяет поддерживать высокий выход алюминия по току, снизить расход электроэнергии и продлить срок службы электролизной ванны. Контроль теплового баланса осуществляется путем регулярных замеров формы рабочего пространства электролизера, перегрева электролита, уровней металла и электролита, анализа состава электролита.

Существующие методы измерения уровня металла и электролита можно разделить на прямые «инструментальные» и косвенные. В российской алюминиевой промышленности наибольшее распространение получил метод прямого измерения от подины алюминиевого электролизера. Схематически он представлен на рис. 1.

Несмотря на очевидную простоту, этот метод имеет высокую погрешность. Точность измерения уровней расплава с использованием ломика, уровня и линейки составляет 2 см. При целевом уровне электролита 18 см это соответствует 10 %.

Электрические отражательные методы широко распространены в алюминиевой прокатной промышленности, но в нашем случае граница раздела измеряемых веществ перекрыта дополнительными слоями. Поэтому принимаем решение использовать погружаемый звуковод. На рис. 2 изображена схема установки измерительного устройства (6). Блок измерительных датчиков (7) (состоящий из приемо-передающего пьезоэлемента, сопряженного со звуководом (8) и термодатчика, контролирующего температуру звуковода) установлен на кронштейне (5), прикрепленном к полу электролизного цеха. Расстояния h1 (от дна электролизной ванны до пола цеха) и h2 (от пола цеха до места установки пьезодатчика) известны. Сигнал с пьезоэлемента проходит по звуководу из тугоплавкого материала с низкой теплопроводностью, излучается торцом звуковода в электролит (2). Далее сигнал отражается от границы раздела электролит-металл (3), эхо-сигнал проходит обратный путь до датчика, преобразуется в электрический сигнал и обрабатывается блоком измерителя.

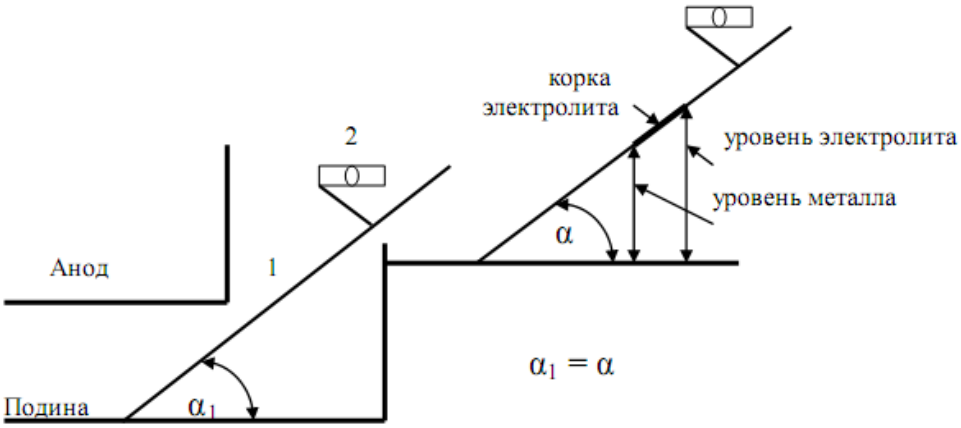


Рис. 1. Метод прямого измерения уровней расплава от подины:
1 – металлический ломик; 2 – пузырьковый уровень

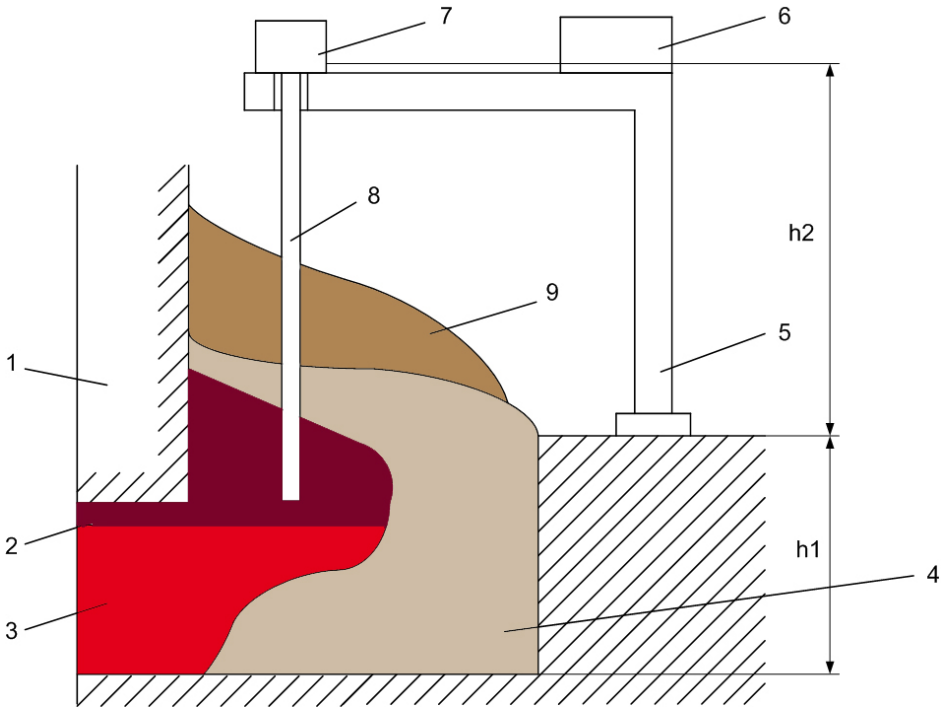


Рис. 2. Схема установки измерительного устройства

Исходя из вышеизложенных теоретических предпосылок составим структурную схему измерительной установки.

В блоке датчика размещен пьезоэлектрический преобразователь, сопряженный со звукопроводом, который помещен в измеряемую среду. Для контроля разности температур на верхнем конце звукопровода размещен термодатчик. В режиме излучения устройство обработки информации формирует команду запуска генератора, который выдает импульс необходимой длительности на ключевой каскад, усиливающий его по мощности. Импульс с ключевого каскада через разделительное устройство возбуждает пьезоэлектрический преобразователь. Ультразвуковые колебания проходят по звукопроводу и излучаются в электролит. В режиме приема ультразвуковые колебания, отразившиеся от границы электролит-металл, попадают в звукопровод и, пройдя по нему, возбуждают пьезоэлемент, преобразующий ультразвук в электрические колебания. Электрические колебания через разделительное устройство (назначение которого – ограничить амплитуду сигнала на входе усилителя эхо-сигнала в момент передачи) поступают на усилитель эхо-сигнала. Уси-

ленный по амплитуде и отфильтрованный сигнал поступает в устройство обработки информации. Устройство обработки информации производит обработку принятого сигнала, отображает результат измерения на устройстве индикации УИ и управляет режимами работы уровнемера. Управление работой уровнемера в различных режимах осуществляется с помощью клавиатуры и системы меню разного уровня, отображаемых на жидкокристаллическом индикаторе. Данные с устройства обработки информации поступают на приемопередатчик Wi-Fi, работающий в системе АСУТП электролизного цеха. Источник питания обеспечивает необходимыми напряжениями все структурные единицы измерительного блока. Структурная схема устройства приведена на рис. 3.

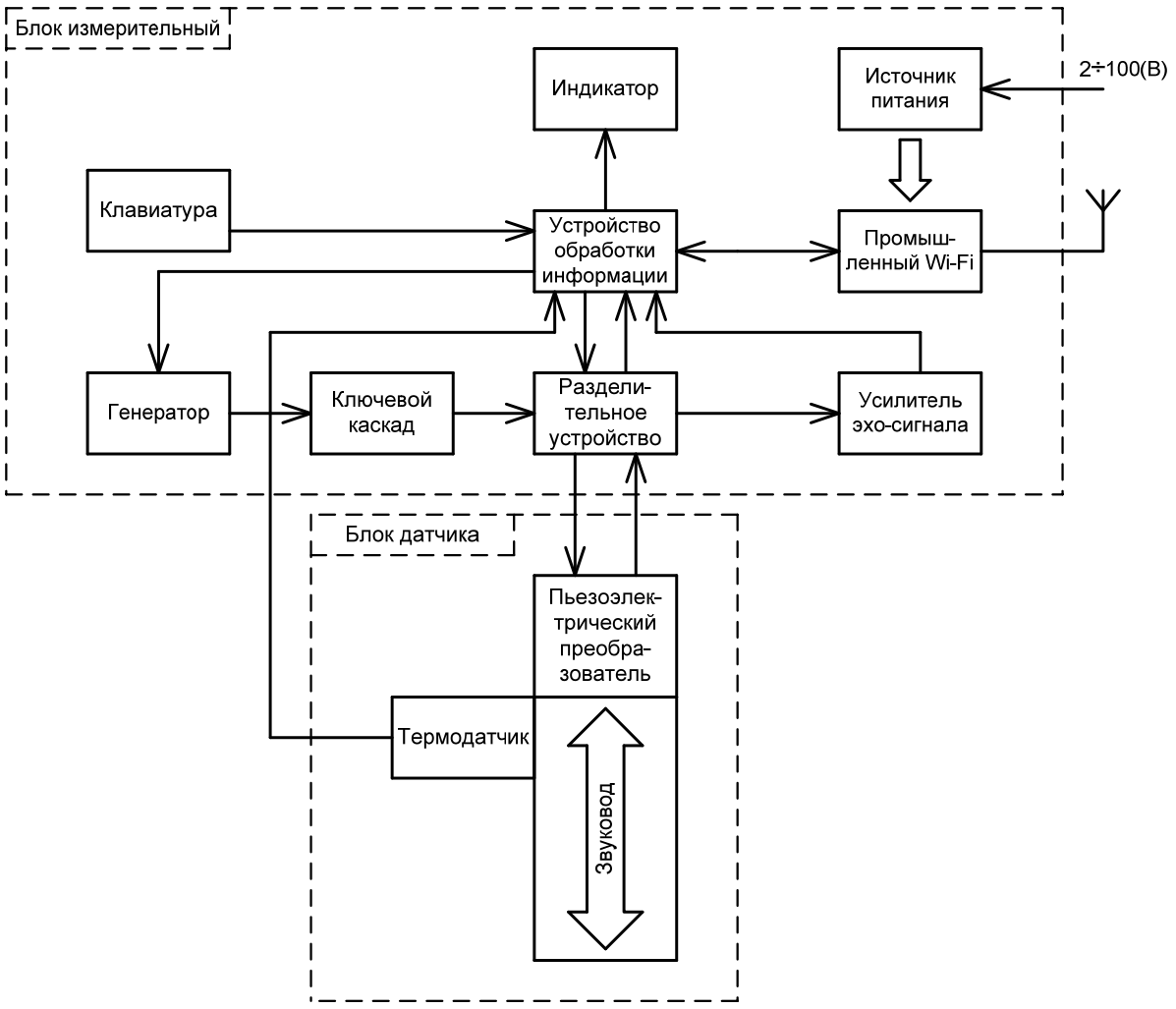


Рис. 3. Схема электрическая структурная устройства измерения уровня расплава алюминия

Внедрение предлагаемого технического решения даст существенный экономический эффект, так как метод позволяет не только снизить погрешность измерения уровня расплава алюминия, но и позволяет автоматизировать этот процесс.

Список литературы

1. Жданкин, В.К. Ультразвуковые датчики для систем управления / В.К. Жданкин // Современные технологии автоматизации. – 2003. – № 1. – 68 с.

2. Громыко, А.И. Автоматический контроль технологических параметров алюминиевых электролизеров / А.И. Громыко. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 1984. – 240 с.

3. Громыко, А.И. Контроль технологических параметров при электролизе алюминия / А.И. Громыко // Сб. докл. – Красноярск: Краснояр. гос. ун-т, 1999. – С. 265–267.

4. Клюев, В.В. Неразрушающий контроль и диагностика / В.В. Клюев. – М.: Машиностроение, 2003. – 488 с.

5. Троицкий, И.А. Металлургия алюминия / И.А. Троицкий, В.А. Железнов. – М.: Металлургия, 1984. – 398 с.

СТРУКТУРНО-ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРОВОДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ СЕРДЦА

А. В. Солдатов, А. С. Попов, Г. М. Алдонин, С. П. Желудько (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: GAldonin@sfu-krs.ru

Рассматривается метод структурно-топологического анализа проводящей системы сердца на основе вейвлет-анализа электрокардиосигнала, отражающего топологию электропроводящей сети сердца.

Наличие динамического хаоса и $1/f^{\beta}$-флуктуации в данных физиологии говорит о фрактальности функций и флуктуаций, определяемых топологией биосистем. Масштабно-инвариантные биологические структуры и процессы тесно связаны с физиологическими проявлениями [1]. Наиболее детально изучена фрактальная топология системы Гиса, проводящей электрические сигналы от предсердий к желудочкам. В строении нервной системы фрактальность прослеживается как на макроскопическом уровне, частности, в структуре нейронных сетей, так и в структуре отдельных нейронов (рис. 1).

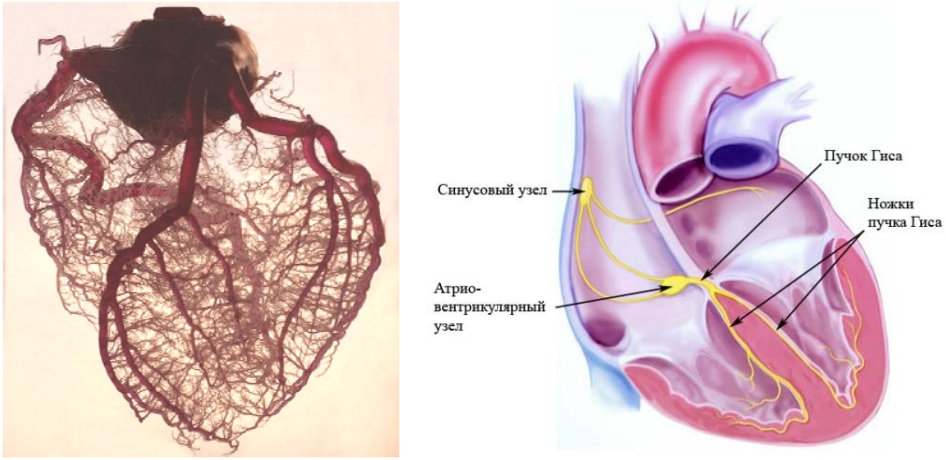


Рис. 1. Фрактальные структуры сосудистой и проводящей систем сердца

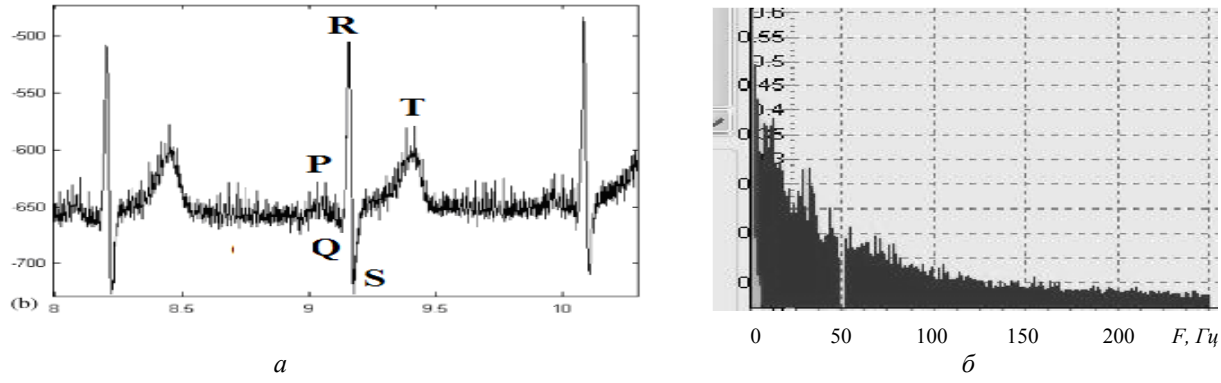
В диагностике сердечно-сосудистых заболеваний большое значение имеют адекватные модели процессов, происходящих в проводящей системе сердца. В существующих в настоящее время моделях не отражается основное свойство, присущее нервной ткани – распространение солитонного возбуждения по проводящей сети, ветвящейся с определенным скейлингом. Возбуждения в электропроводящей сети сердца распространяется от водителя ритма в виде одиночных волн – солитонов по проводящей сети. При ветвлении нервных волокн возникают флуктуации на каждом фрагменте при изменении сечения ветвей сети. Сумма этих флуктуаций формирует спектр сигнала. Проводящая сеть ветвится со скейлингом, близким к «золотому сечению», по закону Фибоначчи, что объясняет спектр электрокардиосигнала в виде характеристики $1/f$, что соответствует топологии сети [2] (рис. 2). Общая модель динамических процессов в живом организме – ветвящаяся структу-

ра «систем коммуникации» организма объясняет механизм формирования спектральной характеристики процессов в них.

Таким образом, для диагностики состояния сердечно-сосудистой системы можно использовать информацию, содержащуюся в топологии проводящей сети и в спектрах электрокардиосигнала (ЭКС). Сигнал, снимаемый с электродов ЭКС, отражает состояние электропроводящей системы сердца. Турбулентность, возникающая при распространении волн возбуждения по нервному руслу, определяет спектральные характеристики сигналов.

В норме электрический импульс возникает в синоатриальном узле (СУ) (рис. 1), расположенном у места впадения в правое предсердие верхней полой вены. Волна деполяризации распространяется через правое и левое предсердия, достигая атриовентрикулярного (АВ) узла, где происходит ее значительная задержка. Затем импульс быстро распространяется через пучок Гиса и проходит по правой и левой ножкам пучка Гиса. Они разветвляются на волокна Пуркинье, по которым импульс расходится к волокнам миокарда, вызывая их сокращение.

Реальный ЭКС состоит из трех волн *P*, *QRS* и *T* разной амплитуды (рис. 2, *а*), а его спектр вида $1/f^{\beta}$, соответствующий топологии проводящей сети сердца представлен на рис. 2, *б*.



а *б*

Рис. 2. Изображение сигналов: *а* – реальный ЭКС; *б* – спектр

Форма ЭКС содержит пространственно-временную информацию о работе проводящей системы сердца. С помощью вейвлет преобразований можно выявить структуру анализируемого процесса, как картину линий локальных экстремумов, а так же сомоподобие данной структуры [3]. Это поможет на ранних стадиях определить нарушения проводящей системы сердца.

Вейвлет-преобразование ЭКС является наиболее адекватным отображением распространения возбуждения по проводящей системе сердца, рис. 3.

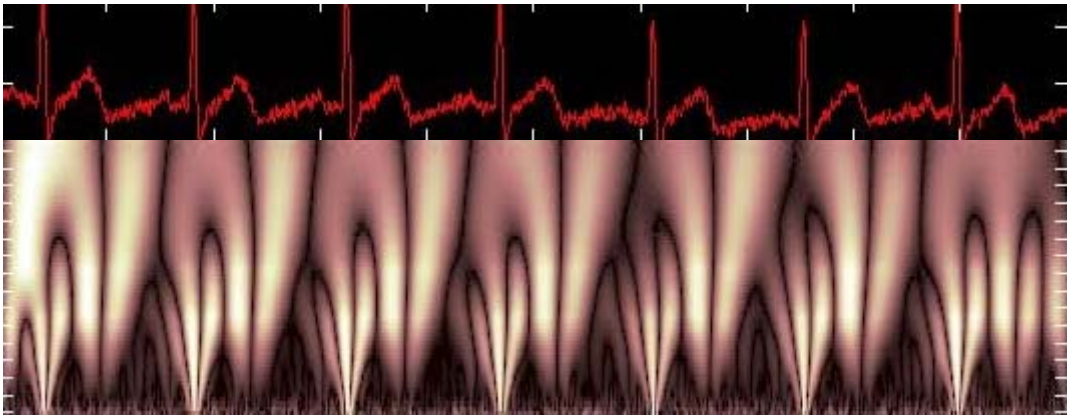


Рис. 3. ЭКС и его вейвлет преобразование

На представленных вейвлет диаграммах (рис. 4) последовательно отражаются все фазы распространения во всех фрагментах сети.

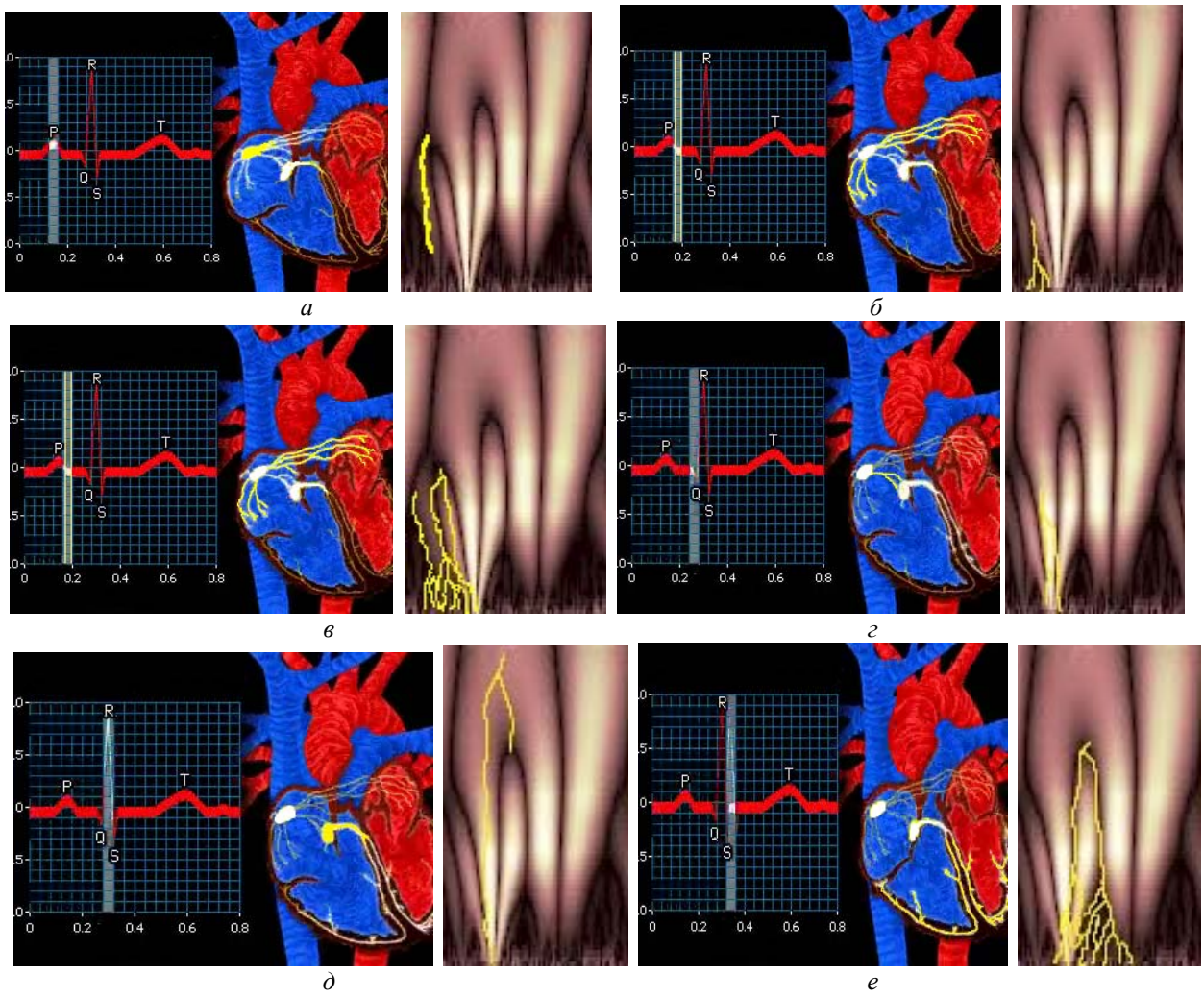


Рис. 4. Вейвлет диаграммы: *а* – начало работы пейсмейкера; *б*, *в* – Р-волн; *г, д, е* – *QRS* комплекс. Желтым цветом показано прохождение возбуждения по фрагментам проводящей сети сердца

Таким образом вейвлет-представления сигнала ЭКГ могут быть использованы в качестве инструмента для обнаружения различных сердечно-сосудистых заболеваний сердца, таких как «инфаркт миокарда», «блокада ножки пучка Гиса» и др. С помощью полученных вейвлет-данных можно отображать весь процесс возникновения и прохождения сигнала от пейсмейкера по ветвлениям проводящей сети сердца в режиме реального времени.

Список литературы

1. Урицкий, В.М. Фрактальные структуры и процессы в биологии / В.М. Урицкий, Н.И. Музалевская // Биомедицинская информатика и эниология (проблемы, результаты, перспективы): сб. тр.; под ред. Р.И. Полонникова и Г.К. Короткова. – СПб.: Изд-во Ольга, 1995. – С. 84–129.

2. Алдонин, Г.М. Солитонные модели процессов в биоструктурах / Г.М. Алдонин // Радиоэлектроника. – 2006. – № 11.

3. Яковлев, А.Н. Введение в вейвлет-преобразования / А.Н. Яковлев. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 104 с.

КОНТРОЛЛЕР СИСТЕМЫ БОРТОВОГО ПИТАНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. А. Сушков, П. В. Шаршавин, И. В. Нигруца

Сибирский федеральный университет
Россия, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: sharshavin@uav-siberia.com

Представлена реализация контроллера системы бортового питания, который применяется в малых беспилотных летательных аппаратах. Рассматриваются основные принципы построения системы контроля питания для БПЛА в целом. Разработаны структурная и принципиальная схема устройства, а также печатная плата в программе Altium Designer. Программное обеспечение реализовано на языке Си, приведена блок-схема алгоритмов работы программы.

Контроллер бортового питания беспилотного летательного аппарата (БПЛА) предназначен для обеспечения питания всех цифровых устройств, бортовой сети БПЛА, осуществления подачи питания на электродвигатели электрических БПЛА, а также для питания стартеров в БПЛА с двигателями внутреннего сгорания [1]. Устройство выполняет следующие функции: измерение напряжений на всех элементах батарей, измерение температуры на силовых ключах и непосредственно на батареях, измерение тока слаботочной нагрузки и тока, потребляемого силовыми модулями БПЛА.

Разработка системы бортового питания для БПЛА является сложной задачей, требующей рассмотрения всех требований к данному устройству, таких как: высокая надежность, малые габаритные размеры, малая масса устройства, обеспечение защиты по токовой и тепловой перегрузкам, возможность применения устройства в различных БПЛА.

Структурная схема контроллера бортового питания представлена на рис. 1.

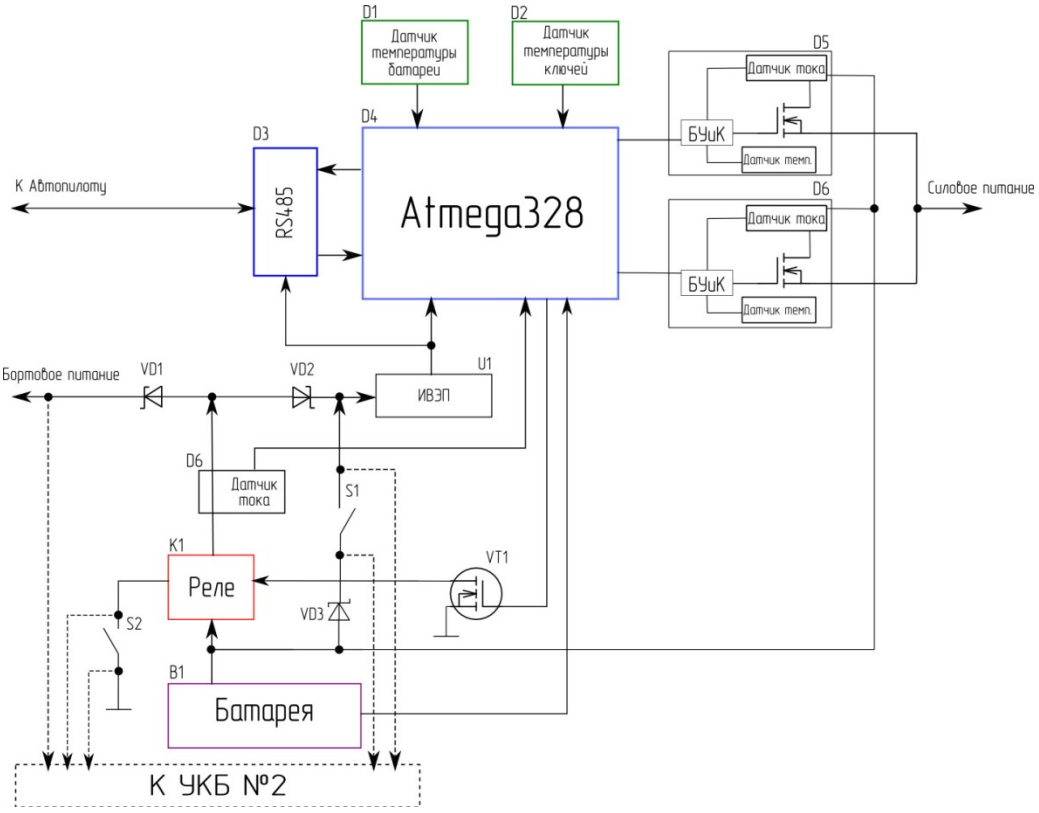


Рис. 1. Структурная схема контроллера бортового питания

Главной задачей является обеспечение надежности системы бортового питания. Для ее повышения применяются два и более контроллера питания для разных батарей, которые

соединяются параллельно, при этом влияние их друг на друга исключено за счет введения диода VD3. Диод VD2 служит для исключения подачи бортового питания сразу после нажатия кнопки включения S1. Подключение устройства к бортовой кабельной сети обеспечивается с помощью высоконадежных соединителей типа МР1-19.

При неисправности хотя бы одного из контроллеров, система должна сигнализировать о неисправности. Для этого предусмотрен диод VD1, он предотвращает протекание тока от другого работающего устройства. Выключение системы питания должно осуществляться только оператором при помощи кнопки S2, что исключает самопроизвольное отключение питания при сбоях системы. Поэтому для коммутации бортового питания применяется поляризованное реле, которое имеет две контактные группы. Реле полностью герметичное, в металлическом корпусе.

Для питания цифровой части устройства используется высоконадежный импульсный преобразователь напряжения с высоким КПД [3]. Для связи с автопилотом используется интерфейс RS-485. Управляющим элементом контроллера бортового питания является микроконтроллер, который обеспечивает управление и контроль всех параметров системы питания. В его задачу входят: реализация взаимодействия с автопилотом (АП) беспилотного летательного аппарата посредством управляющего байт-ориентированного протокола VIN, сбор информации с датчиков тока, датчиков температуры, измерение напряжений с помощью встроенного в микроконтроллер АЦП.

Силовая часть устройства представляет собой ключи, которые в паре могут пропускать ток до 200 А. В процессе работы, происходит измерение тока проходящего через силовые ключи, измерение напряжения и температуры.

Печатная плата устройства разработана в программном обеспечении Altium Designer [4]. Внешний вид разработанного устройства представлен на рис. 2. Габаритные размеры платы 51×43×20 мм, масса 60 г.

Рис. 2. Внешний вид контроллера бортового питания

На рис. 3 представлен общий алгоритм работы устройства. Из рис. 3 видно, что для подачи питания на устройства необходима коммутация реле, причем, в целях повышения надежности, программное отключение реле невозможно. Коммутация реле происходит с

секундной задержкой, после нажатия кнопки S1 оператором. Прием команд и передача данных осуществляются по UART. Вся программа контроллера питания работает по прерываниям. В работу по прерываниям входят измерение температуры, напряжения и тока на внутреннем АЦП микроконтроллера.

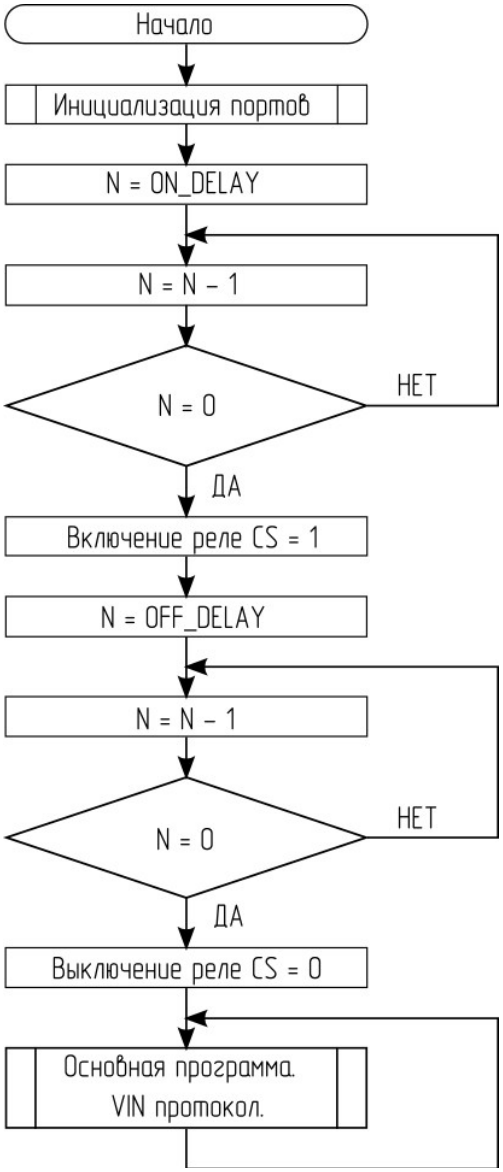


Рис. 3. Блок-схема алгоритма работы устройства

На рис. 4 показана система команд управления контроллером бортового питания. Изменение настроек протокола обмена данными осуществляется с помощью двух команд. Первая производит настройку скорости обмена данными, а вторая позволяет выбрать необходимое устройство. Команды управления включают в себя команды включения и выключения силовых модулей, а также команду сброса настроек на первоначальные.

Измерение напряжений на элементах питания осуществляется с помощью делителей напряжения. Так как сопротивления имеют некоторый разброс параметров, то измерение напряжений осуществляется с погрешностями, пропорциональными данному разбросу. Для компенсации данных погрешностей необходимо рассчитать коэффициенты, на которые необходимо домножить измеренные значения. Для этого реализованы две команды калибровки, первая устанавливает заранее рассчитанные коэффициенты, а вторая производит автоматический расчет этих коэффициентов.

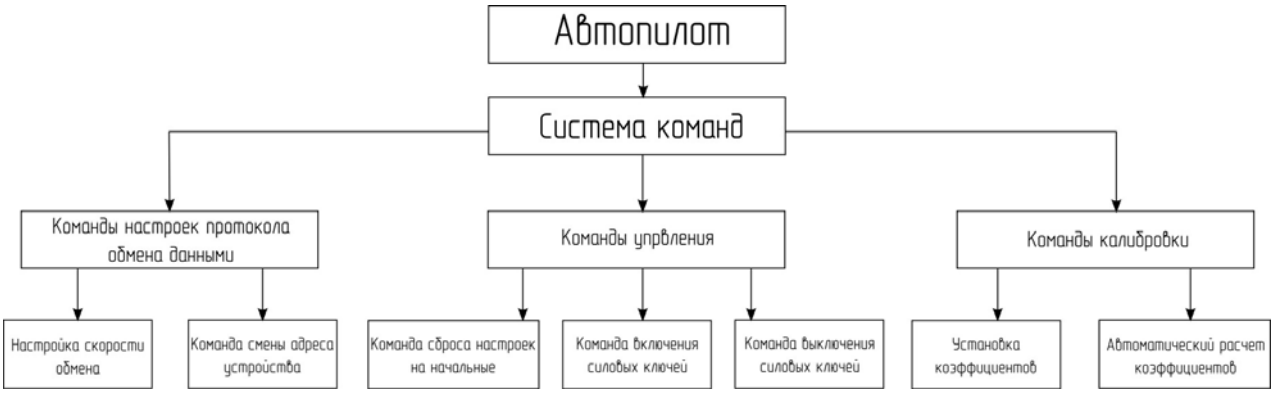


Рис. 4. Система команд управления контроллером бортового питания

Данное устройство успешно прошло испытания и применяется в БПЛА «Дельта-М» [2]. В нем применяются два контроллера бортового питания с двумя аккумуляторными батареями, которые соединяются параллельно.

Список литературы

1. Макаров, И.В. Комплекс управления беспилотными летательными аппаратами для дистанционного зондирования земли / И.В. Макаров, В.И. Кокорин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр.; науч. ред.: А.И. Громыко, Г.С. Патрин; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – С. 6–11.

2. Беспилотный летательный аппарат «Delta-M» / ООО НПП «АВАКС-ГеоСервис» [Электронный ресурс]. – URL: http://uav-siberia.com/Delta-m (дата обращения 20.02.2014).

3. DC/DC Converters // TRACO POWER. – URL: http://www.tracopower.com/fileadmin/medien/dokumente/pdf/product_selection/TSR1.pdf (дата обращения 20.02.2014).

4. Сушков, А.А. Разработка контроллера системы бортового питания малых беспилотных летательных аппаратов / А.А. Сушков, Н.М. Боев // Решетневские чтения: материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (12–14 нояб. 2013 г., Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2013. – Ч. 1. – 522 с.

МИНИМИЗАЦИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОГО УРОВНЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ПАВ ГЕНЕРАТОРА ЗА СЧЕТ СИСТЕМНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Г. С. Никонова, И. В. Никонов, К. А. Перерва

Омский государственный технический университет
644050, г. Омск, пр. Мира, д. 11
E-mail:info@omgtu.ru

Приведены результаты моделирования схемы ПАВ генератора по разработанному системному алгоритму проектирования, а также результаты экспериментальных исследований макета генератора

В настоящее время перспективными для частотного диапазона от десятков мегагерц до единиц гигагерц считаются генераторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые можно изготавливать современными методами интегральной технологии (методами микро- и наноэлектроники). Хотя имеются публикации о успешных разработках ПАВ генераторов, но в целом задача проектирования малошумящих, одночастотных (одномодовых) генераторов решена лишь частично [1–3]. Причины этого заключаются в

меньшей эквивалентной добротности ПАВ фильтров, в недостаточной проработке методов повышения температурной стабильности и методов перестройки частоты, а также в том, что при проектировании не учитываются особенности работы ПАВ фильтров, применяемых в генераторах.

В данной работе приведен разработанный алгоритм системного проектирования ПАВ генераторов (рис. 1), реализованный затем в виде программы, с использованием которого проведено моделирование ПАВ устройств. Алгоритм позволяет учесть при разработке генератора влияние схемы, в которой он будет применяться и реализовать поэтапную оптимизацию схемы генератора и конструкции ПАВ элемента для достижения требуемых параметров. Алгоритм включает этапы моделирования, на которых применялись пакеты прикладных программ (Altium desyner, Genesys, Cadence Spectre RF). В соответствии с алгоритмом, исходя из комплекса технических требований разрабатывается топология двухполюсника (ПАВ резонатора), или четырехполюсника (ПАВ линии задержки), затем разрабатывается эквивалентная схема, моделируются частотные характеристики ПАВ устройства. Выбирается возможный вариант схемы генератора для разработанного акустоэлектронного устройства, выбираются радиоэлементы, анализируется эквивалентная схема усилителя генератора и ее соответствие параметрам ПАВ устройства. При необходимости проводятся корректировочные расчеты. На заключительных этапах анализируется модель генератора, исследуются его характеристики, при необходимости вновь проводятся корректировочные расчеты. При анализе спектра выходного сигнала генератора по разработанному алгоритму в эквивалентной схеме генератора применялись хорошо зарекомендовавшие себя в расчетах шумовые модели транзисторов. Для биполярных транзисторов применялась шумовая модель с источником теплового шума сопротивления базы и комбинированным источником дробового и фликкер шумов перехода база-эмиттер. Для полевых транзисторов применялась модель с тепловым шумом и фликкер шумом канала. Достоинством алгоритма является сравнительно небольшое количество итераций (до десяти), необходимых для разработки схемы ПАВ генератора, при выполнении в полном объеме заданных требований.

С использованием алгоритма (рис. 1) рассчитана топология одновходового ПАВ резонатора для частотного диапазона 430–450 МГц, для которого в дальнейшем планировалась разрабатывались макеты генераторов, выбрана схема генератора, исследованы спектральные характеристики выходного сигнала. Топология одновходового резонатора и его эквивалентная схема приведены на рис. 2, *а*, *б*.

На рис. 2, *а* обозначено: а – ширина волнового фронта, примерно соответствующего апертуре ВШП; $l_п$ – длина резонансной полости; $l_е$ – расстояние от первого элемента отражательной решетки до эффективного центра отражения решетки (реальная резонансная полость резонатора равна $l = l_п + l_е$).

На рис. 2, *б* обозначено: $R_р$, $L_р$, $C_р$ – динамические эквивалентные параметры резонатора; C_0 – статическая емкость преобразователя; R_0 – «расчетное сопротивление излучения», характеризующее эффективность отражательных решеток. Эквивалентные параметры подобных одновходовых резонаторов рассчитывались с использованием значения модуля коэффициента отражения Γ_0, для пьезоэлектрика. При числе отражательных элементов в каждой решетке не менее 500, при их ширине, равной четверти длины волны для резонансной частоты ($\lambda_0/4$), при $l = 0{,}002$ м, значение модуля $\Gamma_0 = 0{,}999999$.

Эквивалентные параметры резонатора, наиболее важные для проектирования схемы генератора, определялись выражениями:

$$Q \approx \rho(2\pi l/(1 \square \Gamma_0)), \tag{1}$$

$$L_р \approx \rho(R_р l)/f_0(1 \square \Gamma_0^2), \tag{2}$$

$$C_р \approx 1/((2\pi)^2 f_0^2 L_р). \tag{3}$$

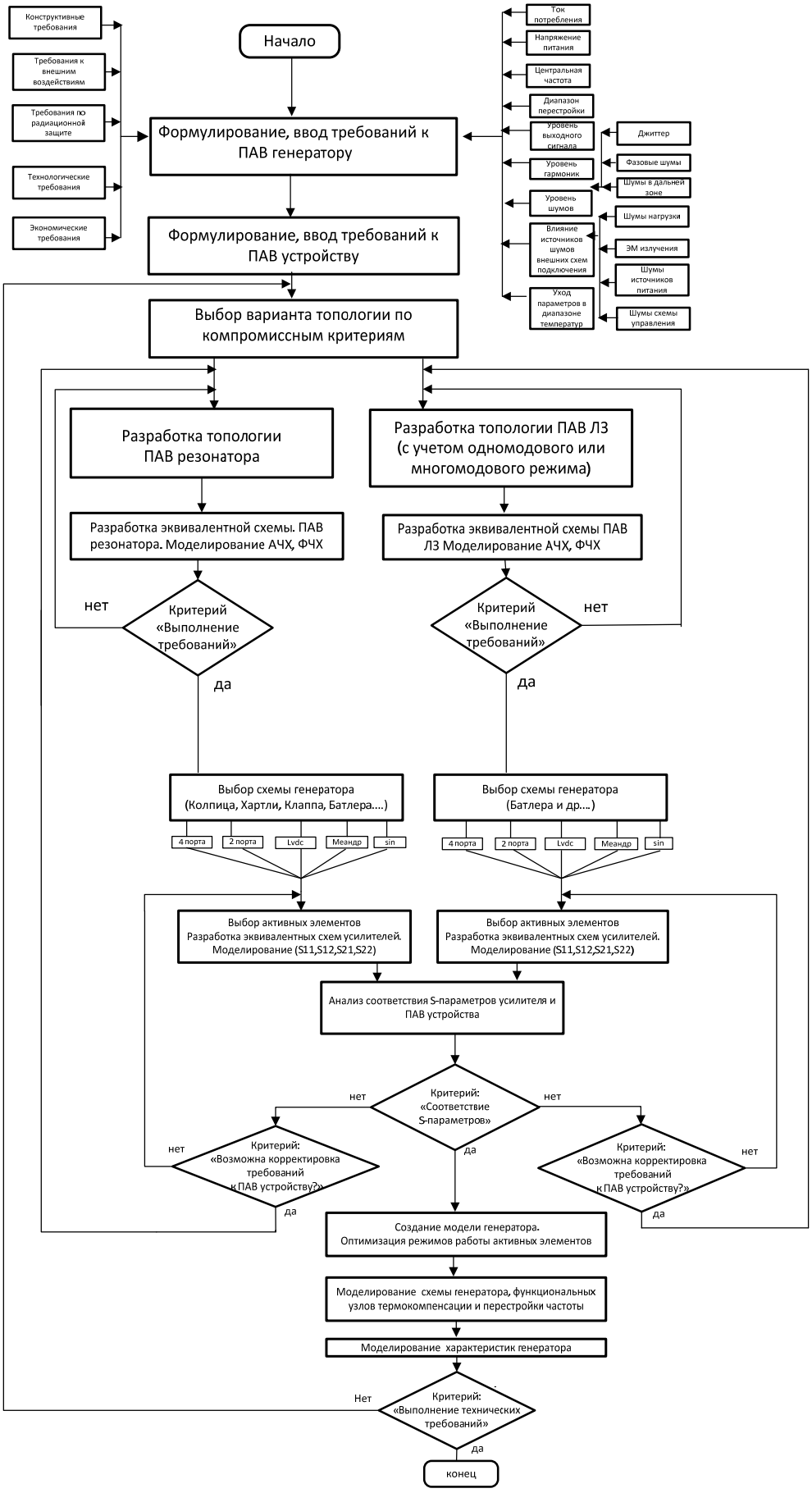
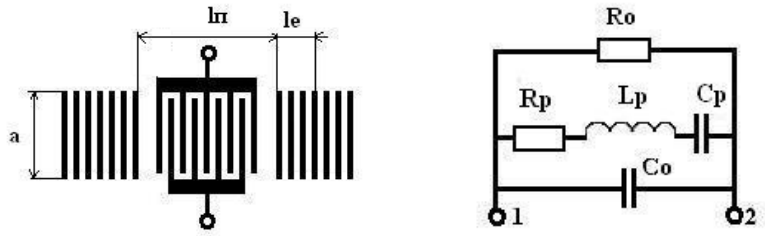


Рис. 1. Алгоритм системного проектирования ПАВ генераторов



а *б*

Рис. 2. Топология и эквивалентная схема ПАВ резонатора

В выражениях (1), (2) поправочный коэффициент ρ имеет величину и размерность, равную 1/м. Рассчитанные значения элементов эквивалентной схемы на частоте 434 МГц равны: $Q \approx 12000$, $R_р \approx 8$ Ом; $L_р \approx 3{,}7 \cdot 10^{-5}$ Гн; $C_р \approx 0{,}37 \cdot 10^{-14}$ Ф. Значение C_0 на анализируемой частоте (при $a \approx 100\lambda$ и для пьезоподложки, выполненной на кварце) равно $C_0 \approx 10^{-12}$ Ф.

Моделирование и экспериментальные исследования проводились для генератора, выполненного по двухкаскадной фильтровой схеме. При моделировании получены следующие характеристики генератора:

частота генерации около 434 МГц;

мощность в нагрузке – около 1 мВт;

относительная мощность фазовых шумов при отстройке 10 кГц – минус 160–175 дБ/Гц, в зависимости от примененных типов транзисторов.

При экспериментальных исследованиях макета генератора анализировалась спектральная характеристика выходного сигнала. График зависимости относительной мощности фазовых шумов для различных отстроек от средней частоты генерации приведен на рис. 3 и в целом соответствует результатам моделирования (при применении в генераторе таких же, как и при моделировании, транзисторов BFR949T).

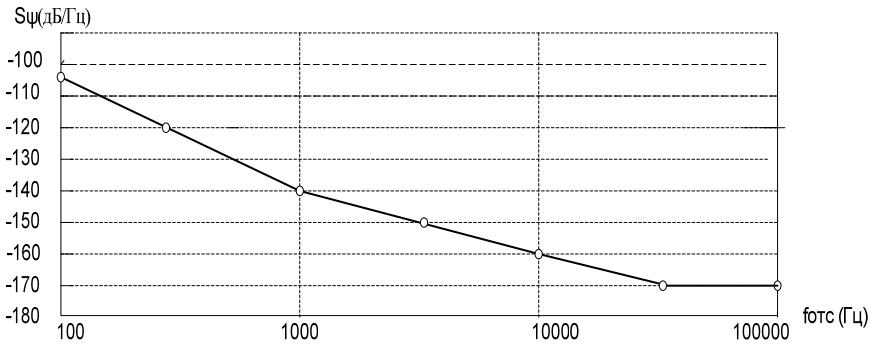


Рис. 3. График мощности фазовых шумов

Разработанный алгоритм позволяет за счет взаимной оптимизации схемы генератора и ПАВ элемента проектировать малошумящие и минимизировать влияние внешних неблагоприятных факторов. Результаты проведенного моделирования и экспериментальных исследований показали, что генераторы на поверхностных акустических волнах, имеют значительный потенциал для улучшения характеристик и в перспективе найдут широкое применение в радиоаппаратуре УКВ диапазона.

Список литературы

1. Никонова, Г.С. Оценка кратковременной нестабильности частоты генератора на поверхностных акустических волнах. Одночастотный режим работы [Текст] / Г.С. Никонова, И.В. Никонов // Техника радиосвязи. – 2010. – Вып. 15. – С. 100–106.

2. Никонова, Г.С. Анализ характеристик генераторов на поверхностных акустических волнах [Текст] / Г.С. Никонова, И.В. Никонов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск, 2012. – С. 407–411.

3. Никонова, Г.С. Управляемые ПАВ генераторы для систем частотного синтеза [Текст] / Г.С. Никонова, И.В. Никонов // Техника радиосвязи. – 2013. – Вып. 2 (20). – С. 118–123.

ДОМАШНЯЯ МЕТЕОСТАНЦИЯ С БЕСПРОВОДНЫМИ ДАТЧИКАМИ

Д. Н. Кривцов, Л. Н. Никитин

Воронежский государственный технический университет
394000, г. Воронеж, Московский проспект, 14
Email: tav7@mail.ru

Представлено описание устройства измерения температуры, влажности и давления. Его структурная схема и внешний вид.

Идея создания домашней метеостанции появилась, когда надоели ежеутренние попытки разглядеть с фонарем в руках сквозь оконное стекло показания наружного термометра. И хотя в настоящее время не так много производителей занимаются разработкой домашних метеостанций, до сих пор ни одна тема не обсуждается так часто, как погода. От погоды зависит не только костюм и зонтик. Наблюдается прямое влияние на работоспособность, настроение. Так, например, от уровня влажности напрямую зависит и наше самочувствие. Чрезмерно сухой воздух иссушает наши слизистые оболочки (глаз, дыхательных путей, носоглотки) и может привести к понижению иммунитета, утомляемости, ухудшению состояния кожи. Да и просто к дискомфорту. То же самое и с пониженным атмосферным давлением, которое является стрессовым для организма, который стремиться найти баланс между разницей давлений внутри организма и снаружи. Как правило, это приводит к понижению артериального давления, учащению пульса и дыхания. А это в свою очередь ведет к нежелательным последствиям. Таким образом, становится явной необходимость выбора домашней метеостанции. И можно даже не анализировать специальные технические характеристики и долго опрашивать тех, кто уже обзавелся полезным девайсом. Достаточно ответить на три вопроса: какую информацию о погоде вы хотите получать от своей станции, какие необходимы дополнительные функции и, наконец, какая цена. На российском рынке представлены, в основном, импортные аналоги, в основном хоть и имеющие большой набор дополнительных функций, но и в тоже время более высокую стоимость. Разрабатываемый прибор отличается от аналогов использованием современной базы, исчерпывающим в домашних условиях набором измеряемых параметров, высокой точностью, простотой установки, сохранением работоспособности при отсутствии части датчиков, наличием часов, обычного и лунного календарей.

Однако самым важным и принципиальным ее отличием является использование беспроводных датчиков. Использование таких датчиков позволяет комфортно и без прокладки проводов сквозь оконные рамы устанавливать датчики в любых удобных для пользователя местах. Это не только позволит сохранить целостность стен, но и нервы потребителя. И хотя стоимость беспроводного датчика может быть сама по себе выше, чем его проводного аналога, стоит иметь в виду то, что сложной установки не требуется, в итоге, вы можете сэкономить на отсутствии дорогостоящих монтажных работ и ремонте помещения.

Таким образом, создание отечественной домашней метеостанции является актуальной задачей. Это позволит ввести на рынок техники прибор, практически не уступающий по параметрам зарубежным аналогам и со значительно меньшей стоимостью.

Структурная схема домашней метеостанции приведена на рис. 1.

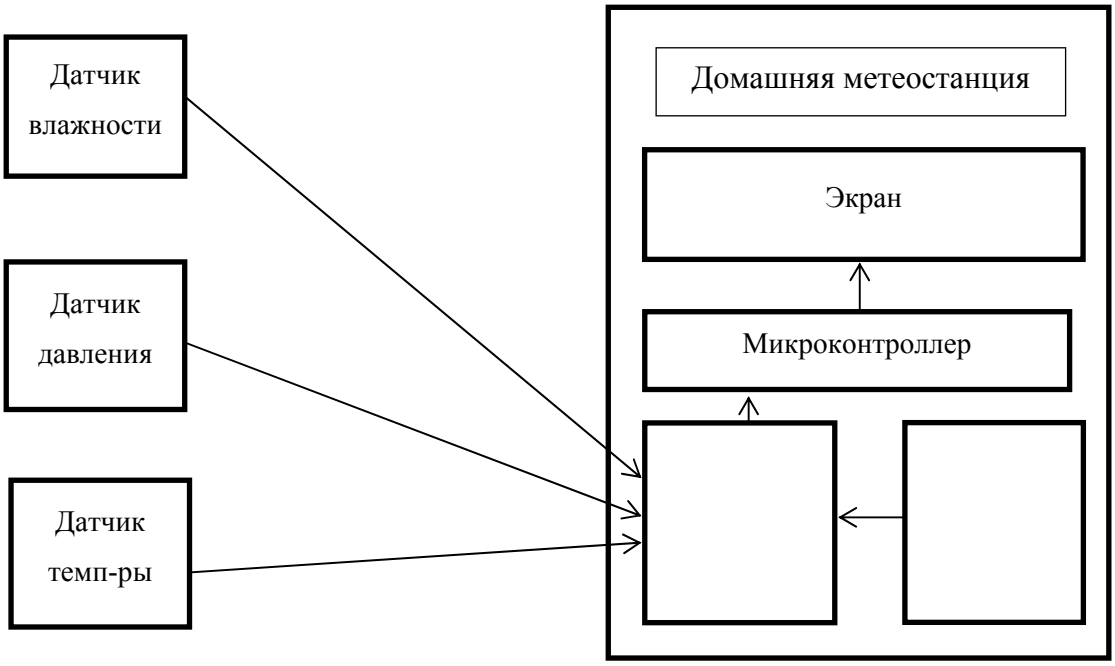


Рис. 1. Структурная схема домашней метеостанции

Конструктивно прибор представляет собой корпус, состоящий из передней, задней панели и датчиков. В корпусе установлена плата из фольгированного стеклотекстолита, на которой расположены все элементы согласно схеме электрической принципиальной, датчик измерения комнатной температуры и приемо-передающее устройство для беспроводных датчиков. Основным элементом прибора является микроконтроллер ATmega168. Питание осуществляется с помощью батареи типа GP1604G.

При разработке устройства необходимо решить следующие задачи:

- домашняя метеостанция должна обеспечить точное произведение замеров атмосферного давления, относительной влажности и температуры и вывод результатов замеров на экран.
- возможность питания прибора от батареи напряжением 5-10 В;
- цифровая индикация должна быть легко различима с расстояния 0,5 метров в условиях дневного освещения;
- конструкция устройства должна быть удобно размещена в процессе эксплуатации, быть компактной, внешний вид изделия должен удовлетворять требованиям технической эстетики и эргономики;
- при эксплуатации должна быть стойкой к воздействию механических нагрузок.

Рис. 2. Передняя панель домашней метеостанции

На передней панели корпуса, приведённой на рис. 2, выведены:

- кнопка «☼», предназначенная для включения подсветки экрана;
- кнопка «О»>, предназначенная для включения и выключения прибора;
- кнопка «Уст», предназначенная для введения настроек;
- кнопки «<» и «>», предназначенные для управления графиком на экране;

На плате прибора установлены элементы, монтируемые в отверстие, что позволяет увеличить его механическую стойкость.

Внешний вид изделия соответствует требованиям технической эстетики и эргономики, а также имеет привлекательный внешний вид. Кнопки задания параметров располагаются на лицевой панели в легкодоступных местах, а размеры и конфигурация этих элементов позволяют работать с ними взрослому пользователю.

Список литературы

1. Журнал «Радио». – 2012. – Вып. № 7. – 68 с.

2. Проектирование и технология радиоэлектронных средств: проектирование технологии изготовления изделий РЭС: учеб. пособие / И.Е. Злобина, В А. Муратов, Л.С. Очнева, А.А. Соболев. – Воронеж: ГОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2006. – 4.2. – 283 с.

ОХРАННЫЙ СИГНАЛИЗАТОР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КАНАЛА GSM НА ОСНОВЕ GSM МОДУЛЯ SIM900

А. И. Варганов, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14
Email: alexandr2132@gmail.com

Представлено описание устройства, позволяющего защищать объекты от несанкционированного доступа с оповещением по мобильному телефону голосовыми сообщениями и прослушиванием обстановки на объекте. А также его структура и характеристики.

В настоящее время существует множество схем и конструкций приборов сигнализации с поддержкой GSM-функций. Они описаны во многих журналах, есть и в Интернете. Но практически все они работают лишь в текстовом режиме без дополнительных функций (прослушивания обстановки, оповещение о том, что было на объекте за прошедшее время) и строго ограничены по применению.

Описываемый ниже прибор является охранной сигнализацией с использованием канала GSM формирующая речевые сообщения о несанкционированном проникновении на охраняемый объект, а также дополнительными GSM-функциями, притом, что модуль GSM – встроенный, мобильные телефоны не требуются. Схема не представляет особой сложности для современного радиолюбителя, кроме того, давно налажено производство печатных плат к прибору и прочей периферии. Данный проект постоянно развивается и совершенствуется. Уже готовы пульты дистанционного управления на ИК-лучах, клавиатурный блок управления, приемник DTMF-команд, блоки питания с контролем заряда аккумуляторной батареи, прочие сопутствующие элементы. Также существует программа микроконтроллера для работы в качестве автомобильной сигнализации автономной или дополнительно с уже установленной.

Охранный сигнализатор GSM каналом на основе модуля SIM900.

Кое-что о SIM900…

Так что же представляет собой модуль SIM900? Возьмем в руки datasheet и попробуем его прочитать.

Модуль SIM900 представляет собой четырех диапазонный GSM/GPRS прибор, работающий на частотах 850/900/950/1900 МГц, предназначен для передачи голоса, данных, SMS сообщений и пр.

Основные технические характеристики модуля:

Диапазон частот:

GSM850, EGSM900, DCS1800, PCS1900;

совместимость с GSM phase 2/2+.

Излучаемая мощность:

class 4 (2W/900 MHz);

class 1 (1W/1800 MHz).

Управление: AT commands (GSM 07.10).

Напряжение питания модуля: 3,4–4,5 В.

Ток потребления:

в спящем режиме – 1,5 мА;

в режиме передачи – до 500 мА;

максимальный – 1,8 А.

Рабочая температура: –30 … +80 °С.

Размеры: 24x24x3 мм.

Масса: 3,4 г.

Как можно увидеть, данный модуль по габаритам очень компактен и по параметрам и функциональности очень хорош.

Внешний вид модуля представлен на рис. 1, на рис. 2 приведено назначение выводов. По рисункам можно определить, что помимо стандартного интерфейсного набора, присущего предыдущим версиям этого чипа, добавлено несколько новых (выводы подключения клавиатуры KBR/KBC, ШИМ-выход PWM, вывод сброса модуля NRESET).

Назначение и основные функции прибора.

Наблюдение за состоянием четырёх шлейфов сигнализации (ШС) во всех режимах работы, кроме режима «Программирование», и отображения состояния шлейфов при помощи светодиодных индикаторов, расположенных на передней панели прибора (свечение индикатора – «шлейф в нормальном состоянии», в другом случае – присутствует обрыв или замыкание шлейфа сигнализации).

В шлейфы сигнализации могут быть включены:

> сигнализаторы магнитоконтактные (герконы СМК, СОМК);

>извещатели типа «Фольга», «Окно»;

>извещатели пожарные (ИП-104, ИП-105);

> датчики движения, объема, удара;

> прочие датчики, имеющие замкнутый выход в нормальном состоянии, и размыкающие контакты при нарушении.

Отправка SMS-сообщений и автодозвон на три мобильных или стационарных (если обеспечивается поддержка SMS-функций оператором связи) номера телефонов.

Рис. 1. Внешний вид модуля GSM SIM900

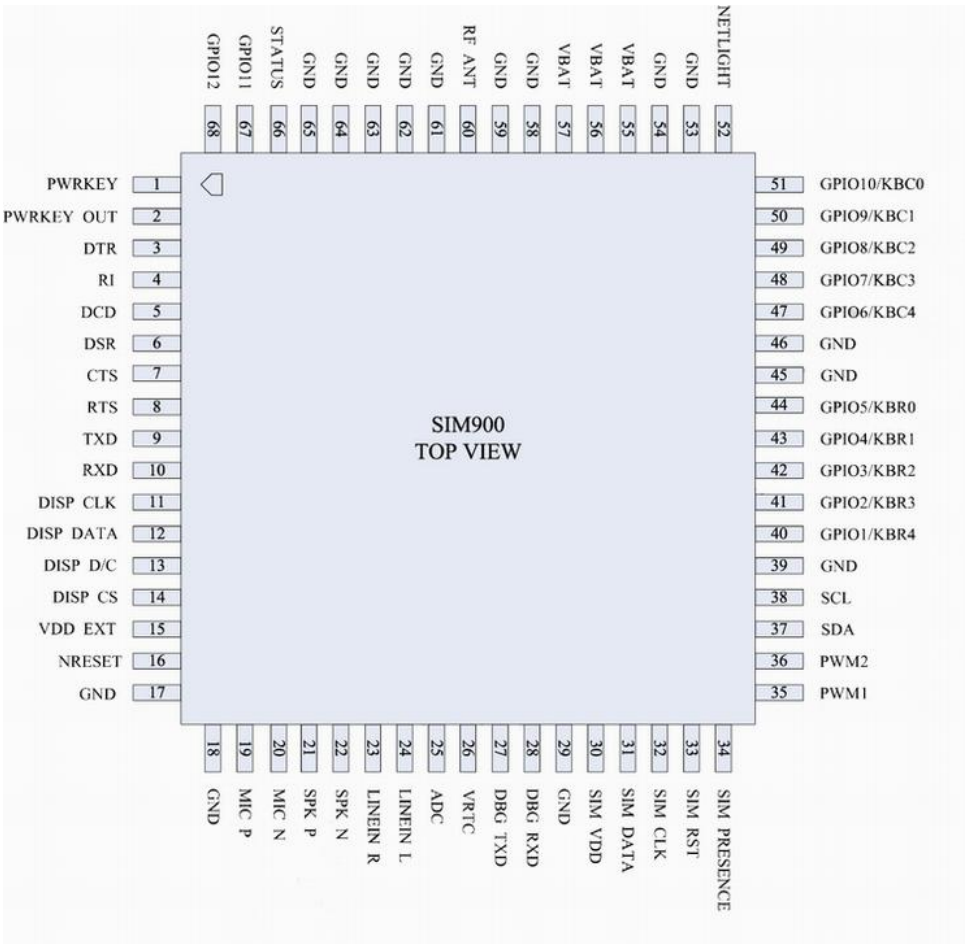


Рис. 2. Назначение выводов модуля SIM900

Перевод прибора в режим «Снят с охраны» при помощи только пульта дистанционного управления, клавиатуры, путем приема SMS-сообщения с мобильного номера 1 и(или) дозвона с этого номера (может быть отключено), а также «секретного» переключателя, в зависимости от прошивки контроллера.

Возможность дистанционного управления устройством путем передачи SMS-сообщений определенного содержания (может быть отключена).

Программирование основных функций и параметров прибора (номера телефонов, время задержки, время работы сирены и т.д.) при помощи компьютерной программы LiteProgrammer в режиме «Программирование» прибора. При этом выход COM-порта компьютера (выводы RxD и TxD) подключаются к соответствующему разъёму прибора сигнализации с помощью специального кабеля.

Подача прибором определенного сигнала пользователю о недостатке средств на счету мобильной карты.

Подача прибором определенного сигнала пользователю об отсутствии сигнала связи с мобильной станцией.

Передача сигнала SMS при пропадании питающего напряжения сети (220В) в режиме «Охрана» (может быть отключено).

Применение встроенного модема GSM позволяет обойтись без лишних блоков и подключений, а также повысить совместимость и стабильность связи GSM-канала.

Программированная реакция силового выхода: включение выхода только в режиме «Тревога» на установленное пользователем время (от 60 до 240 секунд).

Использование оригинального протокола передачи данных ИК-излучения пультом дистанционного управления для управления устройством и пультом радиоизлучения, а также оригинальная кодировка данных, поступающих с клавиатуры.

Имеется возможность контроля прибором напряжения питания сети и напряжения аккумуляторной батареи, при этом при пропадании и появлении напряжения сети отсылаются соответствующие SMS-сообщения. Также при понижении напряжения питания резервного источника (аккумулятора) ниже заданного уровня (8-9В) отсылается сообщение, после чего прибор переходит в «спящий» режим, выход из которого возможен только при возобновлении питания (сетевого или аккумуляторного).

Отправка SMS-сообщения на мобильный номер 1 при поступлении входящих звонков с указанием входящего номера (может быть отключена).

Прибор позволяет осуществить коммутацию внешних звуковых или световых оповещателей (звонок, сирена, лампа) с рабочим напряжением 12В и потребляемым током до 1,25А.

Прошивка микроконтроллера, описанная в данной статье, предназначена для работы устройства совместно с «секретным» переключателем, а также включения-отключения прибора при помощи дозвона и отсылки SMS-сообщений. Остальные варианты исполнения устройства будут описаны в следующих материалах, при наличии, естественно, читательского интереса.

Технические характеристики

Количество шлейфов сигнализации – 4.

Сопротивление выносного элемента (оконечного), кОм – 2,7.

Максимальное сопротивление шлейфа охраны без учета сопротивления выносного элемента, Ом – 750.

Напряжение питания сети переменного тока, В – 220 (110…260 при использовании импульсного источника питания).

Напряжение питания постоянного тока, В – 12 (8…17, без использования аккумулятора резервного источника питания; 8…25 если не используются АКБ и активные датчики сигнализации).

Потребляемая мощность от сети переменного тока, в следующих режимах работы (без подключенных активных датчиков сигнализации), не более:

- «дежурный», без использования GSM-модуля – 6 Вт;
- «дежурный», при использовании GSM-модуля – 11 Вт;
- «охрана», при использовании GSM-модуля – 12 Вт;
- «тревога», при использовании GSM-модуля и отключенной сирене – 16 Вт;
- пиковое потребление – 43 Вт.

Потребляемый ток от источника постоянного тока (без подключенных активных датчиков сигнализации), при напряжении 12,6 В, в следующих режимах работы, не более:

- «дежурный», без использования GSM-модуля – 0,16 А;
- «дежурный», при использовании GSM-модуля – 0,23 А;
- «охрана», при использовании GSM-модуля – 0,28 А;
- «тревога», при использовании GSM-модуля и отключенной сирене – 0,34 А;
- пиковое (импульсное) потребление – 1,8 А.

Поддерживаемые стандарты GSM: 900/1800/1900 MHz.

Максимальный размер текстового сообщения SMS, символов – 85 (при использовании латиницы в сообщениях).

Пределы установок времени:

- Время задержки на вход – 0…150 секунд;
- Время задержки на выход – 0…250 секунд;
- Время работы сирены – 30…250 секунд.

Схема электрическая принципиальная устройства приведена на рис. 3. На одной плате, для удобства и минимизации общих размеров устройства, объединены три устройства: блок микроконтроллера, модуль GSM, преобразователь RS232-UART для обмена данными с компьютером в режиме программирования. Нумерация элементов на схемах – цифра пе-

ред порядковым номером элемента соответствует номеру модуля. В связи с тем, что в дальнейшем планируется использование дополнительной периферии – клавиатур, различных пультов ДУ, приемников TouchMemory, каждому блоку будет присваиваться своя, «фирменная», цифра перед порядковым элементом.

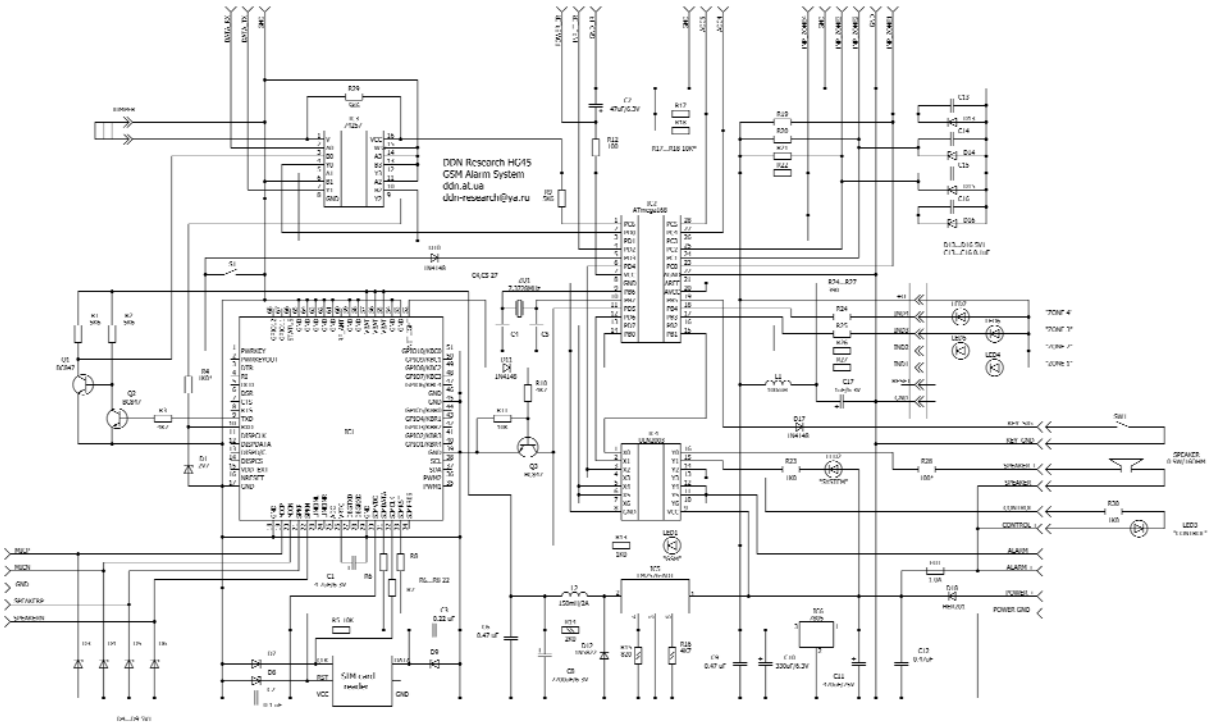


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная

Схема устройства отличается сравнительной простотой и относительной стандартизацией элементной базы, то есть все комплектующие можно купить в ближайшем радиомагазине.

О питании прибора. Данное устройство требует напряжения питания в пределах 10–18 В, при токе до 2 А. Блок питания целесообразно построить таким образом, чтобы напряжение питания не пропадало даже при пропадании сети, то есть предусмотреть аккумуляторную батарею.

Главным управляющим элементом устройства является микроконтроллер ATmega168 производства компании Atmel [3]. Микроконтроллер контролирует состояния шлейфов сигнализации, подключенных к входам АЦП, и, в зависимости от режима работы, осуществляет дальнейшие действия, как то: дозвон и отсылку SMS-сообщений, включение сирены, и т.д.

Входы АЦП PC0-PC3 предназначены для контроля состояния шлейфов сигнализации, МК производит измерение напряжения на этих выводах, и, в зависимости от напряжения, формирует сигнал «обрыв», «норма» или «замыкание». На PC5, PC6 подаются напряжения с выхода блока питания для контроля их значений. Кстати, если эти вывода не будут подключены, устройство не запустится!

В схеме используются контрольные светодиоды: LED1 – контроль работы модуля GSM (при наличии связи и работы модуля моргает с частотой 1 вспышка в течении 2–3 секунд, в остальных случаях имеются проблемы со связью или с самим модулем), LED2 – контроль работы системы (в рабочих режимах моргает с частотой 3–5 раз в секунду, в режиме программирования горит постоянным светом). Кроме этого, к выводам IND1…IND4 подключаются светодиоды контроля состояния шлейфов сигнализации LED4…LED7. KEY_S –

собственно, сама «секретная» кнопка или переключатель. SPEAKER – разъем для подключения динамика, он может быть на любое сопротивление, мощность не менее 0,25 Вт.

Блок питания

Если данный прибор планируется использовать в качестве автомобильной сигнализации, в блоке питания потребность отпадает автоматически. При использовании в стационарных условиях требуется качественный блок питания с возможностью автономной работы некоторое время (т.н. источник бесперебойного питания – ИБП), в котором бы при пропадании напряжения сети питание осуществлялось бы от встроенного аккумулятора. Можно использовать обычный блок питания на 12…15 В, но в этом случае не гарантируется стабильная зарядка аккумулятора, при скачках напряжения возможен даже перезаряд и вскипание электролита.

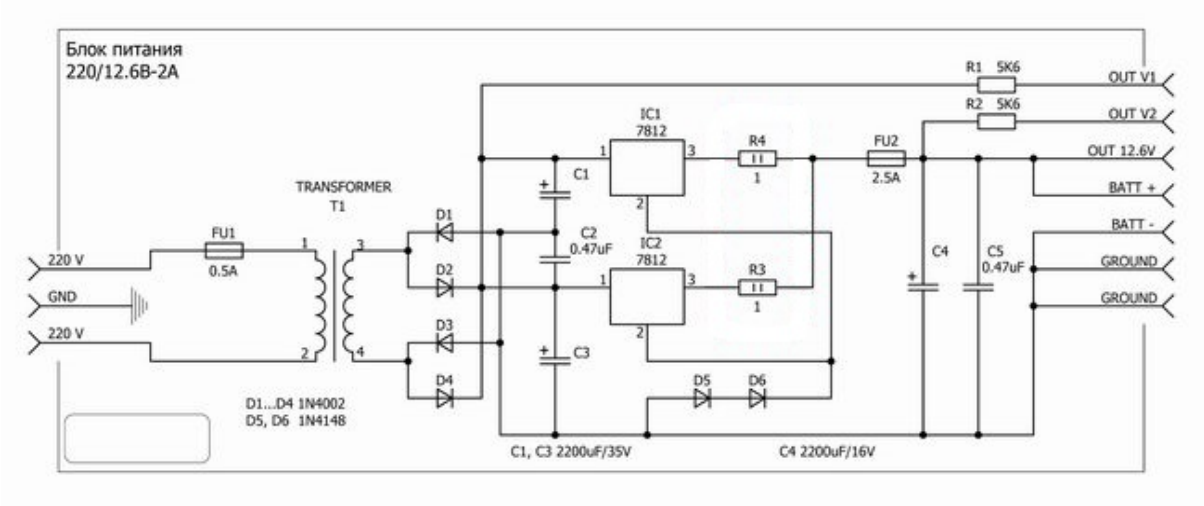


Рис. 4. Блок питания

Идеальным вариантом может быть импульсный источник питания, но для объекта, не слишком «нагруженного» активными датчиками сигнализации (всякого рода датчиками движения, удара, объема) подойдет и описанный ниже трансформаторный блок. Его отличия от других: стабильное выходное напряжение 12,7 В при токе до 2 А. Это необходимо для поддержания аккумуляторной батареи в рабочем состоянии.

Блок питания подключается к выводам контроля питания: OUT_V1 к INP_ADC1, а OUT_V2 – к INP_ADC2.

К выходу OUT_12.6V также возможно подключить активные датчики сигнализации. При этом не забывайте, что суммарный потребляемый ток должен быть не более 0,5 А. Рекомендую поставить предохранитель на 1 А, чтобы исключить перегрузку и выход из строя стабилизаторов IC1, IC2.

Вместо пары диодов D5, D6 возможно использовать резистор, только его следует рассчитать таким образом, чтобы на выходе устройства получить напряжение 12,6…12,8 В.

Список литературы

1. http://sim.com – официальный сайт компании SimCom

2. http://www.microchip.ru – официальный сайт представителя SimCom в Москве

3. http://atmel.com – официальный сайт компании Atmel.

4. Дмитренко, Д. Сигнализация GSM для дома, дачи, гаража / Д. Дмитренко // Радиолюбитель. – 2010. – № 7–9.

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ В СВЧ КОМПРЕССОРЕ С ТРАНСФОРМАЦИЕЙ ВИДА КОЛЕБАНИЙ

В. А. Августинович, С. Н. Артёменко[1], В. С. Игумнов[2], Ю. Г. Юшков

Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Физико-технический институт
634050, г. Томск, пр. Ленина, 2а
E-mail: [1]snartemenko@mail.ru, [2]vladislavigumnov@yahoo.com

Представлены результаты экспериментального исследования формирования СВЧ импульсов различной мощности, длительности, частоты следования и огибающей при выводе энергии из резонатора трансформацией моды колебаний. Регулирование параметров импульсов осуществляется перестраиваемыми элементами межмодовой связи, а также резонатором, дифференцирующим либо интегрирующим действие элементов. Показана возможность формирования серии субнаносекундных СВЧ импульсов при дробном (порционном) выводе энергии, наносекундных импульсов средней длительности при полном выводе и более мощных коротких наносекундных импульсов при полном выводе с аддитивным действием элементов межмодовой связи.

В [1, 2] исследована принципиальная возможность формирования СВЧ импульсов наносекундной длительности при выводе энергии из резонатора трансформацией моды колебаний на окне связи резонатора с короткозамкнутым отрезком волновода. Исследованный СВЧ компрессор представлял собой цилиндрический резонатор с двумя рабочими волнами – основной волной H_{01}, на которой энергия накапливалась, и вспомогательной H_{11}, в которую преобразовывалась волна H_{01}. Через H_{11} волну осуществлялся вывод. Короткозамкнутый отрезок волновода был выполнен в виде Н-тройника, расположенного на входной стенке резонатора и связанного с резонатором прямым плечом. Второе прямое плечо замыкалось. Боковое плечо также замыкалось и имело длину, обеспечивающую тройнику режим «закрыто». В этом плече располагался СВЧ коммутатор, осуществлявший переключение тройника в режим «открыто». Выходная стенка резонатора выполнялась в виде согласованного для H_{11} волны плавного перехода с цилиндра резонатора на одномодовый круглый волновод, связанный с нагрузкой. Длина входного плеча выбиралась так, что при накоплении взаимодействие на окне практически отсутствовало. Энергия оставалась на волне H_{01} и в нагрузку не передавалась. После завершения процесса накопления включался коммутатор, тройник открывался, и волна из резонатора поступала в прямое замкнутое плечо. В этот момент структура поля на окне менялась, и начиналось преобразование волн с передачей энергии в нагрузку. Размеры резонатора выбирались так, что вблизи рабочей частоты резонансные условия для других волн не выполнялись, и энергия в эти волны не передавалась.

Как в любой системе резонансной компрессии, в системе с трансформацией имеется запас СВЧ энергии [3]. Отличительной особенностью системы с трансформацией является возможность управления процессом вывода. Возможность можно реализовать, организовав пакет элементов связи и, управляя работой пакета, по-разному осуществлять вывод. В [1, 2] установлено, что определяющую роль в преобразовании волн играет длина прямых плеч. Поэтому, выбирая длины плеч определенным образом, и включая элементы по заданной программе, можно получать импульсы с различной мощностью, длительностью, частотой следования и огибающей.

Так, при выборе электрической длины плеч, равной длине входного плеча, преобразование будет продолжаться только в течение времени двойного пробега волны от окна связи до короткозамыкателя прямого плеча. После этого преобразование прекратится, т.к. по истечении этого времени поле на окне восстанавливает исходную структуру, при которой связь волн отсутствует. При этом на выходе формируется короткий (нано либо субна-

носекундный) импульс с длительностью, равной времени двойного пробега волны вдоль прямых плеч тройника. Используя пакет переключателей, можно осуществлять порционный (дробный) вывод энергии и получать серии импульсов с высокой частотой следования в пределах входного импульса. Устойчивость системы при таком выводе обеспечивает высокая добротность резонатора (высокая инерционность колебаний) в режиме накопления и значительный запас энергии по сравнению с порцией.

Элементы пакета можно настроить на максимальную связь волн и, включая один или синхронно несколько элементов, формировать импульсы различной мощности и длительности. При этом в отличие от известных систем [3], в системе с трансформацией резонатор является не только накопителем энергии, но и суммирующим устройством.

Во всех случаях выходной импульс имеет плоскость поляризации, привязанную к плоскости волны в элементе межмодовой связи, т.е. плоскость поляризации также управляема. При этом резонатор играет роль направляющей линии между элементом и выходом компрессора. Важным является обстоятельство, что входные и выходные импульсы компрессора когерентны, т.к. колебания в выходных импульсах привязаны к колебаниям в элементе. Это может обеспечить возможность управления фазой колебаний и повышения мощности излучения суммированием импульсов нескольких компрессоров.

Отмеченный ряд возможных вариантов может быть расширен. По сути, на основе компрессора с управляемой трансформацией может быть создан компактный и простой источник импульсного СВЧ излучения с регулируемыми параметрами импульсов.

В данной работе представлены результаты экспериментального исследования СВЧ компрессора 3-см диапазона длин волн с выводом энергии трансформацией колебаний на одном элементе и пакете из двух элементов с демонстрацией ряда возможностей.

Компрессор выполнен на основе цилиндрического резонатора диаметром 90 мм и длиной 135 мм. Возбуждение основной рабочей волны H_{01} осуществлялось через два окна, расположенные на входной стенке на серединах радиусов цилиндра одного диаметра. Входная волна подавалась через Е-тройник. Это обеспечивало необходимое для возбуждения H_{01} волны соотношение между фазами подводимых к окнам волн. Элементы преобразования, выполненные в виде двух Н-тройников, располагались на входной стенке и связывались с резонатором через окна на серединах радиусов диаметра, ортогонального диаметру с окнами ввода энергии. Отличием компрессора от версии [1, 2] является симметричное возбуждение рабочей волны и симметричное расположение элементов. Это исключало взаимодействие волн при накоплении и обеспечивало устранение взаимодействия при любой одинаковой длине входных плеч тройников. В остальном элементы были идентичны элементу [1, 2], т.е. боковое плечо с СВЧ коммутатором и второе прямое плечо было замкнуто, а окна выполнены в полное сечение волновода.

В первых экспериментах использовалось по одному тройнику. Для демонстрации аддитивного действия связи и демонстрации возможности формирования серии импульсов в пределах импульса возбуждения к одиночным тройникам, соответственно, параллельно либо последовательно добавлялось еще по одному. Параллельное включение позволило в два раза увеличить окно. При этом для синхронного срабатывания элементов боковые плечи тройников выполнялись в виде волновода сечением 23х25 мм^2. В такой конфигурации включение одного общего СВЧ коммутатора обеспечивало синхронное взаимодействие волн на увеличенном окне. При последовательном включении элементов общая электрическая длина прямых плеч бралась равной длине каждого из плеч.

Выходом компрессора являлась вторая торцовая стенка резонатора, выполненная в виде плавного перехода с цилиндра резонатора на одномодовый круглый волновод. Длина резонатора и частота были подобраны так, что в полосе частот ~50 МГц кроме рабочего вида $H_{01(8)}$ с частотой $f \approx 9.05$ГГц другие виды не возбуждались. Резонансные условия для волны H_{11} подавлялись связью этой волны с нагрузкой через переход.

Схема установки, на которой выполнены исследования, приведена на рис.1.

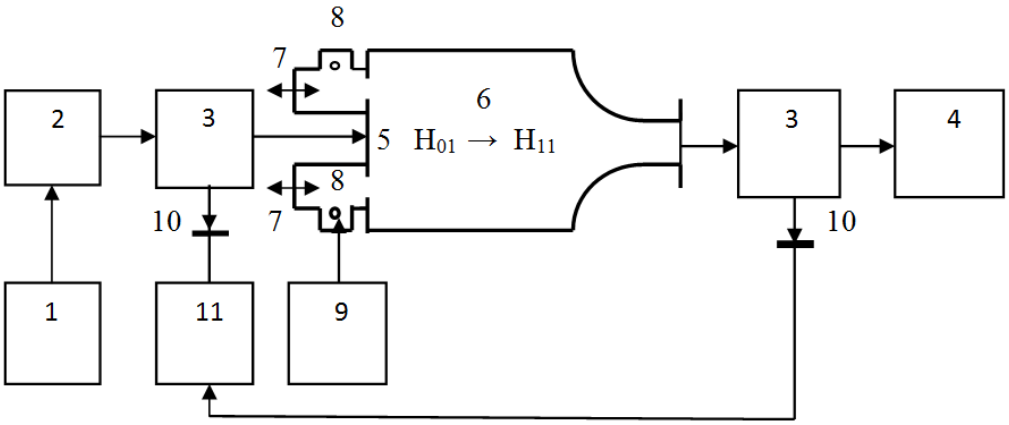
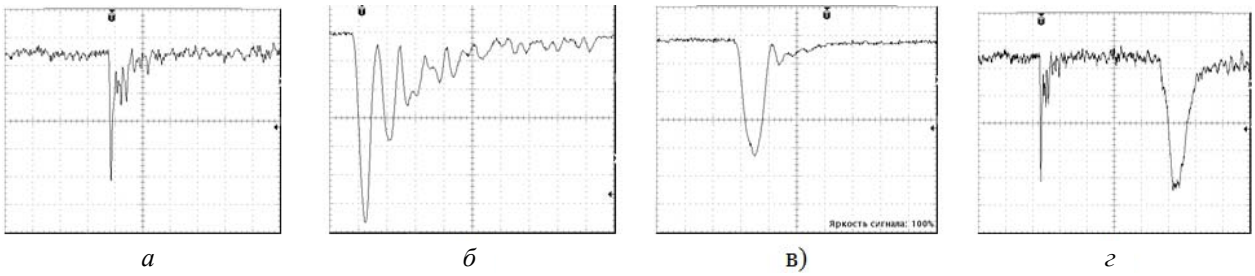


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – магнетронный СВЧ генератор; 2 – циркулятор; 3 – направленные ответвители; 4 – согласованная нагрузка; 5 – устройство ввода энергии; 6 – резонатор; 7 – тройники элементов межмодовой связи; 8 – СВЧ – коммутаторы; 9 – генератор высоковольтных импульсов; 10 – детекторные секции; 11 – осциллограф

В качестве источника входных импульсов использовался магнетрон с импульсной мощностью 50 кВт. Разряд в СВЧ коммутаторе зажигался в аргоне при атмосферном давлении. Регулирование связи волн осуществлялось изменением длины замкнутых прямых плеч тройников.

На рабочем виде колебаний $H_{01(8)}$ собственная добротность системы составляла $Q_0 \approx 1.7\times10^4$. Относительно низкая добротность обусловлена влиянием элементов связи, которые не оптимизировались. Тройники с входными плечами длиной ~10 см нагружали резонатор. Расчетное время двойного пробега волны H_{01} вдоль резонатора составляло T~1.3 нс. Поэтому расчетное усиление резонатора $Q_0/2\pi fT$ равнялось ~20.5 дБ.

В экспериментах с трансформацией на одном элементе достигнуто усиление ~7 дБ при длительности СВЧ импульсов ~7 нс по уровню –3 дБ. Пиковая мощность не превышала 0.25 МВт. При изменении длины плеч импульсы эволюционировали от коротких наносекундных с усилением 1–2 дБ (рис. 2, *а*), затем более длинных (~3–4 нс) с синусоидальной модуляцией экспоненциального спада (рис. 2, *б*), до импульсов куполообразных с максимальным усилением ~7 дБ и длительностью ~7 нс (рис. 2, *в*). Такая эволюция обусловлена влиянием на формирование связи набега фазы волны в элементе. Рис. 2, *г* демонстрирует формирование короткого импульса и последующего относительно длинного, связанного с развитием СВЧ разряда в одном из прямых плеч тройника.



а *б* в) *г*

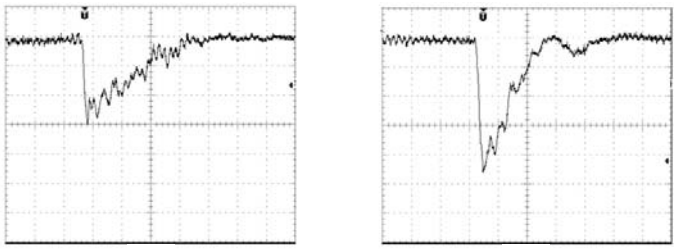
Рис. 2. Выходные СВЧ импульсы при трансформации на одном элементе:
а – 20 нс/дел; 10 мВ/дел; $t_и$ = 1.3 нс; *б* – 10 нс/дел; 50 мВ/дел; $t_и$ = 3.1 нс; *в* – 10 нс/дел; 50 мВ/дел; $t_и$ = 7.1нс;
г – 40 нс/дел; 10 мВ/дел; $t_и$ = 1.3 и 22 нс

Для сравнения осуществлялся вывод через тройник. Он обеспечил усиление ~10 дБ и мощность ~0.5 МВт при длительности ~7 нс и типичной огибающей, т.е. при сравнимой длительности формировались импульсы в два раза мощнее. Отличие связано с тем, что при

таком выводе тройник работает в режиме бегущей волны и интенсивность взаимодействия волны с плазмой разряда меньше, чем при выводе трансформацией.

Эти результаты закономерны и обусловлены тем, что время вывода пропорционально произведению времени двойного пробега на отношение площади сечения резонатора с основной частью накопленной энергии к площади окна связи с элементом. В нашем случае это время составляет ~15 нс. Поэтому вывод будет идти приблизительно за 10 пробегов, что понизит усиление до ~10–11 дБ. Если учесть потери, которые при выводе составляют 2–3 дБ, то ожидаемое усиление при трансформации на одном элементе, настроенном на максимальную связь, составит ~8–9 дБ. Это близко к тому, что получено.

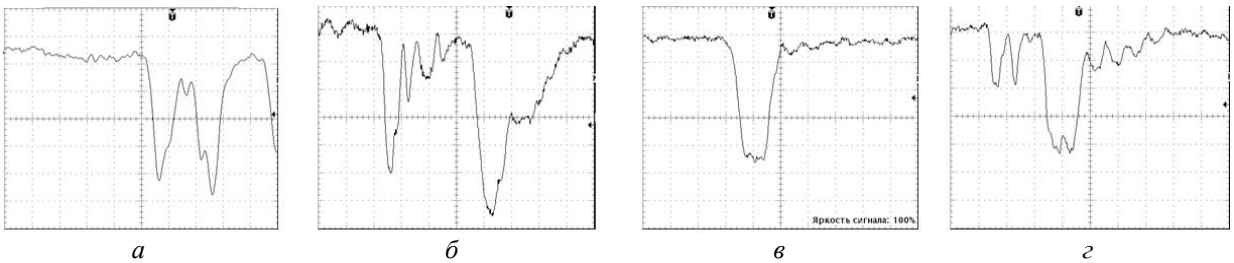
Для проверки аддитивного действия элементов исследовался вывод при трансформации на двух элементах (рис. 3, *а*, *б*). Одновременное действие элементов привело к увеличению усиления до 9 дБ и уменьшению длительности до ~5 нс. Такой рост усиления показывает, что для вывода энергии за время, сравнимое с временем двойного пробега волны вдоль резонатора, требуется ~8–10 синхронизованных элементов.



а *б*

Рис. 3. Демонстрация аддитивного действия двух элементов: *а* – импульс СВЧ при трансформации на одном элементе, 40 нс/дел; 20 мВ/дел; $t_и$ = 36 нс; *б* – при синхронной трансформации на двух элементах, 40 нс/дел; 20 мВ/дел; $t_и$ = 20 нс

Формирование серии коротких импульсов СВЧ в пределах импульса возбуждения осуществлялось трансформацией на двух последовательно соединенных тройниках. Коммутация осуществлялась последовательным развитием СВЧ разряда в боковых плечах тройников. Это обеспечивало порционный вывод энергии. Вид сформированных таким образом двух импульсов представлен на рис. 4, *а*. Минимальный интервал времени, через который следовали импульсы, составлял ~10 нс. Усиление, мощность и длительность импульсов равнялись ~2 дБ, ~75 кВт и ~1–2 нс. Здесь же, на рис. 4, *б–г*, приведены импульсы, формируемые поочередной трансформацией при различной длине прямых плеч.



а *б* *в* *г*

Рис. 4. Импульсы СВЧ, сформированные пакетом из двух последовательно соединенных элементов: *а* – 4 нс/дел; 10 мВ/дел; $t_и$ = 1.3 и 1.7 нс; *б* – 10 нс/дел; 10 мВ/дел; $t_и$ = 2.5 и 6 нс; *в* – 10 нс/дел; 20 мВ/дел; $t_и$ = 10 нс; *г* – 10 нс/дел; 20 мВ/дел; $t_и$ = 2.3, 1.7 и 10 нс

Таким образом, полученные в работе результаты демонстрируют возможность создания на основе СВЧ компрессора с трансформацией колебаний источника импульсного СВЧ излучения с регулируемыми параметрами импульсов.

Список литературы

1. Артёменко С.Н., Августинович В.А., Юшков Ю.Г. // ЖТФ. – 1998. – Т. 68. – № 7. – С. 92–96.

2. Августинович В.А., Артёменко С.Н., Игумнов В.С., Новиков С.А., Юшков Ю.Г. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – Т. 16. – № 7. – С. 43–45.

3. Диденко, А.Н. Мощные СВЧ импульсы наносекундной длительности / А.Н. Диденко, Ю.Г. Юшков. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 112 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КВАРЦЕВОГО СТЕКЛА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 117 ДО 178 ГГц

Нонг Куок Куанг, В. Н. Егоров (научный руководитель)

Восточно-Сибирский филиал ФГУП «ВНИИФТРИ»
664056, г. Иркутск, ул. Бородина, 57
E-mail: nquocquang5@gmail.com

Определены диэлектрические параметры образцов кварцевого стекла на частотах диапазона 117–178 ГГц с использованием метода двухзеркального открытого резонатора. Проведена корректировка резонансных частот для исключения влияния фторопластовой пленки, являющейся делителем мощности. Для корректировки аппроксимированы экспериментальные результаты измерения резонансных частот при разных толщинах фторопластовой пленки.

В последние годы резонансный метод на основе открытого резонатора находит широкое применение в области исследования параметров диэлектриков. Для возбуждения колебаний в открытом двухзеркальном резонаторе на высоких частотах, в том числе на частотах диапазона 117–178 ГГц, необходимо использовать между зеркалами диэлектрическую пленку, которая является делителем мощности. При прохождении и отражении волн от пленки-делителя возникает смещение резонансных частот, которое зависит от параметров пленки. Для корректировки этого смещения в работе аппроксимирована экспериментальная зависимость резонансных частот от толщины пленки, и по скорректированным значениям рассчитаны геометрические размеры резонатора и диэлектрические параметры образцов из кварцевого стекла.

1. Измерительная установка и спектр резонансных частот пустого резонатора

Измерительный тракт с двухзеркальным открытым резонатором приведен на рис. 1. Образец в форме диска находится в центре резонатора. Отраженные пленкой волны переотражаются и проходят через образец. Как было исследовано в [1], поле внутри резонатора ограничено Гауссовской поверхностью. Поведение Гауссовских пучков определяется параметрами зеркал (радиус кривизны, совпадение оптических осей двух вогнутых зеркал) и диэлектрической пленкой (поляризация, материал, угол наклона относительно оси резонатора). В эксперименте были использованы пленки фторопласта Ф-4 по ГОСТ 24222-80 электроизоляционные ориентированные (ЭО) с $\varepsilon' \approx 2.05$, толщиной 25, 35 и 50 мкм.

В данной работе зависимость резонансных частот от толщины пленки фторопласта рассматривается как линейная (исследованы 4 частоты из диапазона). Все результаты измерения в виде массива вводятся в программу MathCad14. Встроенная функция genfit дает возможность аппроксимации массива данных и получения функции зависимости частоты от толщины пленки. Для genfit выбрана параметрическая функция вида:

$$f(x) = P_0 + P_1 x,$$

где P_0, P_1 – коэффициенты сглаживания; x – толщина пленки.

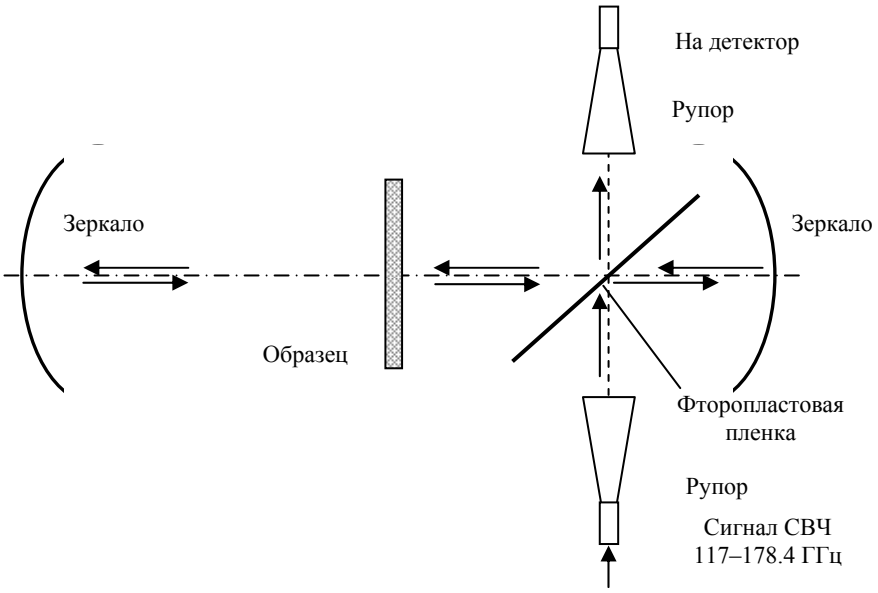


Рис. 1. Измерительный тракт с двухзеркальным открытым резонатором

В табл. 1 приведены зависимости резонансных частот от толщины пленки. Для построения экспериментальной зависимости и дальнейшей аппроксимации были взяты значения $(f_1 - 117)$ ГГц, $(f_2 - 117)$ ГГц, $(f_3 - 118)$ ГГц и $(f_4 - 170)$ ГГц.

Таблица 1

Толщина пленки, мм	f_1, ГГц	$(f_1 - 117)$, ГГц	f_2, ГГц	$(f_2 - 117)$, ГГц
0.025	117.225225	0.225225	117.830214	0.830214
0.035	117.223093	0.223093	117.828159	0.828159
0.050	117.219277	0.219277	117.824220	0.824220
Толщина пленки, мм	f_3, ГГц	$(f_3 - 118)$, ГГц	f_4, ГГц	$(f_4 - 170)$, ГГц
0.025	118.435369	0.435369	170.474659	0.474659
0.035	118.433193	0.433193	170.471478	0.471478
0.050	118.429305	0.429305	170.466360	0.466360

В результате аппроксимации получено выражение зависимости резонансной частоты f_0 от толщины пленки a

$$f_0 = f_{\text{экс}}(1 + a \cdot \text{tg}\alpha),$$

где $f_{\text{экс}}$ – экспериментальные частоты с пленками разной толщины; α – угол наклона линии аппроксимирующей функции; a – толщина пленки.

На рис. 2 представлена зависимость полученных экспериментальных значений $(f_1 - 117)$ ГГц от толщины пленки a и линия аппроксимирующей функции. Максимальное отклонение результатов аппроксимации от экспериментальных данных составило $4 \cdot 10^{-4}$ ГГц.

Угол наклона полученной аппроксимирующей функции дает значение $\text{tg}\alpha = 0.0022$, при этом поправка $(1 + a \cdot \text{tg}\alpha) = 1.000055$. Используя аппроксимирующую функцию, можно определить скорректированное значение $(f_1 - 117)$ и, соответственно, f_1 при «нулевой» толщине пленки. Таким образом исключается влияние пленки на измеряемые частоты. Полученные скорректированные значения резонансных частот использованы для вычисления геометрических размеров – длины резонатора и радиуса кривизны зеркал [2].

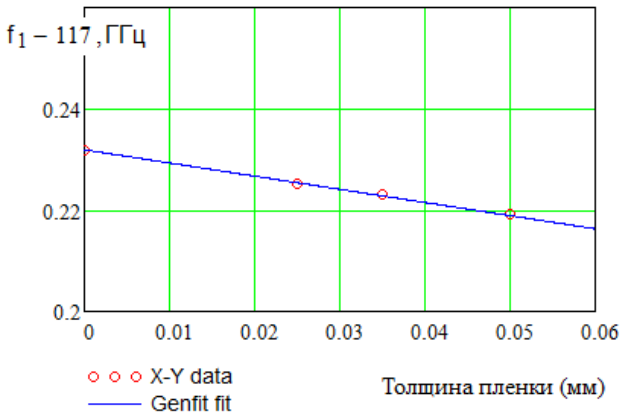


Рис. 2. Зависимость экспериментальных результатов (f_1 – 117) ГГц
от толщины пленки *a* (X–Y data) и линия аппроксимирующей функции (Genfit fit)

2. Определение диэлектрических параметров образцов из кварцевого стекла

Для определения условий проведения измерений в двухзеркальном открытом резонаторе исследован дисковый образец из кварцевого стекла марки КВ толщиной 5,047 мм. В объемном резонаторе на частотах диапазона 6–12 ГГц для него были получены значения диэлектрической проницаемости ε = 3,810 и тангенса угла диэлектрических потерь порядка $9 \cdot 10^{-5}$.

При исследовании в открытом резонаторе образец помещается в центр резонатора, при этом геометрические расстояния от центра образца до каждого зеркала одинаковы. Однако в одном полупространстве резонатора находится диэлектрическая пленка, поэтому волновые расстояния от центра образца до каждого из зеркал оказываются неодинаковыми, и это требует смещения образца относительно геометрического центра.

В диапазоне частот 117–178 ГГц измерены резонансные частоты и рассчитаны значения диэлектрической проницаемости данного образца [3]. На рис. 3 показана зависимость рассчитанного значения диэлектрической проницаемости от числа полуволн в образце: $\varepsilon_1(q_1)$ четных колебаний и $\varepsilon_2(q_2)$ нечетных колебаний.

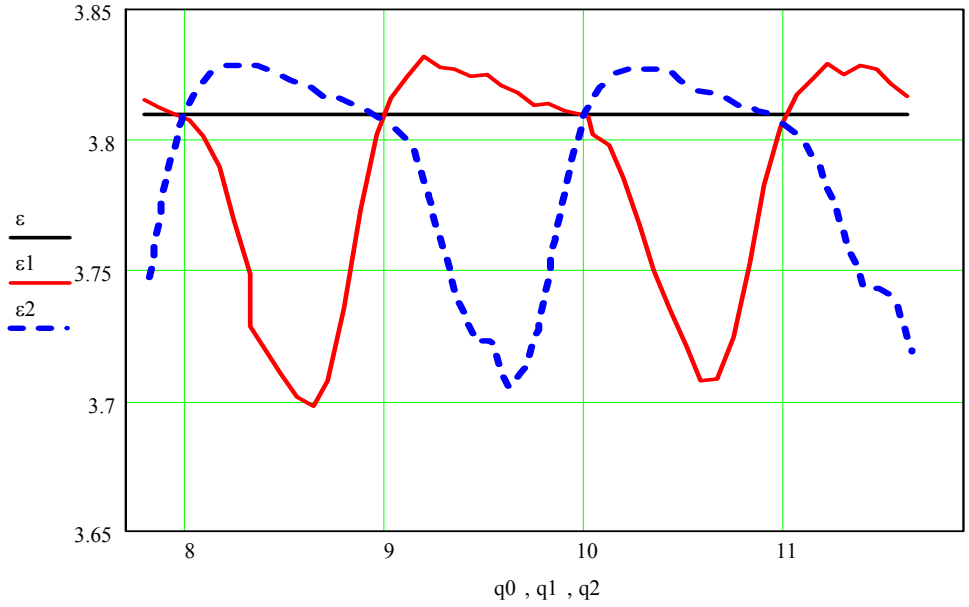


Рис. 3. Зависимость рассчитанного значения диэлектрической проницаемости от числа полуволн в образце: $\varepsilon_1(q_1)$ четных колебаний (сплошная линия) и $\varepsilon_2(q_2)$ нечетных колебаний (пунктирная линия)

Как видно, эта зависимость периодическая. При целом числе полуволн в образце, (поле на поверхности плоскопараллельного образца либо максимально, либо минимально), значения диэлектрической проницаемости для четных и нечетных колебаний одинаковы: ε = 3,810 на частотах ~122 ГГц ($q_1 = q_2 = 8$), ~138 ГГц ($q_1 = q_2 = 9$), ~152 ГГц ($q_1 = q_2 = 10$), ~169 ГГц ($q_1 = q_2 = 11$). Это значение диэлектрической проницаемости совпадает с значением, полученным в объемном резонаторе.

По результатам измерений данного образца сделан вывод, что условием точного определения диэлектрических параметров в открытом двухзеркальном резонаторе в диапазоне частот 117–178 ГГц является целое число полуволн в образце.

Исходя из этого, проведены измерения диэлектрических параметров двух дисковых образцов кварцевого стекла марки КИ толщиной 5,173 мм, диаметром 50 мм и марки КВ толщиной 4,880 мм, диаметром 50 мм.

Условия при проведении измерений: температура окружающего воздуха (22±2) °С; атмосферное давление (730±4) мм рт. ст., относительная влажность воздуха (19±2) %.

Размеры резонатора определены по скорректированным резонансным частотам пустого резонатора [2]. В резонаторе с образцом, как и в пустом, резонансные частоты смещены из-за влияния фторопластовой пленки. Поэтому частоты для расчета диэлектрических параметров образцов тоже скорректированы с коэффициентом поправки $(1 + a \cdot \mathrm{tg}\alpha) = 1.000055$. Расчет диэлектрических параметров с учетом граничных условий в открытом двухзеркальном резонаторе представлен в [3].

Результаты измерений резонансных частот и добротностей при целом числе полуволн в образце и результаты расчета диэлектрических параметров образцов из кварцевого стекла КВ и КИ представлены в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Кварцевое стекло КВ 4,880 мм				
	f, ГГц	Q	$\mathrm{tg}\delta \cdot 10^4$	ε
Четные колебания	125.766256	25973	3.7	3.809
	141.192190	62309	4.1	3.803
	156.671525	21991	4.5	3.809
	173.276399	44320	4.9	3.806
Нечетные колебания	126.349898	41190	4.7	3.801
	141.794896	22803	4.2	3.807
	157.234622	46590	3.3	3.804
	173.857001	22741	4.2	3.802

Таблица 3

Кварцевое стекло КИ 5,173 мм				
	f, ГГц	Q	$\mathrm{tg}\delta \cdot 10^4$	ε
Четные колебания	133.928201	53687	6.1	3.808
	148.182141	26805	3.1	3.806
	163.593499	54568	7.1	3.807
	177.849693	22050	4.2	3.806
Нечетные колебания	134.497181	30724	3.2	3.803
	148.760774	55744	3.5	3.808
	163.016355	23771	3.8	3.806
	178.427083	46505	4.1	3.805

Заключение

Проведенные исследования показали влияние диэлектрической пленки на измеряемые резонансные частоты в открытом двухзеркальном резонаторе в диапазоне частот 117–

178 ГГц. Аппроксимация экспериментальных резонансных частот позволяет исключить это влияние. В дальнейшем предполагается для построения более подробной зависимости резонансных частот от толщины пленки и более точной аппроксимации использовать больше пленок разной толщины. Для кварцевого стекла в данном диапазоне частот получена периодическая зависимость рассчитанных диэлектрических параметров от числа полуволн в образце. При целом числе полуволн в образце, эти значения одинаковы для четных и нечетных колебаний и совпадают с результатами, полученными в объемном резонаторе. Результаты определения диэлектрических параметров кварцевого стекла КИ и КВ показывают, что диэлектрическая проницаемость не зависит от частоты в исследуемом диапазоне частот 117–178 ГГц.

Список литературы

1. Cullen, A. L. and P. K. Yu. The accurate measurement of permittivity by means of an open resonator // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1971.– Vol. 325. – P. 493–509.

2. Егоров, В.Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ / В.Н. Егоров // ПТЭ. – 2007. – № 2. – С. 25–28.

3. Нонг Куок Куанг. Измерение свойств диэлектриков в открытом резонаторе на частотах от 95 до 176 ГГц / Нонг Куок Куанг // Вестник ИрГТУ. – 2013. – № 3. – С. 95–99.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОНТУРНЫХ АНТЕНН В СОСТАВЕ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА МЕТОДОМ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ

А. В. Мухин, С. К. Доманов, И. В. Конышев

ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева (ОАО «ИСС» им. М. Ф. Решетнева)
662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
E-mail: pilot_06@inbox.ru

Изложено обоснование возможности измерения РТХ контурных антенн в составе КА с учетом их габаритов и условий компоновки на КА методом ближнего поля на сверхширокополосном автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе (СШП АИВК, «радиотехнический сканер»), экспериментально измерены уровни сигнала на приемной антенне для различных расстояний от измерительной антенны-зонда до измеряемой антенны.

Для проведения успешного измерения РТХ антенн на СШП АИВК и получения достоверных результатов необходимо, помимо прочего множества факторов, иметь определенные параметры измеряемого сигнала. В частности, колебания и амплитуда полезной части измеряемого сигнала являются решающими факторами для возможности и успешного проведения испытаний антенно-фидерных устройств (АФУ).

Основной проблемой при измерении подобных антенн является возможный недостаток амплитуды полезного сигнала из-за существенного расстояния в пространстве между предающей и приемной частью. Большое расстояние, которое требуется пройти в пространстве импульсным сигналам от излучающего зонда «сканера» до приемной части антенны обусловлено, прежде всего, габаритами антенн и особенностями монтажа измерительного стенда с учетом конструкции самого КА.

Из практического опыта известно, что измерение антенны времяимпульсным методом в ближнем поле имеет смысл лишь в том случае, если сигнал, прошедший через пространство и тракты до приемного устройства будет иметь достаточную и стабильную амплитуду и стабильную фазу. Кроме негативного влияния большого расстояния, которое вынужден преодолевать сигнал, существенное влияние оказывает конструкция КА, а также возможное взаимовлияние самих антенн. Поэтому данные факторы тоже необходимо учитывать.

Была поставлена задача экспериментально определить возможность проведения измерений антенн с учетом их габаритов и условий компоновки антенн на КА, измерить уровень сигнала на приемной антенне.

В виду отсутствия реальной конструкции изделия и корпуса КА в эксперименте в качестве испытуемой антенны использована аналогичная по конструкции и габаритам контурная антенна, были имитированы условия удаленности антенны от измерительного зонда. Испытания проводились в безэховой камере (БЭК) при различных расстояниях от апертуры зонда до нижней кромки рефлектора. Всего было проведено три измерения радиотехнических характеристик антенны в ближней зоне времяимпульсным методом на расстояниях: Sn1 = 2360 мм; Sn2 = 3360 мм; Sn3 = 4120 мм. Измерения проводились на СШП АИВК.

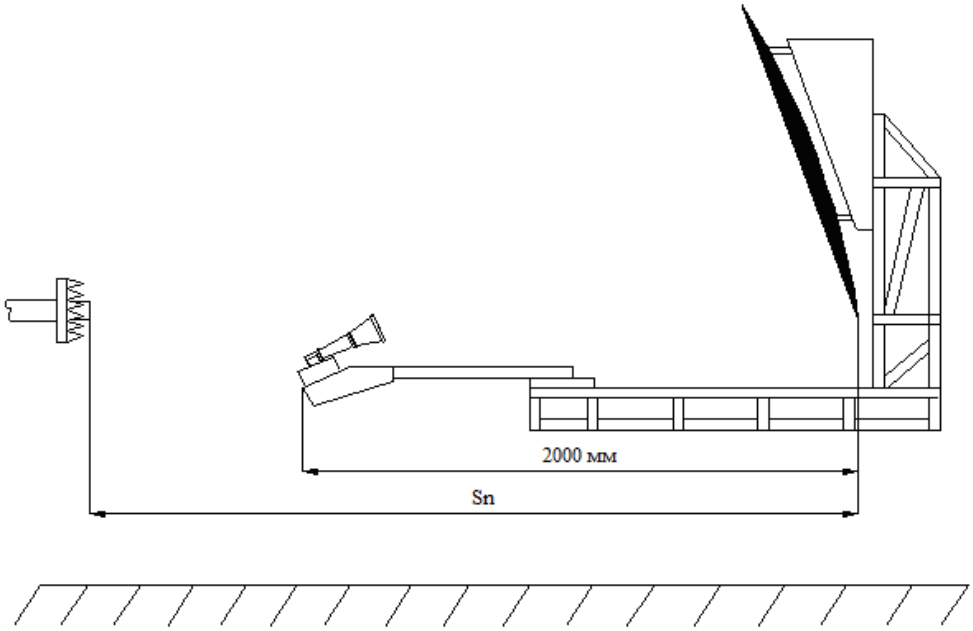


Рис. 1. Положение антенны при измерениях относительно излучающего зонда

1) Результаты измерения антенны при Sn = 2360 мм (рис. 2 и 3).
2) Результаты измерения антенны при Sn = 3360 мм (рис. 4 и 5).
3) Результаты измерения антенны при Sn = 4120 мм (рис. 6 и 7).

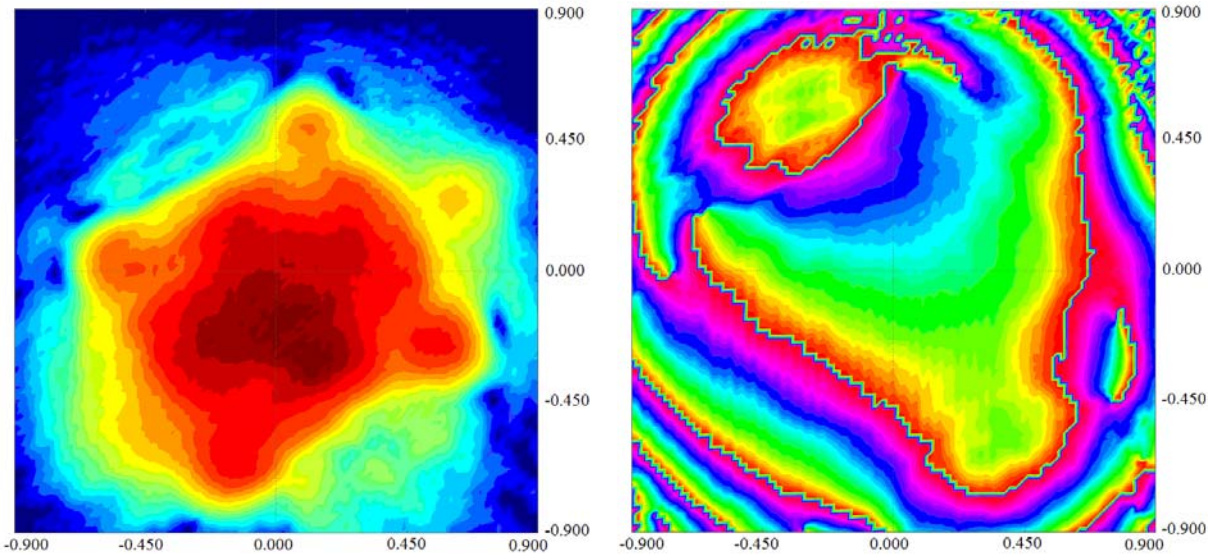


Рис. 2. Амплитудное и фазовое распределения поля в раскрыве исследуемой антенны при Sn = 2360 мм

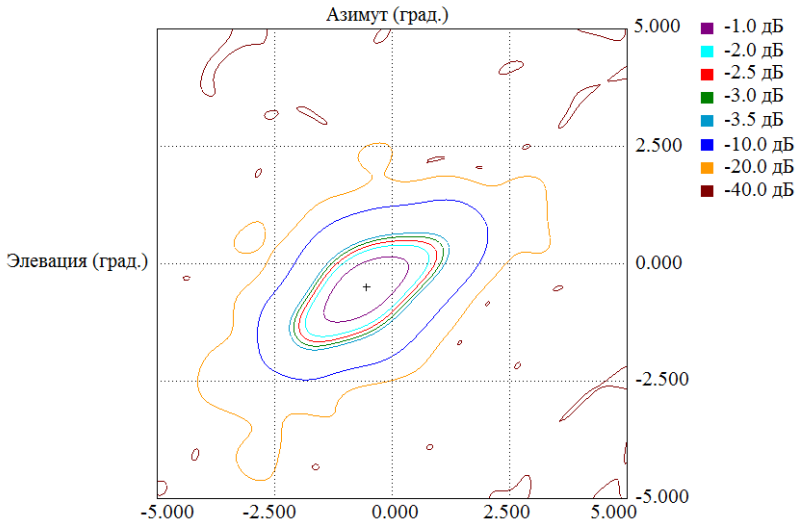


Рис. 3. Объемная диаграмма направленности (ДН) исследуемой антенны
в картографических координатах для сектора углов ±5°, при Sn = 2360 мм

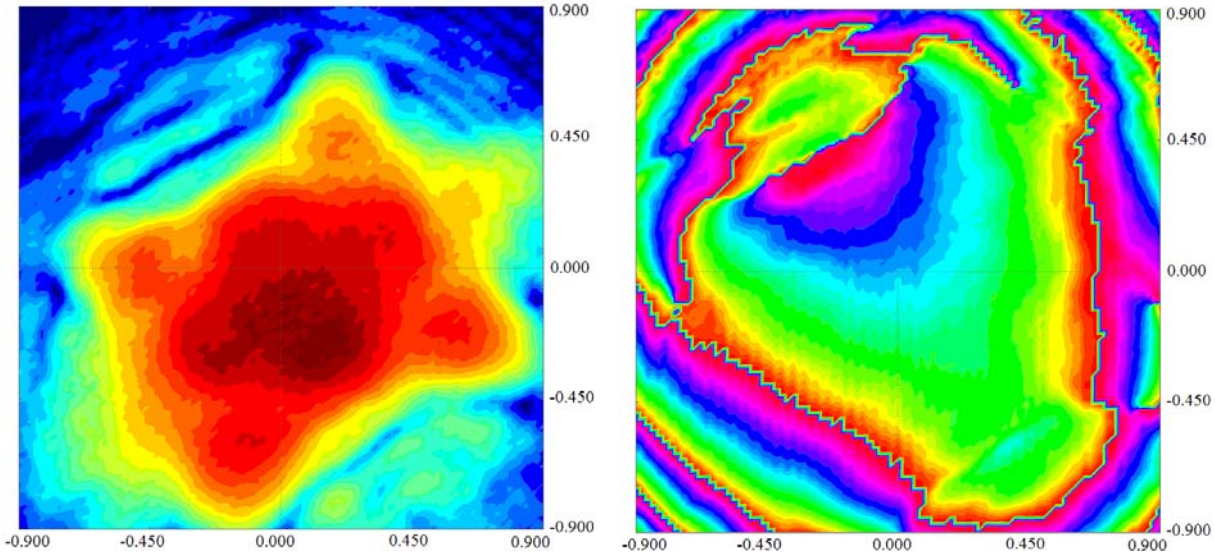


Рис. 4. Амплитудное и фазовое распределения поля в раскрыве исследуемой антенны при Sn = 3360 мм

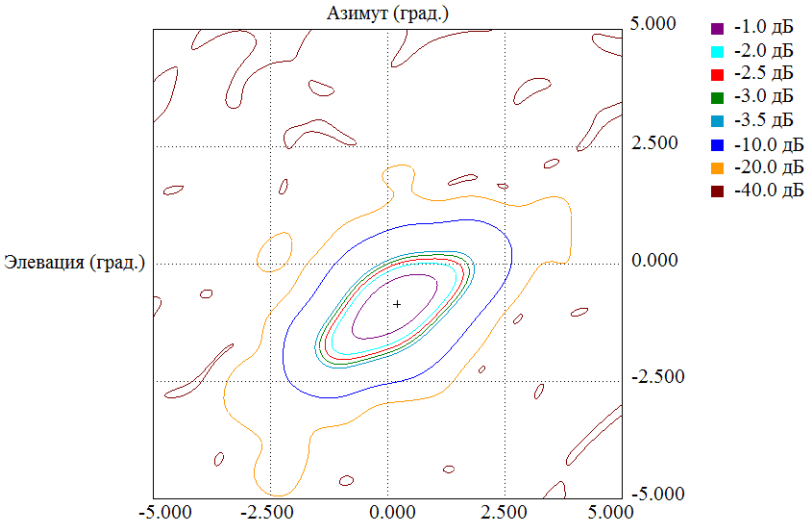


Рис. 5. Объемная ДН исследуемой антенны в картографических координатах для сектора углов ±5°,
при Sn = 3360 мм

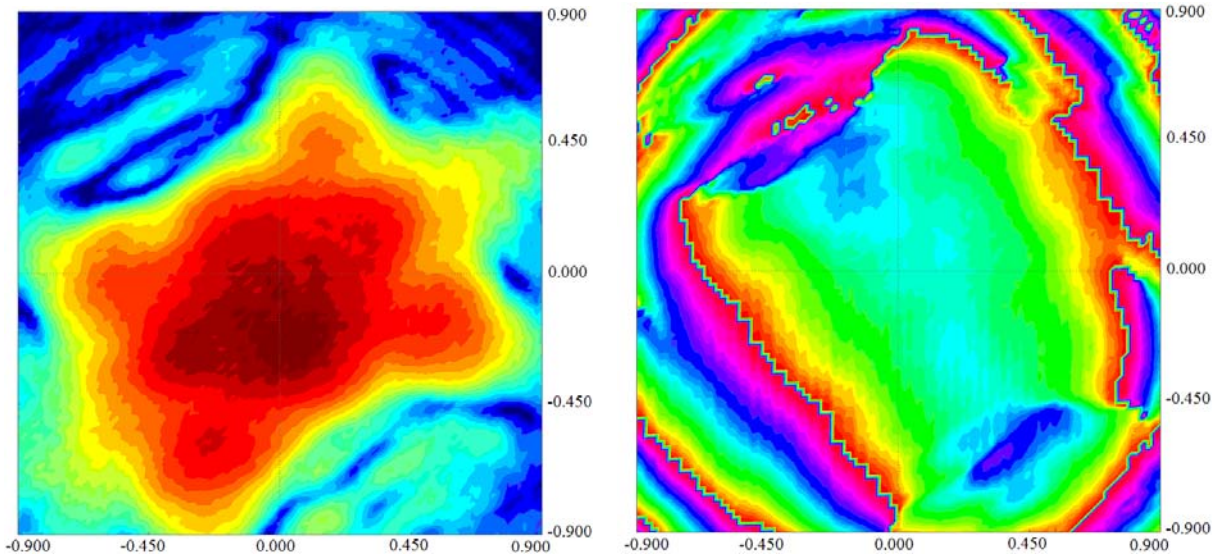


Рис. 6. Амплитудное и фазовое распределения поля в раскрыве исследуемой антенны при Sn = 4120 мм

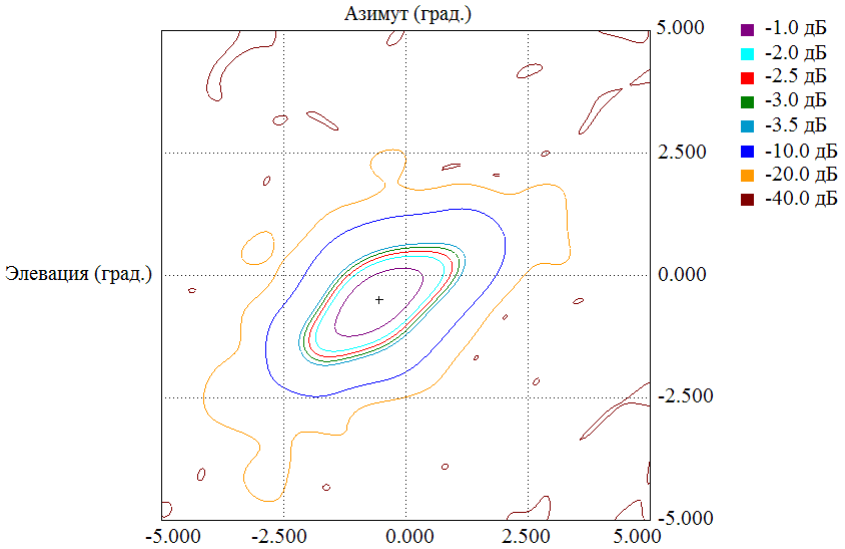


Рис. 7. Объемная ДН исследуемой антенны в картографических координатах для сектора углов ±5°, при Sn = 4120 мм

Анализ представленного экспериментального материала показывает, что картографические проекции ДН, формируемые антенной, близки к расчетным и соответствуют требуемой зоне обслуживания антенны. Существует некоторая неравномерность в фазовом распределении поля в раскрыве антенны – это объясняется недостаточной точностью при выставке элементов антенны и при юстировке антенны относительно плоскости сканирования. Амплитуда и характер измеряемого сигнала с измерительной антенны является приемлемыми для проведения измерений.

Таблица 1

Значения амплитуды сигнала исследуемой антенны

Расстояние Sn, мм	Амплитуда сигнала, мВ
2360	± 180
3360	± 145
4120	± 140

Для наибольшего расстояния Sn = 4120 мм амплитуда измеряемого сигнала составила ±140 мВ, сигнал при этом довольно стабилен. Предполагаемые опасения о недостаточной амплитуде измеряемого сигнала из-за значительного удаления антенны от апертуры излучающего зонда сканера не подтвердились. Снижение амплитуды сигнала для антенн в реальной конструкции КА будет пропорционально отношению частот и диаметров рефлекторов исследуемых антенн, таким образом, амплитуда сигнала для антенн в реальном КА составит не менее 66 мВ. Такой амплитуды сигнала достаточно для измерения отдельно устанавливаемых (без корпуса КА) антенн, опыт показывает, что минимальная амплитуда измеряемого сигнала должна составлять ±40÷45 мВ для возможности проведения измерений. Следует учитывать, что значение амплитуды сигнала ±66 мВ является критическим значением, т.к. возможно негативное влияние конструкции самого КА на характер измеряемого сигнала.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА НАВЕДЕННЫХ НА ПЛЕЧАХ ТРЕХПЛЕЧЕВОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА ТОКОВ

М. В. Уколов, Н. И. Герасимов (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а

Рассмотрены перспективные антенные системы беспилотных летательных аппаратов, особенности рассеяния плоской электромагнитной волны и минимизации мощности рассеянного поля трёхплечевым электрическим вибратором, в плечи которого включены сосредоточенные нагрузки. Приведена методика расчета распределения токов в плечах вибратора, а также приведены результаты исследования выбора параметров нагрузок минимизирующих рассеянную антенной мощность.

Беспилотный летательный аппарат (БПЛА или БЛА) – в общем случае это летательный аппарат без экипажа на борту. Понятие летательный аппарат включает в себя большое число типов, у каждого из которых есть свой беспилотный аналог. В прессе, когда речь идет о резком всплеске интереса к беспилотникам под определение БПЛА попадает более узкое понятие. А именно: летательный аппарат без экипажа на борту, использующий аэродинамический принцип создания подъемной силы с помощью фиксированного или вращающегося крыла (БПЛА самолетного и вертолетного типа), оснащенный двигателем и имеющий полезную нагрузку и продолжительность полета, достаточные для выполнения специальных задач.

Положительный опыт применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) послужил мощным толчком к развитию данной отрасли авиации. В последние годы создание ДПЛА стало одной из наиболее быстро развивающихся отраслей авиационно-космической промышленности во многих странах мира. Сорок одна страна, в той или иной степени, ведет сейчас разработки подобных машин. В значительной степени это вызвано успешным использованием их в ряде проведенных в последние десятилетия, боевых операций. Несмотря на продолжающиеся сокращения средств на оборону в странах НАТО, программы по модернизации и разработке новых ДПЛА, по оценке западных экспертов, становятся приоритетными, и их финансирование не сокращается, а непрерывно растет. Основные заказчики беспилотных ЛА в странах НАТО в настоящее время при выработке тактико-технических требований к ним опираются на опыт боевого использования штатных ДПЛА.

В будущих войнах и конфликтах XXI века, по оценкам подавляющего большинства западных экспертов, США и страны НАТО будут делать ставку на применение сравнительно дешевых ДПЛА. Слишком уж большой становится цена возможных потерь пилотируемых самолетов и летного состава. Стоимость современного самолета в настоящее

время достигает 50–60 млн. долл. Да и на подготовку высококлассного летчика надо потратить еще 10 млн. долл. В то же время, многие задачи, возлагаемые на пилотируемую авиацию, могут с успехом выполняться боевыми ДПЛА. Основными достоинствами беспилотных аппаратов перед летательными аппаратами являются исключение потерь личного состава в ходе боевых действий, что особенно важно при ведении ограниченных войн и в локальных конфликтах, возможность достижения тех же целей при меньших затратах, более низкие демаскирующие признаки, высокая маневренность и большая живучесть. Отмечались повышенная надежность, уменьшенная масса и стоимость аппарата, благодаря снятию многих конструктивных ограничений, связанных с отсутствием летчика. На порядок и более повышается пребывание ДПЛА в разведываемом районе, при этом имеется возможность обнаружения целей с безопасной дальности и высоты пролета над ними.

Беспилотной авиации отводится важная роль в дальнейшем совершенствовании системы вооружения современной армии и других министерств и ведомств. Уникальные свойства беспилотных комплексов позволяют решать широкий круг задач в интересах различных организаций, особенно в условиях, когда применение других средств по критерию «стоимость – эффективность» нецелесообразно.

Перспективы применения беспилотной авиации определяются также физиологическими возможностями летчика, которые на современном уровне развития пилотируемой авиации достигли своего предела. Большие объемы информации и воздействие больших перегрузок ставят пилота в экстремальные условия, когда в кратчайшие сроки необходимо проанализировать ситуацию и принять правильное решение. Отсутствие на борту беспилотного аппарата летчика и систем жизнеобеспечения делает этот аппарат предпочтительнее в использовании при решении многих задач.

В настоящее время основные усилия по созданию беспилотных комплексов нового поколения и модернизации существующих сосредоточены на следующих направлениях:

- создании унифицированных комплексов, сопрягаемыми с автоматизированными системами управления войсками;
- разработка базовых комплексов с перспективой наращивания их возможностей, в том числе применением сменной целевой нагрузки (разведки, целеуказания, радиоэлектронной борьбы, ретрансляции связи, уменьшение радиолокационной заметности);
- модернизация базовых комплексов (совершенствование полезных нагрузок, увеличение дальности и продолжительности полета, повышение точностных характеристик, развитие программного обеспечения);
- продление сроков службы и снижение стоимости эксплуатации комплексов.

Помимо решения задач в интересах Министерства обороны актуален вопрос применения беспилотных комплексов другими министерствами и ведомствами. Беспилотная авиация может найти широкое применение для решения их специальных задач, когда использование пилотируемой авиации невозможно или экономически невыгодно: осмотр труднодоступных участков границы, наблюдение за различными участками суши и водной поверхности, определение последствий стихийных бедствий и катастроф, выявление очагов лесных пожаров, выполнение поисковых и других работ.

При использовании современных фазированных антенных решетках (ФАР) может быть выбран излучатель в виде трехплечевого электрического вибратора. Такая конструкция позволяет получить как заданную, так и круговую диаграмму направленности антенн. В связи с этим расчет параметров таких антенн являются актуальными.

При падении плоской электромагнитной волны, напряженность которой во фронте определяется выражением

$$E^{in} = i_\theta E_\theta + i_\varphi E_\varphi . \qquad (1)$$

В плечах вибратора наводятся электрические токи, имеющие для тонкого вибратора в каждом плече только одну соответствующую компоненту:

$$I(r) = i_x I_x(x)\delta(y)\delta(z) + i_y I_y(y)\delta(x)\delta(z) + i_z I_z(z)\delta(x)\delta(y), \qquad (2)$$

где r - радиус-вектор точки с координатами (x, y, z); $I_\xi(\xi)$ - закон распределения тока вдоль ξ -плеча $(\xi = x, y, z)$; $\delta(\xi)$ - дельта-функция Дирака.

Для тонкого электрического вибратора распределение токов вдоль плеч может быть определено в виде суперпозиции симметричных и несимметричных относительно центра вибратора порядка m

$$I_\xi(\xi) = \sum_{m=0}^{\infty}\left[A_m^\xi Ic_m(\xi) + B_m^\xi Is_m(\xi)\right], \quad (\xi = x, y, z), \qquad (4)$$

где A_m^ξ и B_m^ξ - неизвестные коэффициенты разложения.

Для нахождения данных коэффициентов наложим граничные условия [1]

$$E_\xi^{in}(r) + E_\xi^{sc}(r) = \begin{cases} 0, & \text{на поверхности вибратора;} \\ E_\xi^0(\xi), & \text{в зазоре вибратора,} \end{cases} \qquad (5)$$

где $E_x^{in}(r) = (-E_\theta \cos\theta_0 \cos\varphi_0 - E_\varphi \sin\varphi_0)\exp(ikpr)$; $E_y^{in}(r) = (-E_\theta \cos\theta_0 \sin\varphi_0 - E_\varphi \cos\varphi_0)\exp(ikpr)$; $E_z^{in}(r) = (E_\theta \sin\theta_0)\exp(ikpr)$.

Полученное выражение является системой интегральных уравнений относительно токов в плечах вибраторов. Решая данную систему методом Бубновая–Галёркина [2], получаем систему $6M$ алгебраических уравнений с $6M$ неизвестными (M - число учитываемых гармоник каждого типа) в виде:

$$[T]|J\rangle = |U\rangle. \qquad (6)$$

Матрица $[T]$ и векторы-столбцы $|J\rangle, |U\rangle$ имеют структуру:

$$[T] = \begin{bmatrix} [C_{xx}] & [0] & [0] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [G_{xx}] & [0] & [P_{xy}] & [0] & [P_{xz}] \\ [0] & [0] & [C_{yy}] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [P_{yx}] & [0] & [G_{yy}] & [0] & [P_{yz}] \\ [0] & [0] & [0] & [0] & [C_{zz}] & [0] \\ [0] & [P_{zx}] & [0] & [P_{zy}] & [0] & [G_{zz}] \end{bmatrix}, \; |J\rangle = \begin{bmatrix} [A_x\rangle] \\ [B_x\rangle] \\ [A_y\rangle] \\ [B_y\rangle] \\ [A_z\rangle] \\ [B_z\rangle] \end{bmatrix}, \; |U\rangle = \begin{bmatrix} [fc_x\rangle] \\ [fs_x\rangle] \\ [fc_y\rangle] \\ [fs_y\rangle] \\ [fc_z\rangle] \\ [fs_z\rangle] \end{bmatrix}.$$

Вектор-столбец $|J\rangle$ содержит искомые коэффициенты разложения. В матрице $[T]$ блоки $[0]$ соответствуют нулевым блочным элементам, блоки $[C]$, $[G]$, $[P]$ имеют размерность $M \times M$ и определяют взаимную связь между гармониками во всех трёх плечах. Элементы этих матриц подробно описаны в [3].

Приведенный математический аппарат позволяет рассчитывать наведенные на плечах трехплечевого электрического вибратора токи при облучении плоской электромагнитной волной, учитывать параметры подключенных в разрыв плеч нагрузок, которые снижают рассеянную антенной мощность.

С использованием полученных соотношений были проведены исследования по выбору оптимальных нагрузок, обеспечивающих минимум мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого (излучаемого) сигнала. При проведении исследований рассматривался крестообразный электрический вибратор с длиной плеча $\ell / \lambda = 0.75$, в плечи которого включались нагрузки различных номиналов. Вибратор возбуждался плоской электромагнитной волной, приходящей в плоскости xOz, под углом $\theta_0 = 30°$.

На рис. 1–4 показана зависимость рассеянной мощности от величины сосредоточенной нагрузки. Во всех случаях пара нагрузок включалась в x-плечо на расстоянии 0.25λ от центра излучателя. При проведении исследований анализировалось поведение функции $\Lambda = P_{пот} / P_{рас}$ в зависимости от величины включенной нагрузки W.

Полученные зависимости показывают, что достижение максимального значения $\Lambda = P_{пот} / P_{рас}$ происходит при включении емкостной нагрузки большой величины в плечи вибратора (рис. 2). При этом соответствующие значения нагрузки совпадают с получаемыми на основе соотношения (12).

При включении индуктивных нагрузок (рис. 1) и емкостно-индуктивных (рис. 3) и индуктивно-емкостных (рис. 4) отношение уровня принимаемого антенной сигнала к мощности рассеянного сигнала значительно меньше.

Таким образом в докладе исследованы особенности рассеяния плоской электромагнитной волны трехплечевым вибратором и определены условия минимизации мощности рассеяния при сохранении уровня принимаемого сигнала.

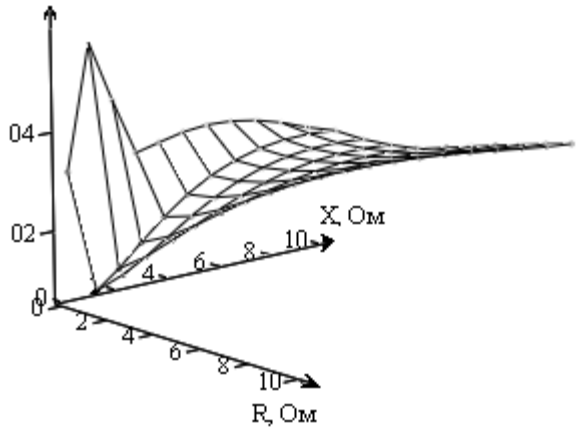


Рис. 1

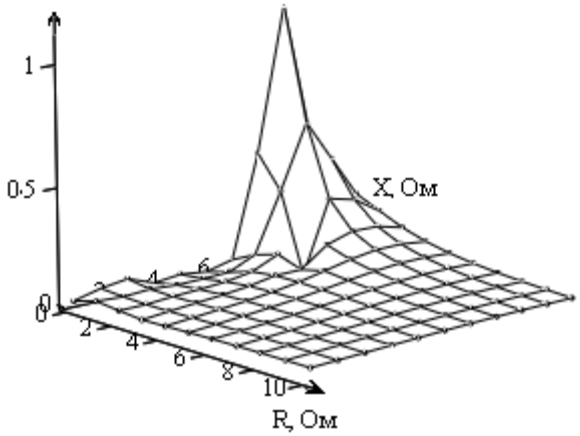


Рис. 2

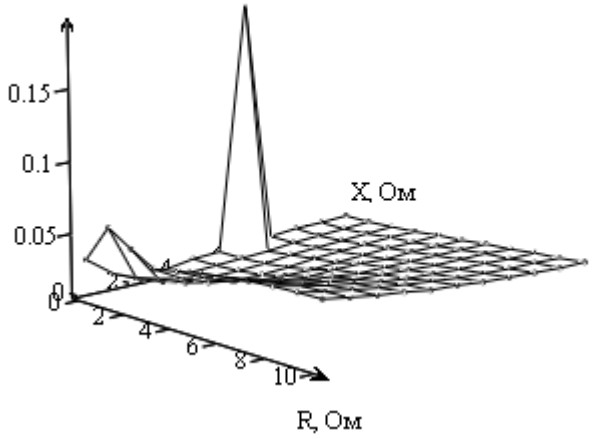


Рис. 3

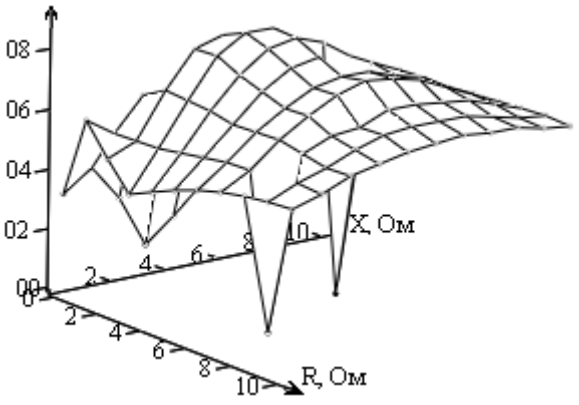


Рис. 4

Список литературы

1. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.

2. Коротковолновые антенны / под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

3. Особенности рассеяния электромагнитных волн крестообразным электрическим вибратором / Габриэльян Д.Д. и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – № 5. – Т. 10. – С. 14–16.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДИКИ ДЕЭМБЕДДИНГА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТАНКА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 20 ГГц

И. М. Добуш

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: igadobush@gmail.com

Представлены результаты моделирования и экспериментального исследования методики исключения (деэмбеддинга) из результатов измерения параметров рассеяния влияния универсального измерительного станка (УИС) в диапазоне частот до 20 ГГц. Методика деэмбеддинга основана на представлении УИС в виде эквивалентной схемы (ЭС), параметры которой находятся с применением процедуры оптимизации в САПР СВЧ устройств. В качестве испытуемого устройства используется верификационный стандарт Битти.

Зачастую на практике измерения параметров рассеяния (*S*-параметров) СВЧ компонентов и устройств необходимо проводить с нестандартным присоединением. При таких измерениях используют различные виды контактных приспособлений (КП). КП предназначены для подключения испытуемого устройства (ИУ), которое не может быть непосредственно подключено к измерительному порту прибора.

Типовым примером КП являются измерительные станки (ИС), которые в свою очередь подразделяются на две группы: специализированные (СИС) и универсальные (УИС). Благодаря своей конструкции УИС, в отличие от СИС, позволяет проводить измерения различных по размерам СВЧ компонентов, при этом значительно сокращая время, требуемое на подключение ИУ к измерительному прибору.

В случае измерения *S*-параметров с использованием ИС референсные плоскости ИУ не совпадают с плоскостями калибровки векторного анализатора цепей (ВАЦ), см. рис. 1. В связи с этим возникает задача исключения влияния (деэмбеддинга) параметров ИС, то есть сдвига отсчетных плоскостей.

В [1–6] рассматриваются следующие методы исключения влияния ИС на характеристики СВЧ компонентов: 1) калибровка ВАЦ в плоскости ИУ (требуется наличие аттестованных микрополосковых или копланарных калибровочных мер); 2) деэмбеддинг (метод не требует наличия планарных калибровочных мер, однако, необходимо иметь параметры рассеяния ИС).

Целью настоящей работы является исследование возможности использования простой методики деэмбеддинга *S*-параметров коммерческого УИС (модель Anritsu 3680V) в диапазоне частот 0,1–20 ГГц.

Методика деэмбеддинга основана на представлении тестируемой структуры в виде каскадного соединения четырехполюсников (рис. 2).

Тестируемую структуру (рис. 2, *а*) удобно представить, используя *T*-параметры входящих в неё четырехполюсников (рис. 2, *б*):

$$[T_{ИЗМ}] = [T_A] \cdot [T_{ИУ}] \cdot [T_B], \quad (1)$$

где $[T_{ИЗМ}]$, $[T_A]$, $[T_B]$, $[T_{ИУ}]$ – T-матрицы тестируемой структуры, левой и правой частей ИС, ИУ, соответственно.

Для вычисления параметров ИУ формула (1) принимает вид:

$$[T_{ИУ}] = [T_A]^{-1} \cdot [T_{ИЗМ}] \cdot [T_B]^{-1}. \quad (2)$$

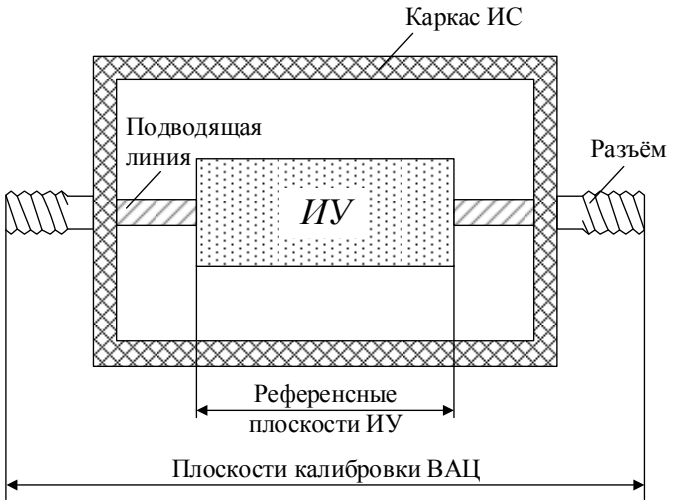


Рис. 1. Измерительный станок

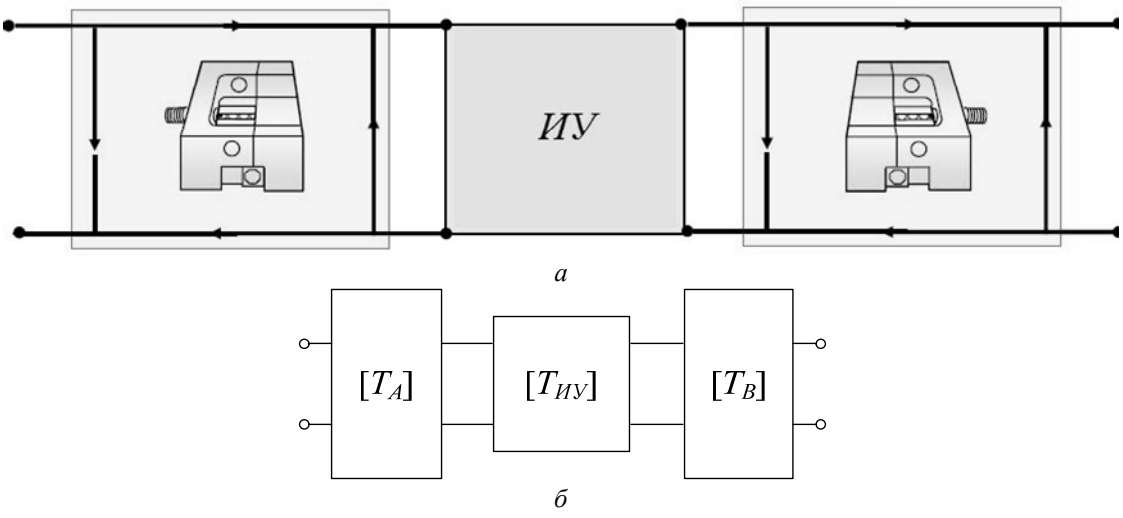


Рис. 2. Тестируемая структура: каскадное включение частей измерительного станка и испытуемого устройства

Таким образом, процедура деэмбеддинга включает в себя следующие этапы [6]:

1. Поиск S- или T-параметров левой ($[T_A]$) и правой ($[T_B]$) частей ИС;
2. Калибровка ВАЦ в коаксиальном тракте. Измерение S-параметров тестируемой структуры (рис. 2, *а*);
3. Перевод S-параметров тестируемой структуры в T-параметры, согласно (3);
4. Расчет T-параметров ИУ по формуле (2);
5. Перевод T-параметров ИУ в S-параметры, см. выражение (4).

Связь *S*- и *T*-параметров описывается следующими выражениями:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{S_{12}\cdot S_{21} - S_{11}\cdot S_{22}}{S_{21}} & \dfrac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\dfrac{S_{22}}{S_{21}} & \dfrac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_{12}}{T_{22}} & \dfrac{T_{11}\cdot T_{22} - T_{12}\cdot T_{21}}{T_{22}} \\ \dfrac{1}{T_{22}} & -\dfrac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Основной трудностью представленной методики деэмбеддинга является определение *S*-параметров левой и правой частей ИС. Стоит отметить, что из-за различных типов конструкций ИС, его точная математическая модель в литературе не приводится. Однако существует несколько методов, которые могут использоваться для построения приближенной модели, в том числе основанные на линейном и электромагнитном (ЭМ) анализе.

Наибольшим интересом с точки зрения практического применения обладает метод, основанный на представлении ИС в виде эквивалентной схемы (ЭС). Как правило, экстракция параметров ЭС ИС проводится с применением процедуры оптимизации. Суть метода заключается в минимизации отклонений *S*-параметров модели тестируемой структуры (рис. 3), которая представляет собой каскадное включение частей ИС в виде ЭС и ИУ с заведомо известными параметрами рассеяния, от экспериментальных значений на выбранных фиксированных частотах при варьировании значений элементов ЭС ИС.

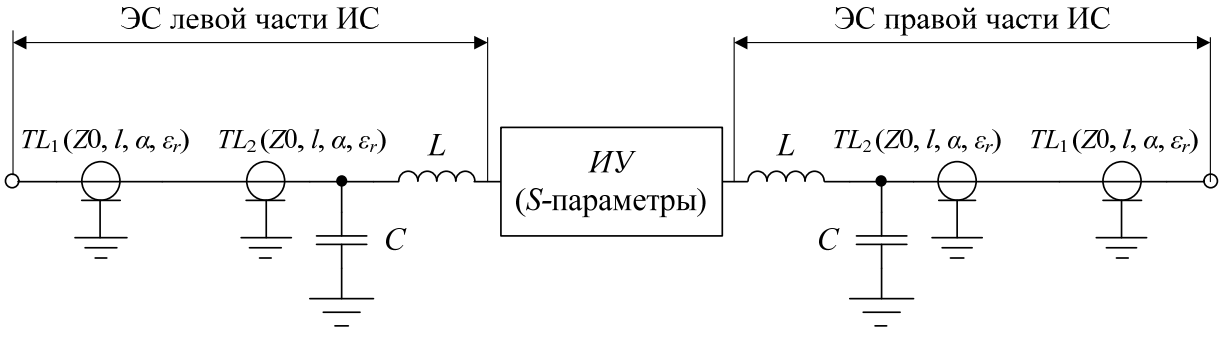
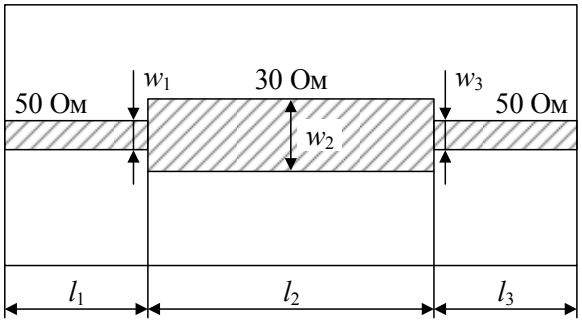


Рис. 3. Используемая в работе эквивалентная схема каскадного включения частей универсального измерительного станка и испытуемого устройства

В качестве ИУ используется микрополосковый стандарт Битти, применяемый для верификации калибровки ВАЦ [7]. Его конструкция (рис. 4) представляет собой три отрезка микрополосковой линии, размещенных на керамической подложке, при этом крайние отрезки имеют волновое сопротивление 50 Ом, центральный – 30 Ом. Стоит отметить, что в качестве ИУ может применяться произвольное устройство, *S*- или *T*-параметры которого известны или легко могут быть рассчитаны. В данной работе с использованием программы ЭМ моделирования были получены *S*-параметры стандарта Битти (рис. 4) в диапазоне частот 0,1 – 20 ГГц, см. рис. 6.

Результаты моделирования и экспериментального исследования. На рис. 5 приведены измеренные *S*-параметры тестируемой структуры (рис. 2). Они взяты в качестве ис-

ходных данных с целью определения элементов ЭС УИС с применением процедуры оптимизации в САПР СВЧ устройств AWR Microwave Office (MWO).



$l_1 = l_3 = 4$ мм
$w_1 = w_3 = 0{,}24$ мм
$l_2 = 10$ мм
$w_2 = 0{,}61$ мм
$H = 0{,}25$ мм
$\varepsilon_r = 9{,}9$
$tan\ \delta = 0{,}0005$
$t = 5$ мкм

Рис. 4. Микрополосковый стандарт Битти

Далее в MWO была построена ЭС (рис. 3) тестируемой структуры, при этом в качестве ИУ загружены *S*-параметры стандарта Битти, ранее рассчитанные с помощью ЭМ моделирования. Изменяя величины элементов ЭС УИС необходимо обеспечить наилучшее совпадение исходных (измеренных) и вычисляемых по модели *S*-параметров в требуемом диапазоне частот. Задача решена с помощью оптимизационной процедуры, используя встроенный оптимизатор в системе MWO. В качестве целевой функции используется среднеквадратичная ошибка (СКО), характеризующая расхождение между измеренными и смоделированными *S*-параметрами тестируемой структуры в частотном диапазоне до 20 ГГц. Частотные зависимости параметров рассеяния тестируемой структуры после оптимизации показаны на рис. 5. Из графиков следует, что достигнута хорошая точность приближения к исходным *S*-параметрам. Найденные значения элементов ЭС УИС приведены в табл. 1, как видно, все элементы ЭС положительны и имеют физический смысл.

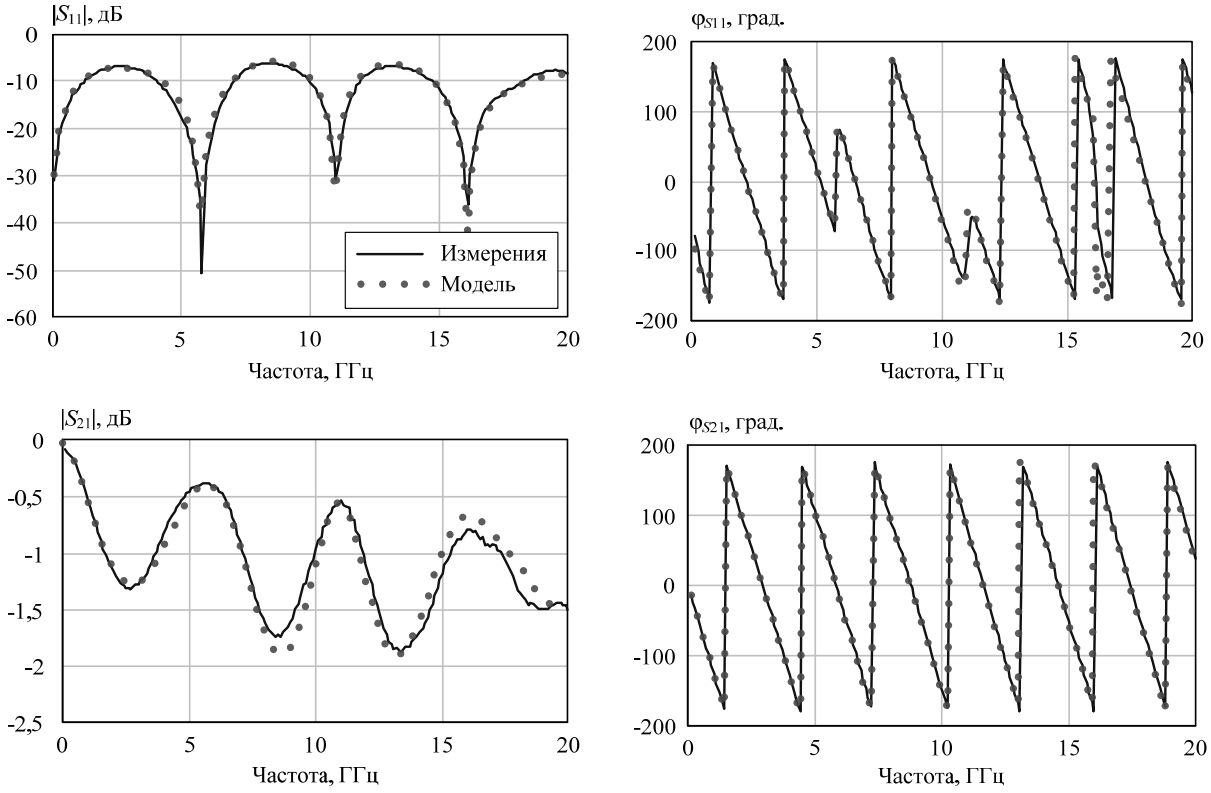


Рис. 5. Частотные зависимости *S*-параметров испытуемого устройства в измерительном станке (эксперимент и моделирование)

Таблица 1

Значения элементов ЭС универсального измерительного станка

$Z0_{TL1}$, Ом	$Z0_{TL2}$, Ом	l_{TL1}, мм	l_{TL2}, мм	α_{TL1}, дБ/м	α_{TL2}, дБ/м	ε_r	C, пФ	L, пГн
49,8	48,8	22	5,6	6,5	12	1	0,0273	0,0282

С использованием найденных значений элементов ЭС (табл. 1) в САПР MWO могут быть вычислены T-параметры для левой ($[T_A]$) и правой ($[T_B]$) частей УИС. Для расчета параметров ИУ, в соответствии с описанной выше процедурой деэмбеддинга, в формулу (2) подставляются экспериментальные T-параметры тестируемой структуры ($[T_{ИЗМ}]$) и частей УИС ($[T_A]$, $[T_B]$). На рис. 6 приведены характеристики ИУ, полученные в результате применения процедуры деэмбеддинга. Из графиков видно, что S-параметры стандарта Битти, рассчитанные с использованием программы ЭМ моделирования и методики деэмбеддинга по экспериментальным данным, имеют хорошее совпадение в диапазоне частот до 20 ГГц, значение суммарного относительного СКО не превышает 7%. Это подтверждает корректность найденных значений элементов для выбранной ЭС УИС.

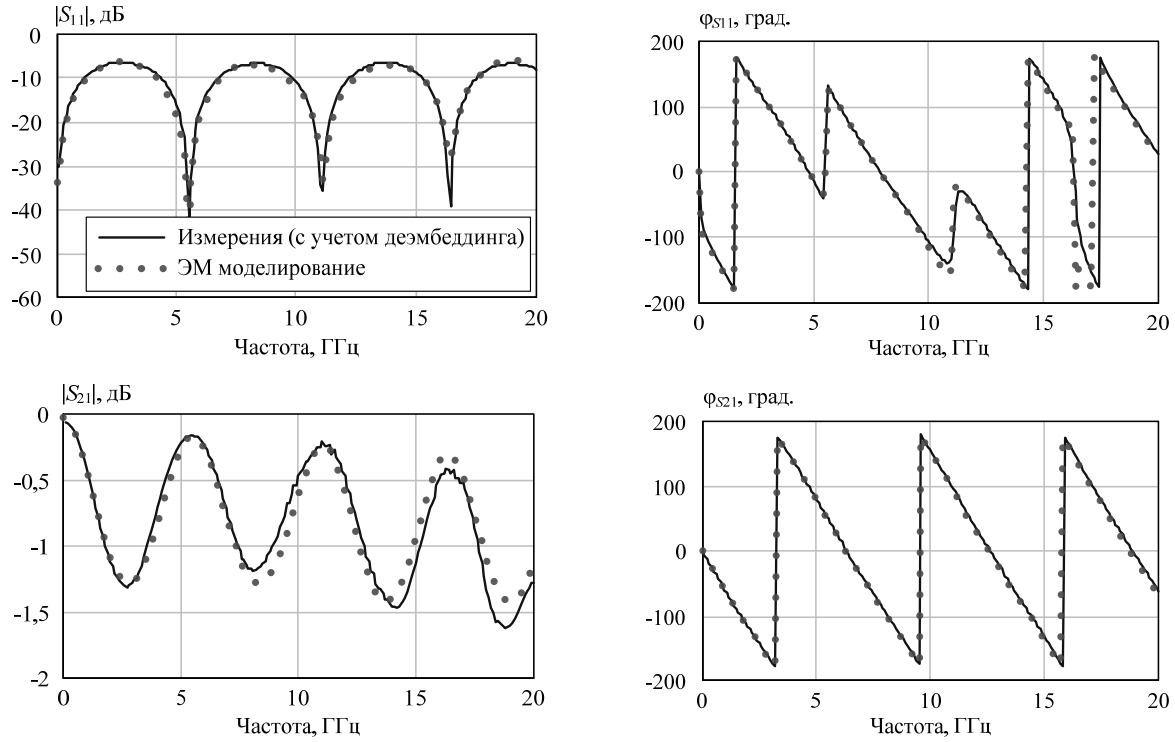


Рис. 6. Частотные зависимости S-параметров стандарта Битти
(ЭМ моделирование и измерения с учетом деэмбеддинга)

Таким образом, по результатам исследований можно сделать вывод, что описанная методика деэмбеддинга позволяет с приемлемой точностью исключить из результатов измерений S-параметров влияние универсального измерительного станка (Anritsu 3680V) в диапазоне частот 0,1 – 20 ГГц.

Работа выполнялась в рамках договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G25.31.0042.

Список литературы

1. Wartenberg, S.A. RF Measurements of Die and Packages / S.A. Wartenberg // London-Boston: Artech House, 2002. – 244 p.

2. Collier, R.J. Microwave Measurements, 3rd Edition / R.J. Collier, A.D. Skinner // The Institution of Engineering and Technology. – 2007. – 504 p.

3. Robertson I. RF and Microwave Test Equipment [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.prof-robertson.com/index_files/measurements.pdf, свободный (дата обращения: 25.05.2013).

4. Measurement techniques for monolithic microwave integrated circuits / S. Lucyszyn, C. Stewart, I.D. Robertson, A.H. Aghvami // Electronics and Communication Engineering Journal. – 1994. – Vol. 6. – № 2. – P. 69–76.

5. Scott, A.W. RF Measurements for Cellular Phones and Wireless Data Systems / A.W. Scott, R. Frobenius // Wiley-IEEE Press. – 2008. – 528 p.

6. Agilent Technologies. Application Note 1364-1. De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf, свободный (дата обращения: 25.05.2013).

7. Савин, А.А. Расчет коэффициента отражения верификационного стандарта Битти с помощью частотно-временной модели / А.А. Савин // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26). – Ч. 2. – С. 46–50.

УВЕЛИЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ РАСКРЫВА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С УЧЕТОМ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

К. А. Лайко, Ю. О. Филимонова

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: jul7788@mail.ru

Определена оптимальная форма диаграммы множителя антенной решетки исходя из теоремы перемножения и критерия оптимальности – максимума коэффициента использования поверхности раскрыва при заданном уровне боковых лепестков и диаграммы направленности излучателя. Предложен способ повышения коэффициента использования поверхности раскрыва путем коррекции исходного оптимального амплитудного распределения для множителя антенной решетки с учетом направленной характеристики излучателя, а также рассмотрен вариант программного синтеза оптимальных амплитудных распределений.

К современным антенным решеткам (АР) предъявляют много противоречивых требований в частности увеличение коэффициента направленного действия (КНД) при заданных габаритных размерах. Особенно этот вопрос актуален для космических систем связи, где на счету каждый килограмм массы. Одним из путей повышения КНД является увеличение коэффициента использования поверхности раскрыва (КИПР) [1].

Известно, что максимальным КИПР для заданного уровня боковых лепестков (УБЛ) обладают диаграммы направленности (ДН) с Дольф-Чебышевскими амплитудными распределениями, т.е. главный луч ДН имеет наименьшую ширину при заданном УБЛ [2–5]. БЛ имеют равномерную огибающую во всем секторе пространства. Следовательно, критерий оптимальности ДН АР можно считать равенство БЛ ДН АР.

Однако Дольф-Чебышевские амплитудные распределения получены для множителя АР $f_{множ.АР}(\theta)$, т.е. для АР, состоящей из изотропных (всенаправленных) излучателей $f_{изл}(\theta)=1$.

Исходя из известной в антенной технике теоремы перемножения [6], ДН АР $f_{АР}(\theta)$ находится как:

$$f_{АР}(\theta)=f_{множ.АР}(\theta)f_{изл}(\theta). \qquad (1)$$

Так как все излучатели обладают свойством направленности, т.е. $f_{изл}(\theta) \neq 1$, то результирующая ДН АР оказывается далека от оптимальной по рассмотренному критерию (рис. 1, *а*, *б*), так как она не обладает равномерной огибающей БЛ, БЛ имеют спад. Следовательно, для получения максимального КИПР, равными БЛ должна обладать ДН АР, а не множителя АР. В предложенном примере в качестве $f_{изл}(\theta)$ рассмотрена ДН классического полуволнового вибратора над экраном в плоскости вектора напряженности электрического поля **E** .

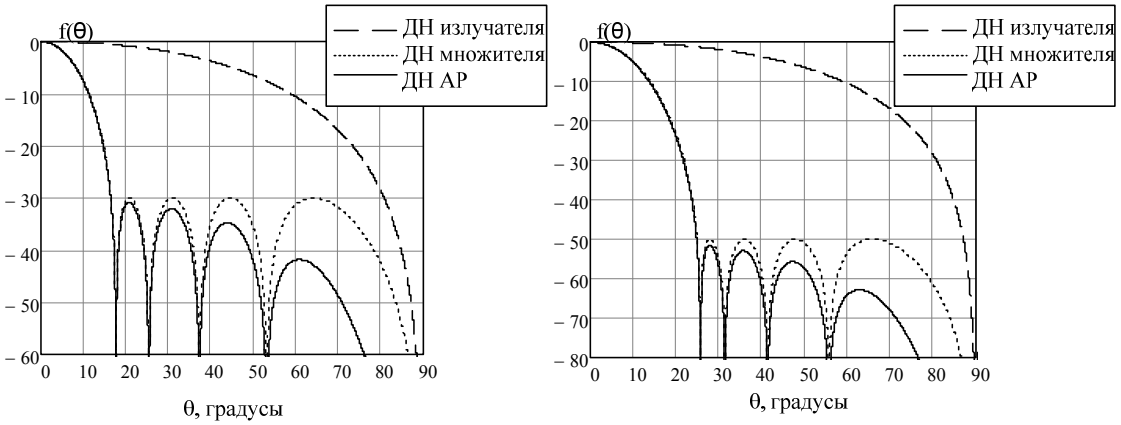


Рис. 1. ДН с Дольф – Чебышевским амплитудным распределением: *а* – УБЛ $\xi = -30$ дБ; *б* – УБЛ $\xi = -50$ дБ

Исходя из теоремы перемножения (1) и критерия оптимальности ДН, оптимальная форма ДН множителя АР находится как отношение оптимальной формы ДН АР с равным УБЛ к ДН излучателя:

$$f_{множ.АР}(\theta) = \frac{f_{АР}(\theta)}{f_{изл}(\theta)} \tag{2}$$

Отсюда следует, что ДН множителя АР должна обладать нарастающим УБЛ по закону обратно пропорциональному ДН излучателя. Данная форма ДН множителя АР позволяет получить одинаковый УБЛ АР во всем секторе пространства, и, следовательно, минимальную ширину главного лепестка ДН для заданного УБЛ при фиксированных габаритных размерах апертуры излучающей системы, и, как следствие, максимум КИПР.

Получить нарастающий УБЛ можно используя, к примеру, известные амплитудные распределения типа «косинус в квадрате с пьедесталом»:

$$A_n = \cos^2\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_i)\right] + \Delta, \tag{3}$$

где Δ – значение пьедестала; $k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; d – шаг антенной решетки; θ_i – параметр амплитудного распределения; n – текущий номер излучателя.

Рассмотрим амплитудное распределение (3) для АР, состоящей из $2N = 10$ излучателей с шагом между ними $d = 0.5\lambda$. Для данной структуры АР нарастание БЛ происходит при $\Delta = 0.1$. Тогда коэффициенты амплитудного распределения равны: $A_1 = 1$, $A_2 = 0.827$, $A_3 = 0.549$, $A_4 = 0.274$, $A_5 = 0.11$. УБЛ $\xi = -44.2$ дБ. КИПР $\nu = 0.735$. Для Дольф – Чебышеских распределений того же УБЛ КИПР $\nu_{ДЧ} = 0.731$. Выигрыш по КИПР составляет порядка 0.5%. Результирующая ДН представлена на рис. 2.

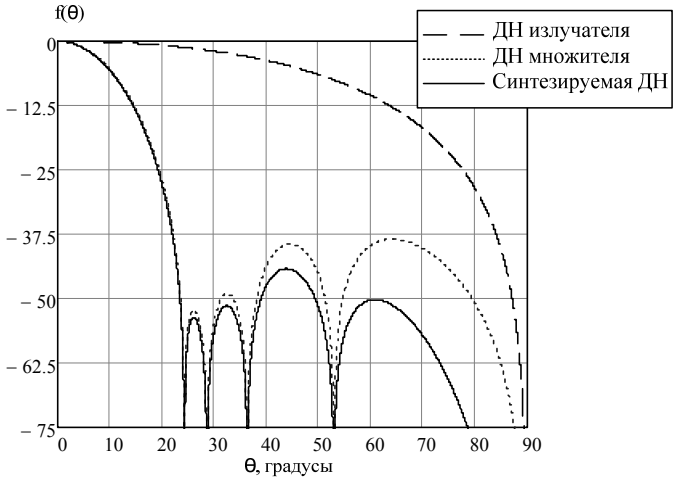


Рис. 2. Синтезированная ДН

Полученная ДН АР обладает неравномерной огибающей БЛ, т.е. не является оптимальной, т.к. закон нарастания БЛ множителя АР не обратно пропорционален закону спада ДН излучателя. Отметим, что полученное амплитудное распределение обладает КИПР большим, чем у Дольф-Чебышева для заданного УБЛ.

Одним из способов получения оптимальной формы ДН АР с учетом направленных свойств излучателя является ввод в исходное амплитудное распределение (3) коррекции, которая осуществляется при помощи корректирующих амплитудных функций. К примеру, амплитудная корректирующая функция j – го рода имеет вид:

$$A_n^j = \sum_{l=1}^{j} a_{jl} \cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_{jl})\right],$$

где a_{jl}, θ_{jl} – параметры корректирующей функции j-го рода амплитудные и пространственные соответственно.

Каждая из корректирующих функций обладает своей ДН, которая улучшает характеристики исходной ДН и выравнивает БЛ до максимально возможного уровня. Номер рода корректирующей функции определяет необходимое количество параметров, которые обеспечат заданную точность приближения к оптимальной форме ДН. Алгоритм с корректирующей ДН первого рода представлен на рис. 3. Корректирующей ДН поднимаем первый БЛ и уменьшаем третий БЛ.

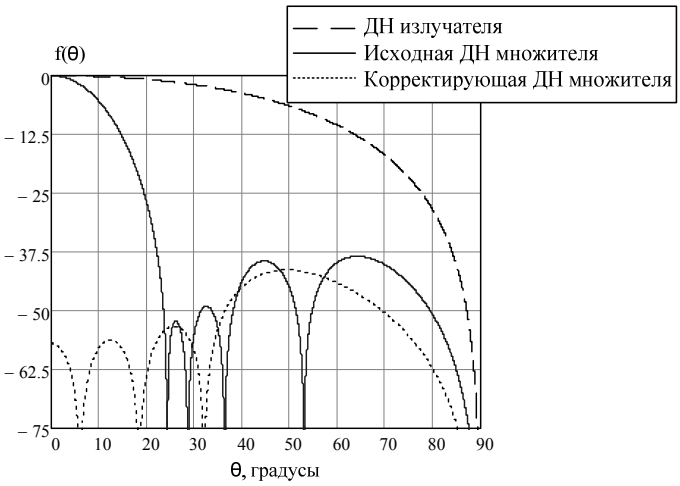
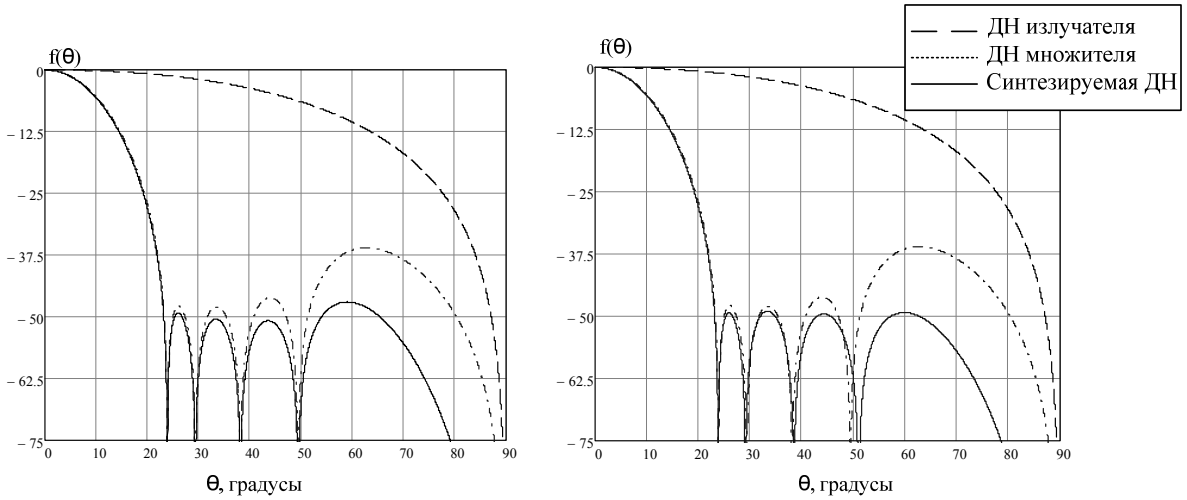


Рис. 3. Коррекция ДН

На рис. 4, *а*, *б* представлены результирующие ДН АР с коррекциями первого и второго рода.



а *б*

Рис. 4. Синтезированная ДН: *а* – с коррекцией первого рода; *б* – с коррекцией второго рода

1) Корректирующая амплитудная функция первого рода:

$$A_n^1 = a_{11}\cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_{11})\right],$$

где θ_{11} – сектор пространства, в котором нужно провести коррекцию; a_1 – корректирующий коэффициент, подбором которого добиваются наилучшего приближения БЛ к заданному уровню (рис. 4, *а*). В данном случае $\theta_{11} = 49°$, $a_1 = 0.009$, УБЛ $\xi = -47$ дБ. Коэффициенты синтезированного амплитудного распределения с учетом коррекции: $A_1 = 1$, $A_2 = 0.817$, $A_3 = 0.555$, $A_4 = 0.27$, $A_5 = 0.107$. КИПР $\nu = 0.734$; для Дольф – Чебышеских распределений того же УБЛ КИПР $\nu_{ДЧ} = 0.712$. Сравнительный анализ характеристик полученной ДН с характеристиками ДН с Дольф-Чебышевским амплитудным распределением показал, что выигрыш по КИПР составляет порядка 3.1 %.

2) Корректирующая амплитудная функция второго рода (рис. 4, *б*):

$$A_n^2 = a_{21}\cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_{21})\right] + a_{22}\cos\left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_{22})\right],$$

где $\theta_{21} = 47°$, $\theta_{22} = 51°$, $a_{21} = 0.008$, $a_{22} = -0.002$. УБЛ $\xi = -49$ дБ. Коэффициенты синтезированного амплитудного распределения с учетом коррекции: $A_1 = 1$, $A_2 = 0.82$, $A_3 = 0.553$, $A_4 = 0.274$, $A_5 = 0.105$. КИПР $\nu = 0.734$; для Дольф – Чебышеских распределений того же УБЛ КИПР $\nu_{ДЧ} = 0.704$. Выигрыш составляет порядка 4.3 %.

С помощью коррекции можно добиться одинакового УБЛ ДН с учетом направленных свойств излучателя во всем секторе пространства, т.е. получить ДН близкую к оптимальной.

Второй способ получения нарастающего УБЛ множителя АР по закону обратно пропорциональному ДН излучателя – программный синтез амплитудных коэффициентов. Для сравнения проведен расчет множителя АР с Дольф – Чебышевским амплитудным распределением (рис. 1, *а*), считающегося оптимальным с математической точки зрения по

заданному критерию [2–5], и синтез амплитудного распределения с оптимальной формой ДН множителя АР решетки и заданной ДН излучателя (полуволновый вибратор над экраном в плоскости **E**) (рис. 4, *а*) для $\xi = -30$ дБ. В обоих случаях рассмотрена одна и та же структура, содержащая 10 излучателей с шагом $d = 0.5\lambda$. Результаты сведены в табл. 1.

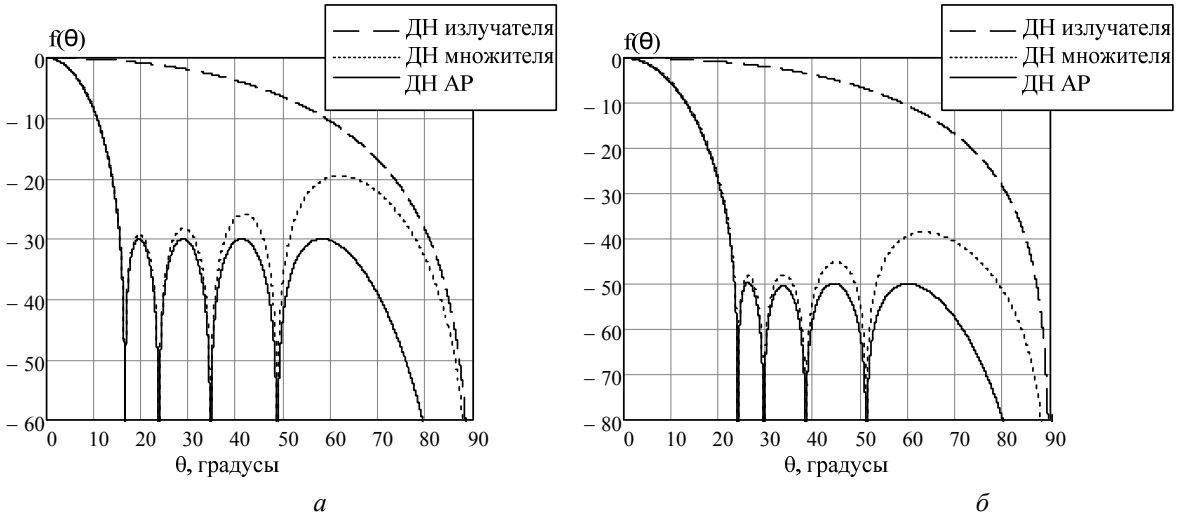


Рис. 4. ДН с синтезированным амплитудным распределением: *а* – УБЛ $\xi = -30$ дБ; *б* – УБЛ $\xi = -50$ дБ

Таблица 1

Параметры амплитудных распределений для $\xi = -30$ дБ

Амплитудные распределения	Коэффициенты амплитудного распределения					$\theta_{0.5}$, град	ν
	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5		
Синтезированные	1	0.847	0.75	0.384	0.391	12.224	0.881
Дольф – Чебышевские	1	0.878	0.669	0.43	0.258	13.02	0.847

Сравнительный анализ показал, что выигрыш по КИПР в сравнении с ДН АР синтезированной с Дольф-Чебышевским амплитудным распределением составляет 4 %; выигрыш по ширине луча по уровню половинной мощности составляет 6.5 %.

Для УБЛ $\xi = -50$ дБ рис. 1, *б*, рис. 4, *б* той же структуры АР данные представлены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры амплитудных распределений для $\xi = -50$ дБ

Амплитудные распределения	Коэффициенты амплитудного распределения					$\theta_{0.5}$, град	ν
	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5		
Синтезированные	1	0.819	0.548	0.269	0.101	14.78	0.73
Дольф – Чебышевские	1	0.805	0.511	0.239	0.07	15.68	0.699

Выигрыш по КИПР в сравнении с ДН АР синтезированной с Дольф – Чебышевским амплитудным распределением составляет 4.4 %; выигрыш по ширине луча по уровню половинной мощности составляет 6.1 %.

Рассмотренные способы позволяют увеличить КИПР АР по сравнению с КИПР АР с известными, считающимися оптимальными, Дольф – Чебышевскими амплитудными распределениями в среднем на 4 %, если в качестве излучателя использовался классический вибратор над экраном. Для остронаправленных антенн, к примеру, для директорных и диэлектрических, выигрыш по КИПР до 10 %.

Список литературы

1. Лайко, К.А. Амплитудный синтез диаграмм направленности антенных решеток с минимальным уровнем первого лепестка и контролируемым спадом последующих / К.А. Лайко, Филимонова Ю.О. // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 3. – С. 33–37.

2. Айзенберг, Г.З. Антенны УКВ / Г.З. Айзенберг. – М.: Связь, 1977. – Ч. 2. – 288 с.

3. Воскресенский, Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.

4. Бененсон, Л.С. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования / Л.С. Бененсон, В.А. Журавлев и др. – М.: Сов. радио, 1966. – 368 с.

5. Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 3–20 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛЕЙ МОНОЛИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

А. А. Калентьев, И. М. Добуш, Д. С. Гарайс, А. Е. Горяинов,
Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: Alexey.Kalentyev@gmail.com, igadobush@gmail.com

Представлены результаты проектирования сверхширокополосного монолитного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона частот 3–20 ГГц на основе 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии. Процесс проектирования МШУ базируется на подходе к структурно-параметрическому синтезу СВЧ транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА), позволяющем использовать модели пассивных монолитных элементов непосредственно в процессе синтеза. Подход реализован в программе Geneamp.

Введение. Решение задачи проектирования монолитных СВЧ транзисторных усилителей (ТУ) требует значительных затрат времени и высокой квалификации разработчиков. Для преодоления указанных трудностей в работах [1, 2] был предложен и исследован подход к автоматическому синтезу принципиальных схем СВЧ ТУ на основе генетического алгоритма (ГА). Подход был реализован в программе структурно-параметрического синтеза СВЧ ТУ Geneamp [2] и показал хорошую эффективность.

Стоит отметить, что алгоритм и программа в [1, 2] использовали модели идеальных пассивных элементов (идеальные сопротивления, емкости, индуктивности, линии передачи (ЛП) и др.). Как правило, при замене в синтезированной схеме идеальных элементов моделями соответствующих монолитных элементов (спиральных катушек индуктивности, МДМ-конденсаторов, тонкопленочных резисторов, ЛП с потерями и др.), характеристики монолитной интегральной схемы (МИС) ТУ существенно изменяются и не укладываются в предъявляемые требования. В результате приходится уточнять схему и параметры элементов монолитного ТУ, а в некоторых случаях проводить проектирование заново. В следующей версии программы Geneamp [3] был реализован и подробно описан [4] модифицированный алгоритм, позволяющий осуществить структурно-параметрический синтез монолитного ТУ на основе ГА при непосредственном использовании моделей пассивных монолитных элементов.

В данной работе показана эффективность разработанного подхода на примере проектирования сверхширокополосного монолитного МШУ диапазона 3–20 ГГц, выполняемого на основе 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии. Этот пример был выбран для сравнения эффективности развиваемого в настоящей работе подхода к проектированию СВЧ ТУ на ос-

нове ГА с результатами, полученными с применением процедуры «визуального» проектирования в [5].

Автоматизированный синтез монолитного сверхширокополосного МШУ диапазона 3–20 ГГц. В качестве исходных использовались данные из [5], в том числе: требования к характеристикам МШУ, конструкция и рабочая точка базового транзистора, см. табл. 1.

Таблица 1

Исходные данные из работы [5] для проектирования монолитного МШУ диапазона 3–20 ГГц

Параметр	Значение
Диапазон частот Δf, ГГц	3–20
Коэффициент усиления G, дБ	11±1
Коэффициент шума NF, дБ	≤ 2,5
Модули входного и выходного коэффициентов отражения $\|S_{11}\|$ и $\|S_{22}\|$, дБ	≤ -9,6
Коэффициент устойчивости k	> 1
Ширина затвора pHEMT-транзистора, мкм	4×50
Рабочая точка pHEMT-транзистора, В/мА	2/45
Количество каскадов МШУ	1

Усилитель выполняется по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии в микрополосковом исполнении. Ограничения, заданные на структуру однокаскадного МШУ при синтезе, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Ограничения на структуру МШУ

Типы СЦ и КД	Число элементов	Типы элементов	Специальные требования
СЦ на входе	3	Все возможные *R*, *L*, *C*, *TL*	- разделительные конденсаторы; - подача напряжений питания и смещения на транзистор
СЦ на выходе	3		
Параллельная ОС	4	Все возможные *R*, *L*, *C*, *TL*	- последовательное включение конденсатора
Последовательная ОС	1	*L*, *TL*	–
Последовательный КД на входе	1	*L*, *TL*	–
Последовательный КД на выходе	1	*L*, *TL*	–

Ограничения на величины варьируемых параметров, а также значения статических параметров пассивных элементов МИС приведены в табл. 3.

Таблица 3

Типы и диапазоны варьирования параметров пассивных монолитных элементов

Тип пассивного элемента	Параметр	Тип параметра	Диапазон значений параметра
GaAs резистор	Длина	Варьируемый	10÷110 мкм
	Ширина	Варьируемый	10÷50 мкм
МДМ-конденсатор	Длина	Варьируемый	10÷125 мкм
	Ширина	Варьируемый	10÷125 мкм
Спиральная катушка индуктивность	Радиус внутреннего витка	Варьируемый	35÷40 мкм
	Количество витков	Варьируемый	1,5÷6,5
МПЛ с потерями	Волновое сопротивление	Варьируемый	10÷100 Ом
	Физическая длина	Варьируемый	10÷300 мкм
	Эффективная диэлектрическая проницаемость	Статический	7,5
	Потери	Статический	70 дБ/м
	Частота масштабирования потерь	Статический	20 ГГц

Расчет значений характеристик при синтезе монолитного МШУ проводился в 18 частотных точках, расположенных в интервале частот от 3–20 ГГц. Ограничение на коэффициент устойчивости ($k > 1$) контролировалось в диапазоне частот от 0,1–40 ГГц.

Используемые при синтезе параметры ГА и ЦФ приведены в табл. 4.

Таблица 4

Параметры генетического алгоритма и целевой функции

Число популяций	50
Число особей	10
Оператор селекции	Панмиксия
Оператор кроссовера	2-х точечный
Вероятность мутации	2 %
Тип R-функции	Симметричная *R*-функция
Нормировка ЦФ	Используется

Критерием остановки процесса синтеза являлось время одного запуска программы Geneamp – не более 30 мин. Всего было проведено 10 запусков, параметры однокаскадных МШУ и несколько вариантов принципиальных схем по СВЧ сигналу представлены в табл. 5 и на рис. 1, соответственно.

Таблица 5

Параметры синтезированных однокаскадных МШУ диапазона 3–20 ГГц

Номер запуска	*G*, дБ	*NF*, дБ	$\|S_{11}\|$, дБ	$\|S_{22}\|$, дБ	*k*
1	10,96±1	2,61	-8,27	-10,66	1,16
2	11,19±0,32	2,43	-9,93	-9,43	1,05
3	**11,49±0,16**	**2,36**	**-10,56**	**-11,69**	**1,18**
4	11,09±0,81	2,54	-8,04	-9,50	1,22
5	10,69±0,91	2,68	-7,21	-12,57	1,20
6	12,08±1,22	2,27	-6,91	-10,36	1,09
7	10,44±1,34	2,64	-6,78	-11,02	1,18
8	10,84±0,74	2,36	-7,99	-11,34	1,15
9	10,61±1,31	2,60	-6,71	-5,3	1,01
10	10,36±1,36	3,58	-1,69	-9,99	1,09

Как следует из табл. 5, характеристики синтезированных монолитных МШУ близки к предъявляемым требованиям. Кроме того, из полученных результатов следует, что поставленный комплекс требований (табл. 1) к МШУ может быть обеспечен различными принципиальными схемами (рис. 1). Наилучшие характеристики усилителя соответствуют схемотехническому решению (рис. 1, *а*), полученному при запуске №3 программы Geneamp. Видно, что указанная принципиальная схема усилительного каскада обладает избыточностью – дублирование МДМ-конденсаторов в цепи параллельной ОС, поэтому при экспорте схемы в САПР СВЧ-устройств Microwave Office указанные элементы были объединены.

На рис. 2 изображены смоделированные частотные характеристики синтезированного монолитного МШУ с использованием ГА (запуск № 3, рис. 1, *а*). Стоит отметить, что дополнительная параметрическая оптимизация с целью улучшения характеристики МИС МШУ не проводилась. На этом же графике показаны результаты автоматизированного проектирования с применением «визуальной» процедуры, приведенные в [5].

Заметим, что усилитель, разработанный с применением подхода к синтезу на основе ГА характеризуется меньшей неравномерностью коэффициента усиления (*G*) и обеспечи-

вает лучшее согласование по выходу ($|S_{22}|$) в сравнении с «визуальной» процедурой проектирования. Это объясняется тем, что в схеме МШУ (рис. 1, *а*) используется большее количество элементов, а также тем, что её структура определялась с учетом паразитных параметров монолитных элементов непосредственно в процессе синтеза.

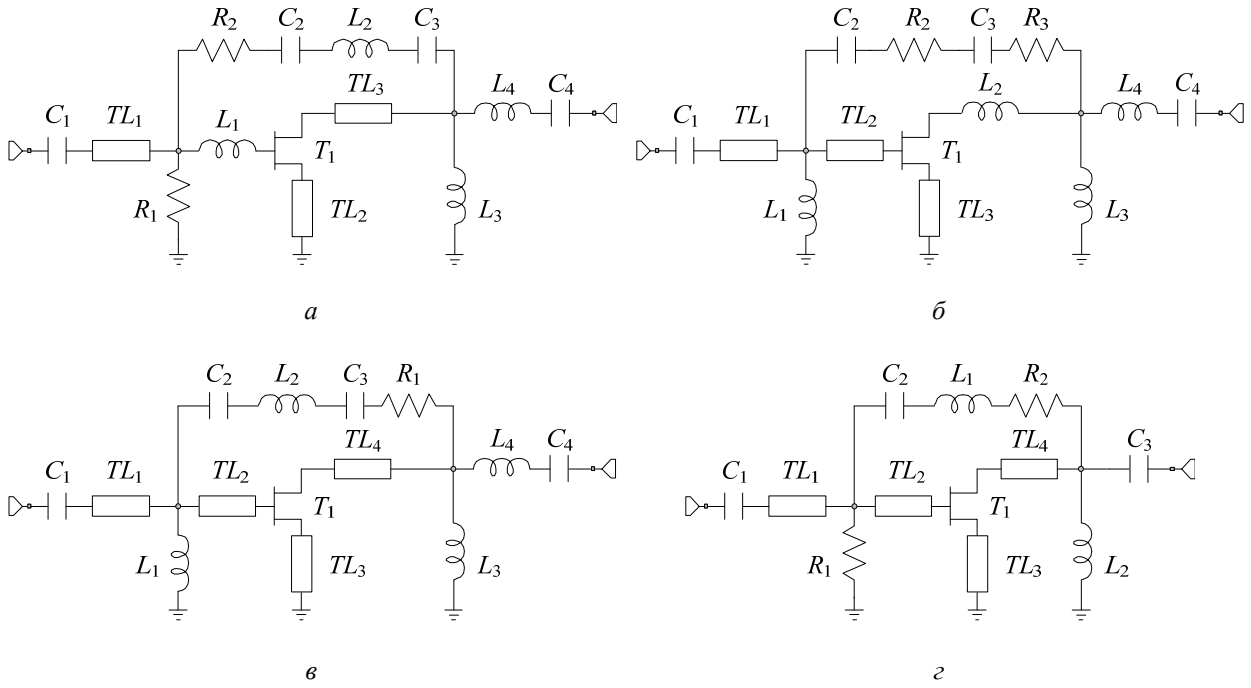


Рис. 1. Варианты принципиальных схем синтезированных однокаскадных МШУ в программе Geneamp: *а* – запуск № 3; *б* – запуск № 1; *в* – запуск № 4; *г* – запуск № 9

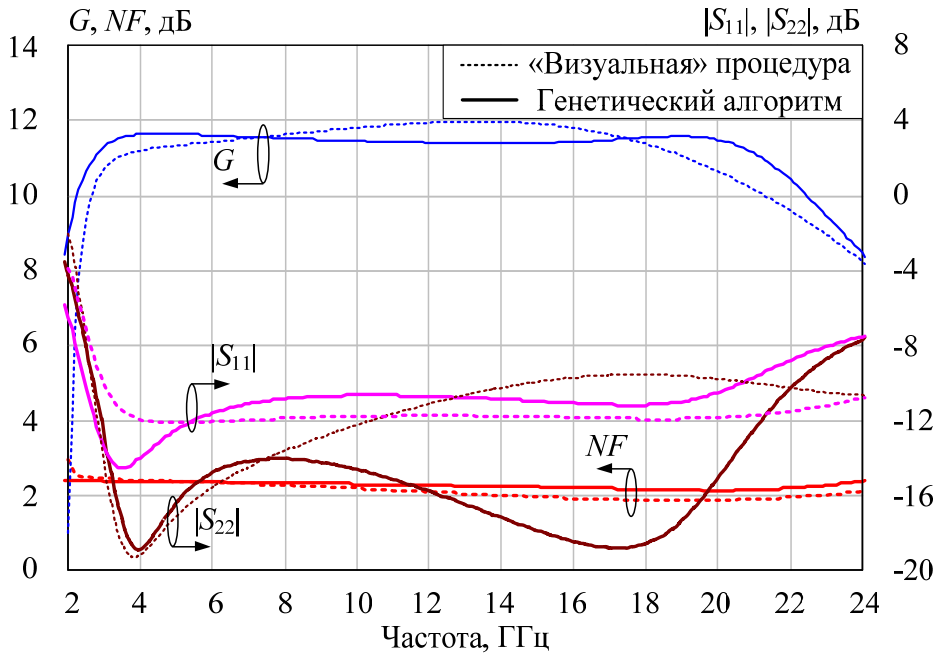


Рис. 2. Частотные характеристики МШУ: результаты автоматизированного проектирования с использованием ГА и «визуальной» процедуры [5]

В табл. 6 сведены требования к основным параметрам МШУ, данные моделирования схем на основе ГА и «визуальной» процедуры [5], а также результаты эксперимента [5].

Таблица 6

Параметры МИС МШУ 3–20 ГГц: требования, моделирование и эксперимент

	G, дБ	NF, дБ	$\|S_{11}\|$, дБ	$\|S_{22}\|$, дБ
Требования	11±1	≤ 2,5	≤ –9,63	≤ –9,63
Моделирование «визуальная» процедура [5]	11,4±0,6	< 2,45	< –10,2	< –9,7
Эксперимент [5]	10,7±0,7	≤ 2,6	< –9,98	< –9,82
Моделирование подход на основе ГА	11,49±0,16	< 2,36	≤ –10,56	≤ –11,69

Заключение. Реализованный в программе Geneamp подход на основе ГА, позволяющий осуществлять структурно-параметрический синтез СВЧ ТУ непосредственно с использованием моделей монолитных элементов, показал свою эффективность на примере проектирования сверхширокополосного однокаскадного МШУ диапазона частот 3-20 ГГц. Также проведено сравнение СВЧ характеристик синтезированного МШУ в Geneamp с решением, полученным «визуальной» процедурой проектирования.

Использование Geneamp позволяет значительно упростить и ускорить процесс проектирования, оставляя разработчику только функции задания требований к характеристикам, структуре и элементам синтезируемого устройства.

Список литературы

1. Babak, L.I. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // The European Microwave Integrated Circuits Conference. – 2012. – PP. 381–384.

2. Кошевой, С.Е. Структурный синтез СВЧ устройств на основе генетического алгоритма в системе автоматизированного проектирования INDESYS / С.Е. Кошевой, С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак // Всеросс. науч.-техн. конф. с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск: СФУ, 2009. – С. 421–424.

3. Структурный синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак, А.А. Коколов, И.М. Добуш // Сб. тр. 22-й междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – Т. 1. – С. 131–132.

4. Калентьев, А.А. Структурно-параметрический синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – С. 104–112.

5. Разработка GaAs-pHEMT-монолитного малошумящего усилителя диапазона 3–20 ГГц с использованием программ «визуального» проектирования / И.М. Добуш, А.А. Самуилов, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов, М.В. Черкашин, Н.А. Торхов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 39–44.

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТОКА В ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ GaAs и GaN HEMT ТРАНЗИСТОРАХ

А. А. Коколов

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: kokolovaa@gmail.com

Предлагается новая методика экстракции нелинейного сопротивления стока R_d для СВЧ полевых транзисторов (ПТ). Описан аналитический способ вычисления сопротивления R_d на основе решения системы уравнений, описывающих внутреннюю часть ПТ. Для отечественного 0.15 мкм GaN HEMT транзистора на подложке SiC получена зависимость сопротивления R_d от напряжений смещения. Учет нелинейности сопротивления стока R_d в малосигнальной модели ПТ позволяет повысить точность моделирования S-параметров, а для нелинейной модели – точность моделирования ВАХ и выходной мощности.

Для проектирования нелинейных СВЧ устройств необходимы точные модели элементов, в частности, СВЧ полевых транзисторов (ПТ). Основой для построения многих типов нелинейных моделей является малосигнальная эквивалентная схема (ЭС) ПТ.

Существует множество методов экстракции параметров ЭС ПТ, например [1, 2]. Практически во всех методах предполагается, что сопротивления стока R_d и истока R_s не зависят от напряжений на контактах транзистора и при экстракции внутренних элементов остаются неизменными. Однако, в [3] показано, что сопротивления стока и истока содержат как линейную часть (контактное сопротивление), так и нелинейную, зависящую от напряжения, приложенного к транзистору (объемное сопротивление канала). Объемное сопротивление канала изменяется при варьировании напряжений питания вследствие эффекта модуляции ширины обедненной области [4]. Использование нелинейного сопротивления стока R_d в малосигнальной модели ПТ позволяет повысить точность моделирования S-параметров, а для нелинейной модели – точность моделирования ВАХ и выходной мощности. К сожалению, существующие методики расчета сопротивлений стока R_d и истока R_s ПТ [3–5] задействуют процедуру оптимизации, что влияет на точность определения физических значений элементов ЭС.

В данной работе предлагается более точная аналитическая методика экстракции сопротивления стока R_d для ПТ. Методика используется для построения моделей для GaAs и GaN HEMT транзисторов.

Процедура экстракции ЭС. На рис. 1 приведена ЭС для HEMT-транзистора, используемая в настоящей работе. В отличие от обычно рассматриваемой ЭС для HEMT-транзистора [1], во внутреннюю часть схемы внесено сопротивление стока R_d. Элементы L_g, R_g, L_s, R_s и L_d – линейны, т.е. не зависят от напряжений V_{ds} и V_{gs}. Значения этих элементов могут быть определены по любой из стандартных методик [1, 2].

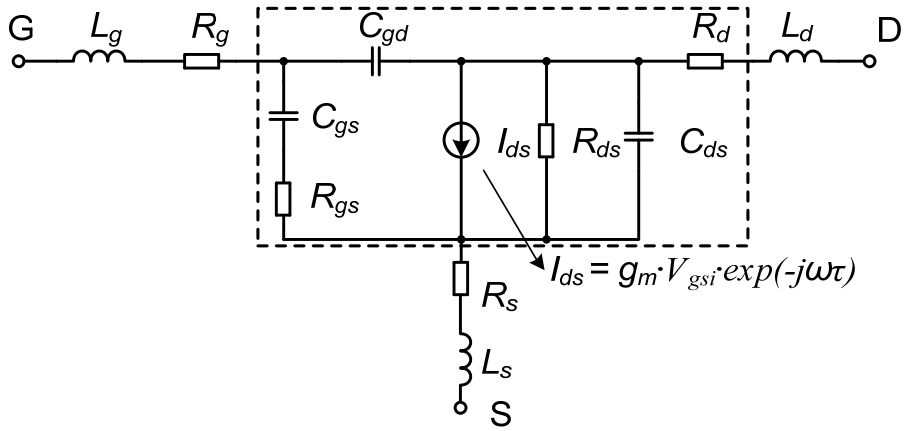


Рис. 1. Малосигнальная ЭС для HEMT-транзистора с учетом нелинейного характера сопротивления R_d

Матрица *Y*-параметров, описывающая внутреннюю часть транзистора, выглядит следующим образом:

$$Y_{11}^{\text{int}} = \frac{g_m^{'} \cdot j\omega C_{gd}}{\Delta} + j\omega C_{gd} + \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}, \tag{1}$$

$$Y_{12}^{\text{int}} = j\omega C_{gd} G_{ds} / \Delta, \tag{2}$$

$$Y_{21}^{\text{int}} = G_d \left(g_m^{'} + j\omega C_{gd} \right) / \Delta, \tag{3}$$

$$Y_{22}^{\text{int}} = G_d G_{ds} + j\omega \left(C_{gd} + C_{ds} \right) / \Delta, \tag{4}$$

где Y_{ij}^{int} – *Y*-параметры внутренней части транзистора; $\Delta = G_{ds} + G_d + j\omega \left(C_{gd} + C_{ds} \right)$; $G_d = 1/R_d$; $G_{ds} = 1/R_{ds}$.

В уравнениях (3) и (4) выделим реальную и мнимую части:

$$\text{Re}\left[Y_{12}^{\text{int}} \right] = \frac{\omega^2 C_{gd} G_{ds} \left(C_{gd} + C_{ds} \right)}{\left(G_{ds} + G_d \right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds} \right)^2}, \tag{5}$$

$$\text{Im}\left[Y_{12}^{\text{int}} \right] = \frac{\omega C_{gd} G_{ds} \left(G_d + G_{ds} \right)}{\left(G_{ds} + G_d \right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds} \right)^2}, \tag{6}$$

$$\text{Re}\left[Y_{22}^{\text{int}} \right] = \frac{G_d G_{ds} \left(G_{ds} + G_d \right) + \omega^2 \left(C_{gd} G_d + G_d C_{ds} \right) \left(C_{gd} + C_{ds} \right)}{\left(G_{ds} + G_d \right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds} \right)^2}, \tag{7}$$

$$\text{Im}\left[Y_{22}^{\text{int}} \right] = \frac{\omega^2 \left(C_{gd} G_d + G_d C_{ds} \right) \left(G_{ds} + G_d \right) - \omega G_d G_{ds} \left(C_{gd} + C_{ds} \right)}{\left(G_{ds} + G_d \right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds} \right)^2}. \tag{8}$$

В результате получаем систему из четырех нелинейных вещественных уравнений (5)–(8) с четырьмя неизвестными G_d, G_{ds}, C_{gd}, C_{ds}. Левые части полученных уравнений полагаются известными. Поэтому после умножения обеих частей этих уравнений на знаменатель $\left(G_{ds} + G_d \right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds} \right)^2$ система (5)–(8) преобразуется в систему полиномиальных уравнений. Для решения подобных систем существует эффективный метод базисов Гребнера [6].

Решая уравнения (5)–(8) относительно элементов C_{ds}, C_{gd}, G_{ds} и G_d , получаем:

$$\begin{aligned} C_{ds} = & \left(\text{Im}Y_{22} \left(\text{Im}^4 Y_{12} + \text{Re}^4 Y_{12} \right) + \text{Im}Y_{22}\, \text{Re}^2 Y_{12}\, \text{Im}Y_{12} \left(2\,\text{Im}Y_{12} + \text{Im}Y_{22} \right) + \right. \\ & + \text{Re}^2 Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \left(\text{Re}Y_{12}\, \text{Im}Y_{22} - \text{Im}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \right) - \text{Im}Y_{22}\, \text{Re}Y_{12}\, \text{Im}^2 Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \Big) \cdot \\ & \left. \cdot \left(\text{Im}Y_{22}\, \text{Im}Y_{12} + \text{Re}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \right) \Big/ \omega\, \text{Re}Y_{12}\, \text{Im}Y_{22} \left(\text{Im}^2 Y_{12} + \text{Re}^2 Y_{12} \right) \cdot \left(\text{Im}Y_{22}\, \text{Re}Y_{12} - \text{Im}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \right) \right. \end{aligned}, \tag{9}$$

$$C_{gd} = \frac{\left(\text{Im}Y_{22}\, \text{Im}Y_{12} + \text{Re}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \right) \left(\text{Im}^2 Y_{12} + \text{Re}^2 Y_{12} \right)}{\text{Re}Y_{12} \left(\text{Im}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} - \text{Im}Y_{22}\, \text{Re}Y_{12} \right)}, \tag{10}$$

$$G_{ds} = \frac{\left(\text{Im}Y_{22}\, \text{Im}Y_{12} + \text{Re}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} \right) \left(\text{Im}Y_{12}\, \text{Re}Y_{22} - \text{Im}Y_{22}\, \text{Re}Y_{12} \right)}{\text{Im}Y_{22} \left(\text{Im}^2 Y_{12} + \text{Re}^2 Y_{12} \right)}, \tag{11}$$

$$G_d = \frac{\text{Im}\left(Y_{22}^{\text{int}} \right) \cdot \text{Im}\left(Y_{12}^{\text{int}} \right) + \text{Re}\left(Y_{22}^{\text{int}} \right) \cdot \text{Re}\left(Y_{12}^{\text{int}} \right)}{\text{Re}\left(Y_{12}^{\text{int}} \right)}. \tag{12}$$

Полученные выражения (9)–(11) получаются громоздкими, поэтому целесообразней после расчета сопротивления стока R_d и его «вычитания» из ЭС, использовать стандартную методику расчета элементов ЭС [1], [2].

Экстракция ЭС для 0.15 мкм GaN HEMT транзистора. Применим рассмотренную методику для экстракции элементов малосигнальной модели 0.15 мкм GaN HEMT транзистора на подложке из SiC (общая ширина затвора W_g = 4x100 мкм), изготовленного по технологии ОАО «НИИПП». На рис. 2 приведена фотография исследуемого GaN HEMT транзистора.

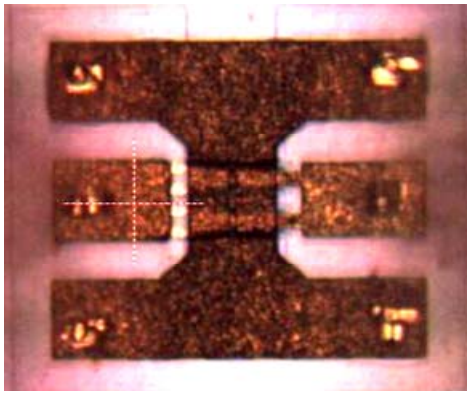


Рис. 2. GaN HEMT транзистор (W_g = 4×100 мкм)

При помощи методик, описанных в [1, 2], были рассчитаны значения паразитных элементов: L_g = 39.3 нГн, L_d = 32.8 нГн, L_s = 1.9 нГн, R_g = 1.9 Ом, R_s = 0.5 Ом.

Далее была произведена экстракция нелинейного сопротивления стока R_d на различных частотах в диапазоне 0.1–40 ГГц для нескольких рабочих точек транзистора (V_{gs} = –4, –2, 0 В; V_{ds} = 5 В). На рис. 3 приведены зависимости от частоты экстракции сопротивления стока R_d, рассчитанного по формуле (12) в указанных рабочих точках. Слабая частотная зависимость сопротивления R_d, начиная с частот порядка 7–10 ГГц, подтверждает корректность методики экстракции. Значение сопротивления R_d в конкретных рабочих точках транзистора было найдено путем усреднения рассчитанных данных в диапазоне частот от 10 ГГц до 40 ГГц.

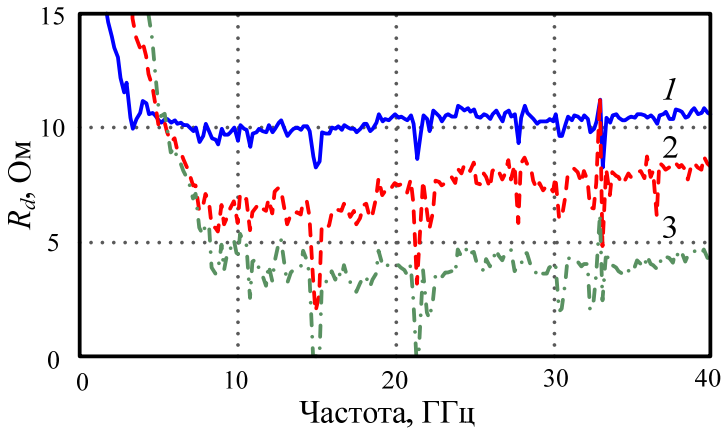


Рис. 3. Зависимости рассчитанного сопротивления стока R_d GaN HEMT транзистора от частоты при V_{ds} = 5 В: 1 – V_{gs} = –4 В; 2 – V_{gs} = –2 В; 3 – V_{gs} = 0 В

В табл. 1 приведена зависимость рассчитанного сопротивления стока от напряжения на затворе V_{gs} и тока стока I_{ds} для 0.15 мкм GaN HEMT-транзистора. Значение сопротивления R_d изменяется практически в 2.5 раза.

Таблица 1

Зависимость сопротивления стока R_d от напряжения V_{gs} и тока I_{ds} для 0.15 мкм GaN HEMT

Напряжения затвора V_{gs}, В	-4	-3	-2	-1	0
Ток стока I_{ds}, мА	0	38	115	168	196
Сопротивление стока R_d, Ом	3.9	5.075	7.65	10.8	10.04

С целью сравнения предложенной методики со стандартной [1] произведем экстракцию элементов ЭС двумя способами транзистора (в рабочей точке транзистора V_{gs} = 0 В, V_{ds} = 5 В, I_{ds} = 168 мА): 1) с учетом нелинейного характера сопротивления стока R_d = 10.8 Ом; 2) с постоянным сопротивлением R_d, которые было определено по стандартной методике и равно 3.9 Ом. На рис. 4 приведено сравнение ЭС, полученных описанными выше способами, с измерениями.

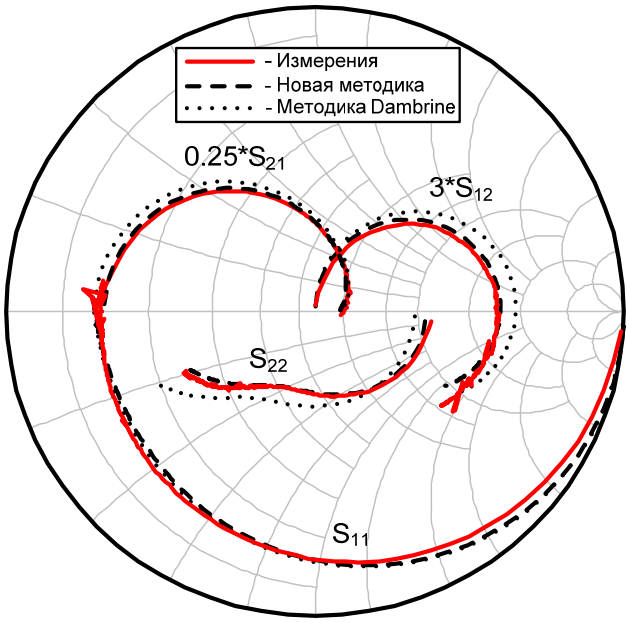


Рис.4. Сравнение S-параметров ЭС GaN HEMT транзистора (W_g = 4x100 мкм), полученных по новой методике и методике Дамбрина, с измерениями (V_{gs} = 0 В, V_{ds} = 5 В, I_{ds} = 168 мА)

Значение среднеквадратичной погрешности для малосигнальной модели с постоянным сопротивлением стока составляет ~7.4 %, для модели с учётом нелинейного характера R_d ~ 3 %.

Экстракция ЭС для 0.15 мкм GaAs HEMT транзистора. В качестве второго примера, применим предложенную методику для экстракции элементов малосигнальной модели 0.15 мкм GaAs pHEMT транзистора (общая ширина затвора W_g = 4x60 мкм), изготовленного по технологии ОАО «НИИПП». Вычисленные значения паразитных элементов: L_g = 27.2 нГн, L_d = 21.1 нГн, L_s = 4.8 нГн, R_g = 3.5 Ом, R_s = 0.6 Ом. Значение постоянного сопротивления стока R_d = 2.1 Ом, вычислено при помощи методики [1]. На рис. 5 приведены зависимости рассчитанного сопротивления стока R_d от напряжения V_{ds} (рис. 5, *а*) и от напряжения V_{gs} (рис. 5, *б*).

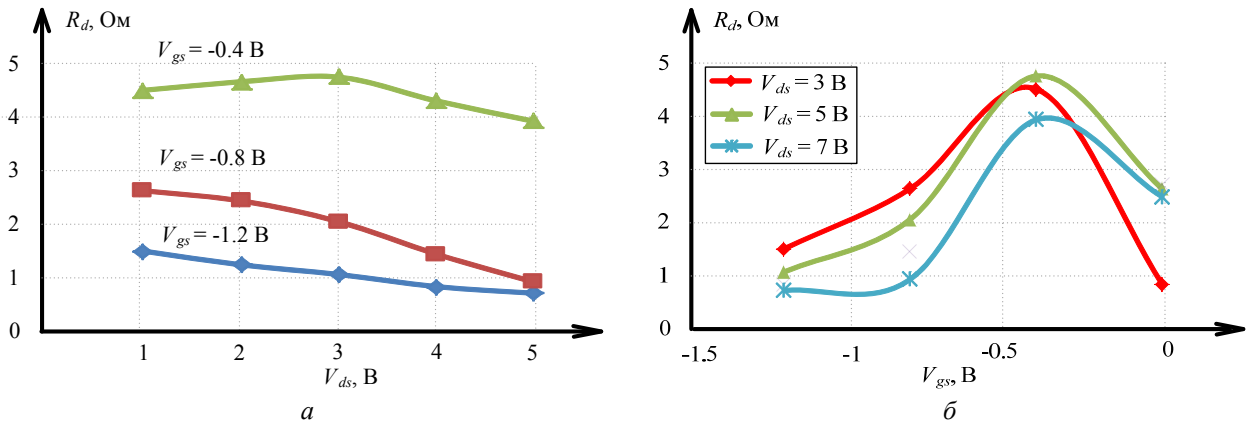


Рис. 5. Зависимости рассчитанного сопротивления стока R_d для 0.15 мкм GaAs pHEMT транзистора (W_g = 4x60 мкм): *а* – от напряжения V_{ds}; *б* – от напряжения V_{gs}

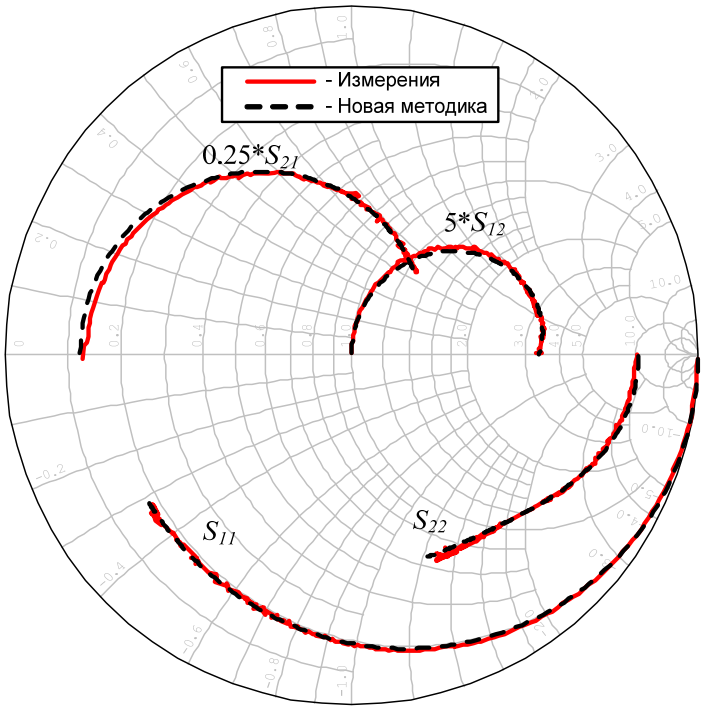


Рис. 6. Сравнение S-параметров ЭС GaAs HEMT транзистора (W_g = 4x60 мкм), полученных по новой методике с измерениями (V_{gs} = –0.4 В, V_{ds} = 3 В)

Измеренные и смоделированные S-параметры отлично совпадают вплоть до 40 ГГц (рис. 6). Значение среднеквадратичной погрешности для малосигнальной модели с постоянным сопротивлением стока составляет 2 %.

Заключение. Таким образом, было показано, что сопротивление стока R_d в GaAs и GaN HEMT транзисторах имеет нелинейный характер. На основании аналитического решения системы уравнений, описывающих транзистор, предложена новая методика экстракции, которая позволяет рассчитать значение сопротивления стока R_d напрямую из S-параметров, измеренных в рабочем режиме. Приведены зависимости сопротивления R_d от напряжения стока V_{ds} и затвора V_{gs} для GaAs и GaN HEMT транзисторов. Новая методика экстракции ЭС позволяет повысить точность моделирования малосигнальных S-параметров.

Работа выполнялась в рамках договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G25.31.0042.

Список литературы

1. Dambrine, G. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – Vol. 36. – No. 2. – Pp. 1151–1159. – February 2003.

2. Berroth, M. Determination of the FET small-signal equivalent circuit / M. Berroth and R. Bosch // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – Vol. 38. – Pp. 891–895. – July 1990.

3. Byun, Y.H. Gate-voltage Dependence of Source and Drain Series Resistance and Effective Gate Length in GaAs MESFET's / Y.H. Byun, M.S. Shur, A. Peczalski and F.L. Schuermeyer // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – Vol. 35. – Pp. 1241–1246. – August 1988.

4. Manohar, S. Direct Determination of the Bias-Dependent Series Parasitic Elements in SiC MESFETs / S. Manohar, A. Pham and N. Eyers // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – Vol. 51. – No. 2. – Pp. 597–600. – July 2003.

5. Sommer V. A New Method to Determine the Source Resistance of FET from Measured S-parameters Under Active-Bias Conditions / V. Sommer // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – Vol. 43. – Pp. 504–510. – Marsh 1995.

6. Компьютерная алгебра. Символьные и алгебраические вычисления / под ред. Б. Бухбергера и др. – М.: Мир, 1986.

АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ МЕТОК В НОВОМ РАЗРЕШЕННОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 5.5–6.5 ГГц

С. Г. Сучков, Д. С. Сучков, В. А. Николаевцев,
В. В. Ермишин, А. В. Россошанский

Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
410012, г. Саратов, ул. Астраханская, 83
E-mail: nikolaevcev@ya.ru

Проводится оптимизация конструкции S-образной интегральной антенны, которая должна обладать характеристиками, необходимыми для надежной работы акустоэлектронной радиочастотной идентификационной метки. Обсуждаются результаты теоретического исследования и даются оптимальные параметры антенны, согласованной с встречно-штыревым преобразователем на диапазоне 5.5–6.5 ГГц.

При создании системы радиочастотной идентификации, удовлетворяющей конкретным требованиям потребителя, зачастую размеры и конструкция антенны имеют первостепенное значение. Так, для областей применения, где требуется в первую очередь миниатюризация метки, антенну необходимо располагать в пределах размеров самого кристаллического чипа (рис. 1).

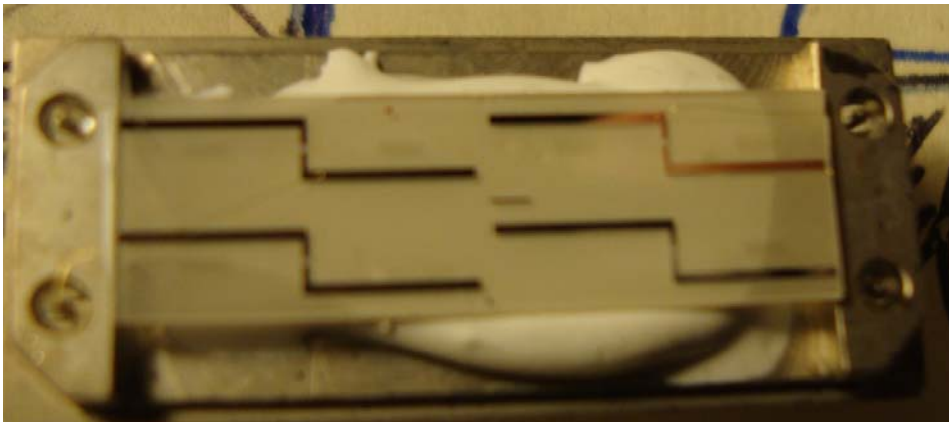


Рис. 1. Изготовленные для проведения измерений простейшие антенны электрического типа

Для таких антенн размер кристалла, а значит и его стоимость, увеличиваются в 2–3 раза по сравнению с внешней оптимальной антенной, однако наряду с уменьшением размеров и неоптимальностью антенны возникает возможность располагать отражатели ПАВ по разные стороны от ВШП, что сразу снижает потери на 6 дБ и, кроме того, позволяет увеличить коэффициенты отражения отражателя, что также уменьшает потери сигнала метки ещё на 1–2 дБ. Часто обязательным требованием потребителя является независимость идентификации метки от её положения в пространстве относительно антенны ридера. Для этого необходимо добиваться диаграммы направленности близкой к сферической. И в этом случае использование антенн, сформированных непосредственно на кристалле, весьма эффективно, так как размер излучателя уменьшается пропорционально $\sqrt{\varepsilon_{эфф}}$,

а диэлектрическая проницаемость используемых кристаллов ниобата и танталата лития весьма велика (> 45). Таким образом, применение неоптимальных антенн, сформированных непосредственно на кристалле, практически целесообразно.

Основным преимуществом РИМ на 6 ГГц является их миниатюрность по сравнению с более низкочастотными метками. Во всех известных метках используется внешняя по отношению к кристаллическому чипу антенна, которая и определяет общие размеры РИМ. В диапазоне 6 ГГц появляется возможность (и есть необходимость) использовать микроантенну, изготовленную непосредственно на кристаллической подложке, размеры которой снижаются за счет использования высокой диэлектрической проницаемости ниобата лития ($\varepsilon_{ср} = 46$). Для этого, конечно, потребуется увеличение размеров подложки, что удорожает метку, но в некоторых областях их использования более важным является размер, а не цена метки.

Мера отклонения от сферической симметрии диаграммы направленности антенны задается коэффициентом несферичности, равным отношению максимального значения электрического поля на удаленной на требуемое расстояние сфере к минимальному

$$C_E = Emax / Emin.$$

Для того чтобы оценить эффективность излучения антенны, используем энергетическую характеристику, равную отношению излучаемой мощности к подводимой, выраженную в процентах

$$Э = N_{rad} / N_{inp} * 100\ \%.$$

Будем считать допустимыми значения Э>20%.

Эффективная диэлектрическая проницаемость полубесконечной пластины ниобата лития

$$\varepsilon_{эфф} = \frac{\varepsilon_{ср} + 1}{2} = 23.5,$$

следовательно, замедленная длина волны

$$\lambda_{зам} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{эфф}}} = 12.4 мм,$$

а характерный размер одного простого вибратора равен $\lambda_{зам}/4$ = 3.1 мм. Поэтому максимальный размер антенны составляет 6.2 мм. Однако реальная пластина имеет толщину не более 2 мм, вследствие чего эффективная диэлектрическая проницаемость уменьшается. Поэтому будем считать допустимым максимальный размер кристалла 12 мм.

Кроме того, лишь в ограниченном числе применений можно обеспечить заранее фиксированное положение РИМ с заранее известным направлением максимального излучений ее антенны. В большинстве требований к характеристикам РИМ предусматривается независимость ее идентификации от ее пространственного расположения относительно антенны ридера. Для этого требуется обеспечить диаграмму направленности (ДН) близкой к сферической. Отклонения от сферичности связаны с расстоянием идентификации и осуществимостью некоторых антиколлизионных алгоритмов. Допустимым будем считать максимальное отклонение ДН от сферичности 3 дБ.

Расчет методом интегральных уравнений только качественно описывает зависимость эффективности излучения от направления приёма. Ввиду сложности теоретического расчета такой антенной системы (и зачастую невозможности проведения аналитических расчетов) и доступности численного моделирования с последующим расчетом основных характеристик антенны с заданной точностью для оптимизации конструкции антенны вы-

бран именно метод численного моделирования. Моделирование проведено в среде Comsol Multiphisics 4.3b, реализующей метод конечных элементов. Исследовались характеристики S-образной интегральной антенны (рис. 2).

Расчеты показывают, что характеристики антенны сильно зависят от размеров топологии антенны. Однако, как показывают расчеты, они очень незначительно зависят от таких параметров, как ширина полоска вибратора и толщина металлического слоя. При изменении параметров на порядок характеристики меняются на величину менее 1 %.

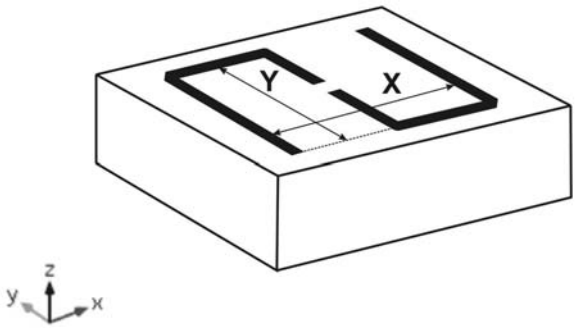


Рис. 2. S-образная антенна

Результаты расчетов показывают, что входной импеданс антенны при изменении ее топологических размеров может иметь как индуктивную, так и емкостную реактивные части. И, как очевидно, излучение антенны эффективнее при наличии индуктивной реактивной части импеданса. При этом эффективность излучения может достигать значений, больших 20 %. Например, при значении параметров X = 4 мм, Y = 2 мм, достигается значения 27 %. Однако при этом C_E = 24 и ДН существенно отличается от сферической. При значениях параметров X = 6 мм, Y = 4 мм достигается хорошая близость к сферической ДН. Поскольку отношение $C_E = E_{max} / E_{min}$ = 1.6, то такое же отношение для модулей плотности потока энергии равно 2.56, поэтому отклонение ДН от сферической составляет 4 дБ, что близко к заданным выше требованиям. Однако эффективность излучения антенны в данном случае меньше 1 %, поэтому данная конструкция не подходит по практическим соображениям, поскольку эффективность антенны Э не должна быть меньше 20 % в соответствии с заданными выше требованиями. То же самое утверждение справедливо и для X = 4 мм, Y = 4 мм.

Рассмотрим антенну с параметрами X = 4 мм, Y = 6 мм. Для определенности ширину полоска можно выбрать равной 100 мкм, а толщину металлической пленки – 5 мкм. С одной стороны отношение максимальной мощности к минимальной составляет $Э^2$ =5.76. Тогда отклонение диаграммы направленности от сферической не превышает 7.6 дБ. Это отклонение выше допустимого. Однако эффективность возбуждения в этой конструкции антенны равна 44 %, что в некоторых случаях может быть более существенным, чем сферичность ДН РИМ.

На границах разрешенного диапазона частот (5.6 и 6.4 ГГц) значения плотности потока энергии отличаются не более чем на 0.5 дБ. Это позволяет с использованием такой антенны обеспечить надежный прием сигнала РИМ на считыватель при работе во всем разрешенном диапазоне частот.

В дальнейшем, оптимизируя форму вибраторов (окружность, эллипс и т.п.), видимо можно будет улучшить и сферичность ДН до требуемого уровня.

Таким образом, найдены параметры оптимальной S-образная антенны (рис. 2) на подложке ниобат лития Y+128°-среза толщиной 1 мм. Антенна имеет следующие размеры:

а) разрыв между вибраторами – 80 мкм,

б) ширина полоска вибратора – 100 мкм,

в) толщина металлизации – 5 мкм,

г) размер X = 4 мм, размер Y = 6 мм.

Такая антенна обеспечивает эффективность излучения сигнала 44 % с коэффициентом несферичности диаграммы направленности $10\lg(C_E) = 7.6$ дБ, и, следовательно, может быть использована для уверенного приема сигнала РИМ считывателем при некоторых ограничениях в ориентации метки относительно антенны считывателя.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ДОПУСКОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

С. А. Шабденов, А. В. Фатеев (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: seka_lm@mail.ru

При изготовлении волноводных направленных ответвителей (ВНО) технологический процесс не всегда является идеальным, в этой связи некоторые геометрические размеры его выполняются неточно, что свою очередь влияет на частотные характеристики устройства как переходное ослабление (C) и направленность (D). К ним относиться радиус отверстия связи, расстояние между центрами отверстий, размер широкой и узкой стенки, толщина стенки, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия. Для этого характеристики рассчитываются с допусками на геометрические размеры.

Моделирование прямоугольного ВНО

В программной среде MathCad 14 и CST STUDIO SUITE 2013 моделирование прямоугольного ВНО проводится в диапазоне частот 8–12 ГГц, размерами широкой стенки $a = 23$ мм и узкой стенки $b = 10$ мм, толщина стенки $t = 0{,}06$ мм, $C = 16$ дБ и с числом отверстий $n = 20$. Исходя из заданной центральной частоты, определяется геометрические размеры ответвителя в программной среде MathCad 14 [1–4] и подставляются в CST STUDIO SUITE 2013, который приведен на рис. 1. Длина волны в волноводе $\lambda_B = 40{,}28$ мм, расстояние между центрами отверстий $l = 10{,}07$ мм, длина ответвителя $l_0 = 136{,}27$ мм, радиус отверстия связи $r = 2{,}68$ мм, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия $h = 6{,}28$ мм.

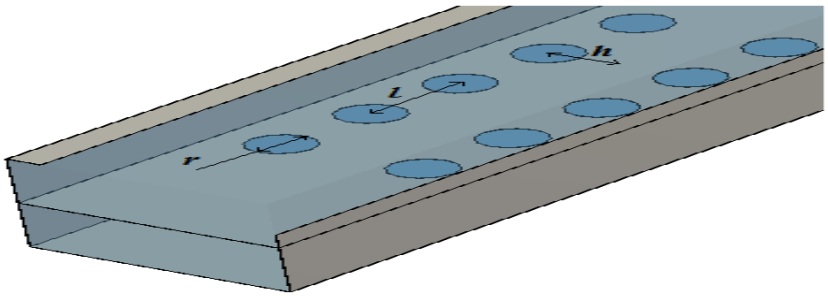


Рис. 1. Прямоугольный ВНО

Расчетный эксперимент

1) Расчетный эксперимент проводился в двух программах без изменения геометрических размеров, были сравнены частотные характеристики переходного ослабления и направленности которые приведены на рис. 2.

На центральной частоте $C_1 = 16{,}13$ дБ, $C_2 = 15{,}93$ дБ, разница равна 0,2 дБ. $D_1 = 44{,}01$ дБ, $D_2 = 44{,}09$ дБ, разница равна 0,08 дБ. Во всем диапазоне частот $C \pm 1$ дБ, D не менее 20 дБ. В дальнейшем все результаты будут представлены с программной среде CST STUDIO SUITE 2013, так как полученные результаты похожи в программной среде MathCad 14.

2) Влияния на частотные характеристики геометрических размеров в программной среде CST STUDIO SUITE 2013. Во многом на переходное ослабление влияет геометрические размеры как *r, h, l*, которые приведены на рис. 3–5.

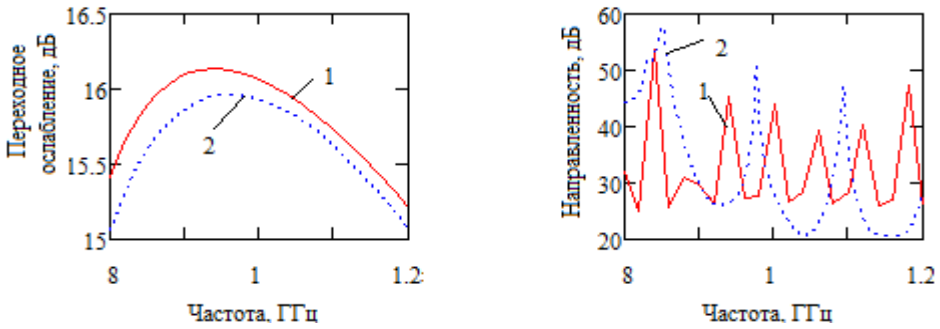


Рис. 2. Частотные зависимости без изменения геометрических размеров
(1 – MathCad 14, 2 – CST STUDIO SUITE 2013)

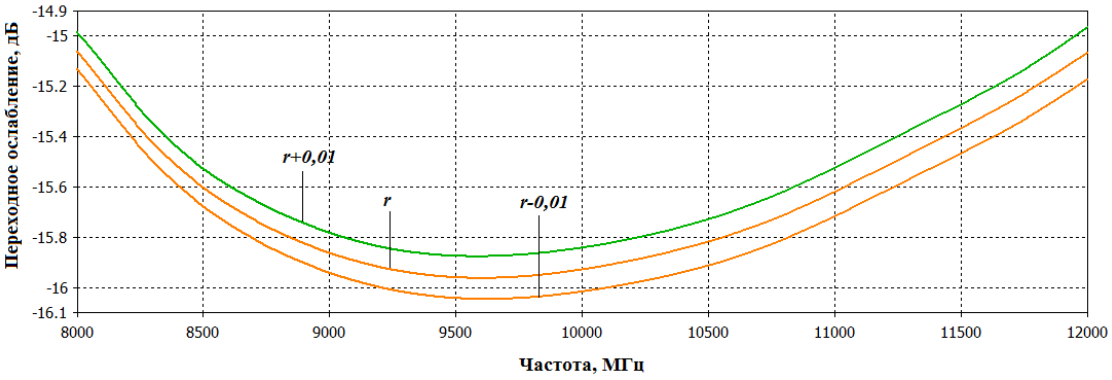


Рис. 3. Частотная зависимость переходного ослабления при r±0,01мм

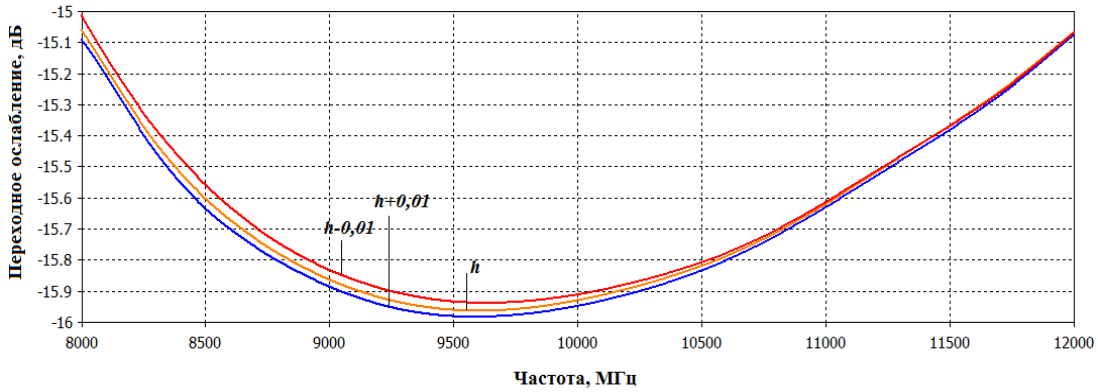


Рис. 4. Частотная зависимость переходного ослабления при h±0,01мм

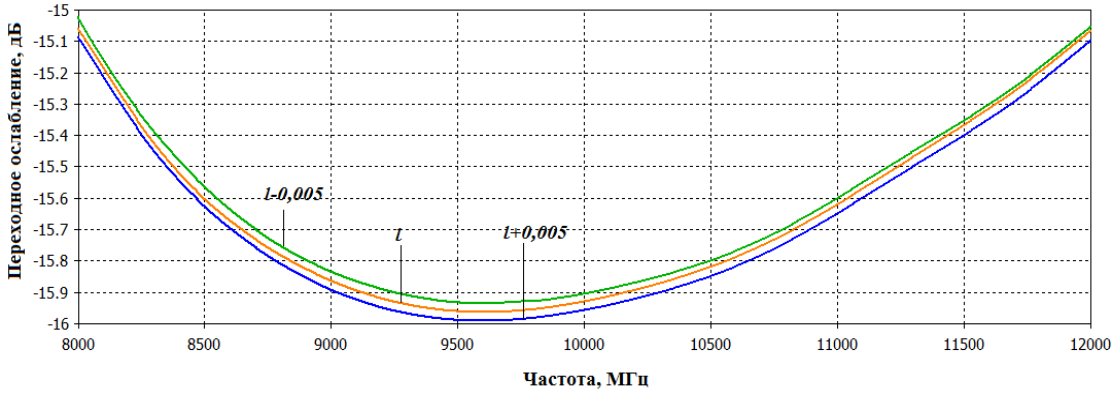


Рис. 5. Частотная зависимость переходного ослабления при l±0,005мм

Если менять только радиус одного отверстия связи, то максимальное влияние на переходное ослабление равна 0,02 дБ, что является малым значением. Изменяя все одновременно r на ±0,01 мм, получаем разницу 0,09 дБ. А при изменении одного h на ±0,01 мм максимальная разница между начальным значением равна 0,01 дБ. Изменяя одновременно все h на ±0,01 мм, разница составляет 0,02 дБ. Для l допуск меньше чем для других, и равен ±0,005 мм, что говорит о ее важности. Во всем диапазоне разница равна 0,03 дБ при l ± 0,005 мм.

Геометрические размеры как r, h, l, a, b влияют на направленность прямоугольного ВНО, которые приведены на рис. 6–10.

При изменении r±0,01 мм, h±0,01 мм, l±0,005 мм, a±0,01 мм, b±0,01 мм максимальная разница направленности равна 10 дБ, которое происходит на диапазоне частот 8000–9000 МГц. В остальном диапазоне частот изменения равны не больше 3 дБ и во всех случаях не менее 20 дБ.

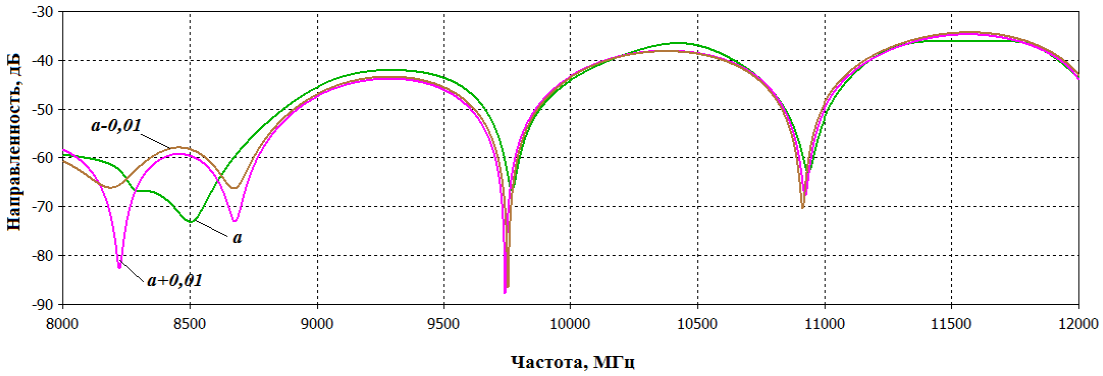


Рис. 6. Частотная зависимость направленности при a±0,01 мм

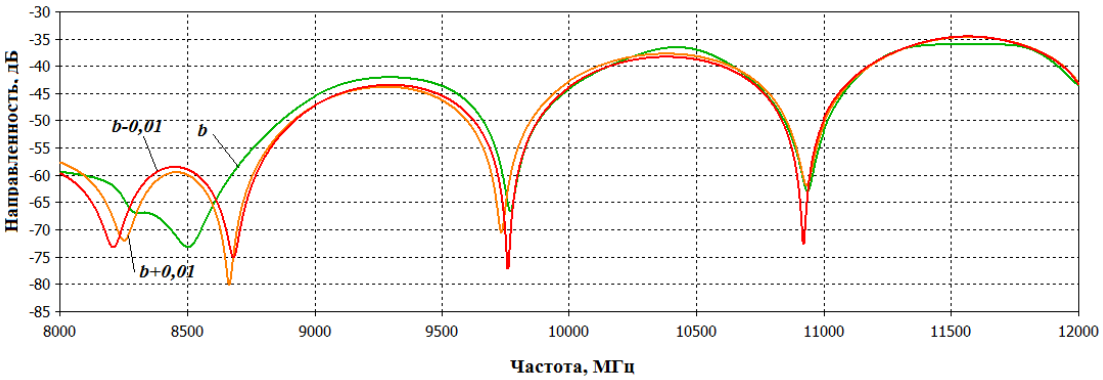


Рис. 7. Частотная зависимость направленности при b±0,01 мм

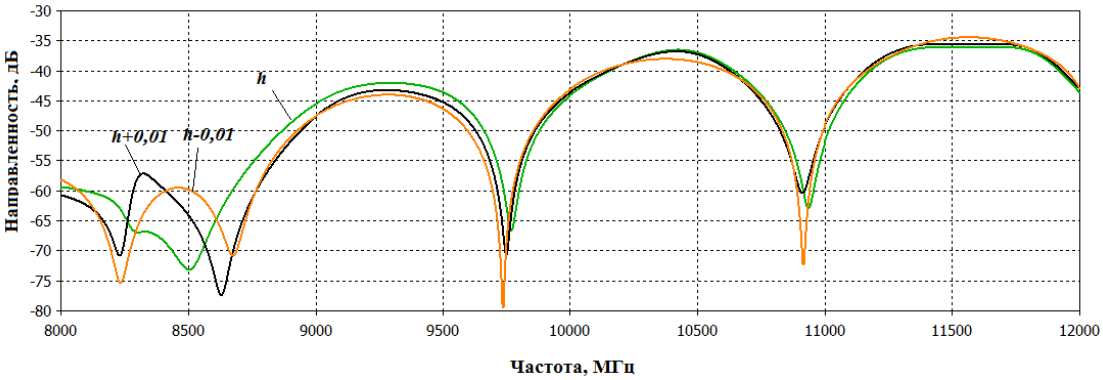


Рис. 8. Частотная зависимость направленности при h±0,01 мм

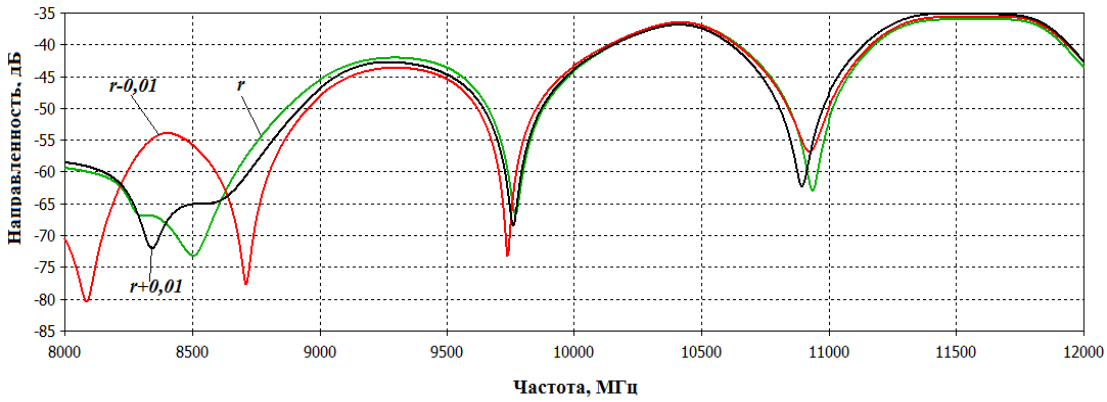


Рис. 9. Частотная зависимость направленности при r±0,01 мм

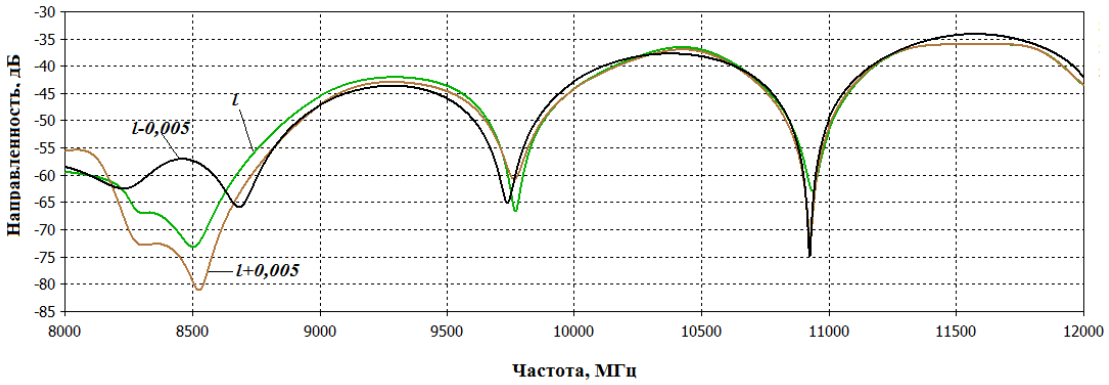


Рис. 10. Частотная зависимость направленности при l±0,01 мм

Заключение

Смоделирована работа прямоугольного ВНО и получены частотные характеристики в программной среде CST STUDIO SUITE 2013, основанные на расчетах произведенных MathCad 14. Моделирование произведено с учетом допуска ±0,01 мм для размера широкой и узкой стенки, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия, радиуса отверстия связи и допуском ±0,005 мм для расстояния между центрами отверстий связи. Во всем диапазоне при расчетных экспериментах C±1 дБ и D не менее 20 дБ. Можно сделать вывод, чтобы переходное ослабление стало меньше нужно увеличить радиус отверстия, уменьшить расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия и расстояния между центрами отверстий связи, а для увеличения переходного ослабление все на оборот. Что касается направленности, при увеличении всех размеров она тоже становится больше.

Список литературы

1. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная база. Коллективная монография / под ред. А.М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – С. 77–79.

2. Сосунов, В.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот / В.А. Сосунов, А.А. Шибаев. – Саратов: Приволжское кн. изд-во, 1964. – С. 20–25.

3. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ / И.В. Лебедев. – М.: Высш. Ш., 1970.

4. Альтман, Дж. А. Устройства сверхвысоких частот / Дж. А. Альтман. – М.: Мир, 1968.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР НА КОЛЬЦЕВОМ РЕЗОНАТОРЕ

А. О. Афонин[1], А. В. Угрюмов[1],
Б. А. Беляев[1, 2], С. А. Ходенков[1] (научные руководители)

[1]*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М. Ф. Решетнева*
Россия, 660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
[2]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
Россия, 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50/38
E-mail: hsa_sibsau@mail.ru, belyaev@iph.krasn.ru

Разработан и экспериментально изготовлен микрополосковый полосно-пропускающий фильтр на многомодовом кольцевом резонаторе. Благодаря особой форме резонатора удалось сблизить частоты четырех нижайших резонансов так, что они сформировали первую полосу пропускания фильтра с высокими частотно-селективными свойствами.

Разработчиков частотно-селективных устройств сверхвысоких частот, в том числе и полосно-пропускающих фильтров, в последнее время привлекают многомодовые микрополосковые и полосковые резонаторы [1–4]. Прежде всего, это связано с возможностью существенного уменьшения габаритов устройств за счет снижения количества резонаторов в них, причем без ухудшения их частотно-селективных свойств. Так, использование многомодовых резонаторов в конструкции фильтра позволяет сформировать его полосу пропускания, используя резонансы сразу нескольких мод колебаний от каждого резонатора, частоты которых удается сблизить. В результате, при неизменном порядке фильтра, которым и определяются его частотно-селективные свойства, количество резонаторов в нем уменьшается во столько раз, сколько мод колебаний от каждого резонатора участвуют в формировании полосы пропускания.

Настоящая работа посвящена разработке с использованием электродинамического численного анализа 3D модели микрополоскового фильтра на многомодовом резонаторе в форме кольца, с последующей проверкой рассчитанной АЧХ с АЧХ снятой с реально изготовленного опытного образца устройства. Фильтр (рис. 1) спроектирован на подложке (*1*) из традиционного СВЧ материала – ФЛАН-2.8 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.8$ и толщиной $h = 2$ мм. На одну сторону подложки нанесено заземляемое основание (*2*), а на вторую сторону нанесены соединенные кольцом, два полосковых проводника (*3*), имеющих различную ширину и два полосковых проводника (*4*), имеющих ступенчатое изменение ширины. На этой же стороне подложки параллельно длинным сторонам кольца находятся полосковые проводники (*5*), электромагнитно связанные с кольцом (*3*, *4*).

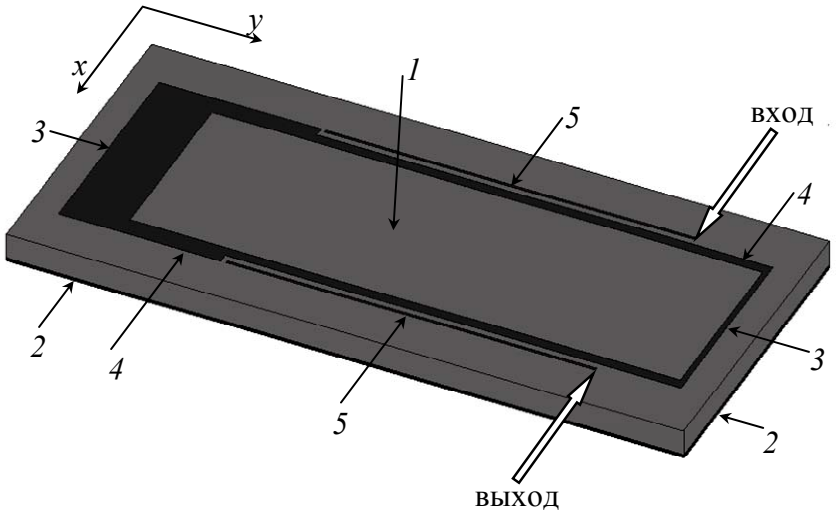


Рис. 1. 3D модель микрополоскового полосно-пропускающего фильтра

В рассматриваемом устройстве многомодовый режим работы микрополоскового кольца-резонатора осуществляется за счет особой формы проводников, протяженных вдоль оси *x* и оси *y*. Благодаря такому замкнутому соединению полосковых проводников и их нерегулярностям можно сблизить частоты их нижайших резонансов так, чтобы они сформировали первую полосу пропускания фильтра. Так (рис. 2, *б*), самый низкочастотный резонанс возникает за счет полосковых проводников протяженных вдоль оси *y*, а самый высокочастотный резонанс – за счет протяженных вдоль оси *x*.

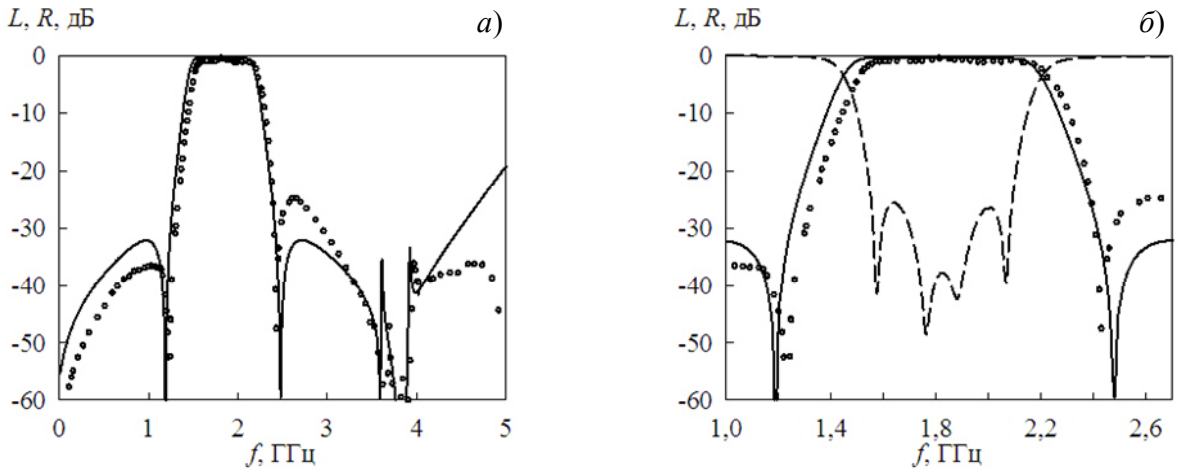


Рис. 2.Теоретическая (линии) и экспериментальная (точки) АЧХ полосно-пропускающего фильтра: *а* – АЧХ фильтра; *б* – фрагмент АЧХ

Еще два резонанса, формирующих полосу пропускания, образуются на тех частотах, когда суммарная электрическая длина (набег фазы) полосковых проводников кольца равен 360°. В этом случае по всей длине кольца укладывается одна полная длина волны, что соответствует резонансу бегущей волны, когда электромагнитная волна вынуждена циркулировать по замкнутой траектории кольца. Благодаря нерегулярностям полосковых проводников наблюдается два таких резонанса. Для одного из них направление циркуляции: – по «часовой стрелке», для другого – против «часовой стрелки».

Стоит отметить хорошее согласие теоретической АЧХ, рассчитанной электродинамическим анализом 3D модели, с АЧХ (рис. 2), снятой с реально изготовленного методом гравировки по лаку экспериментального макета (рис. 3).

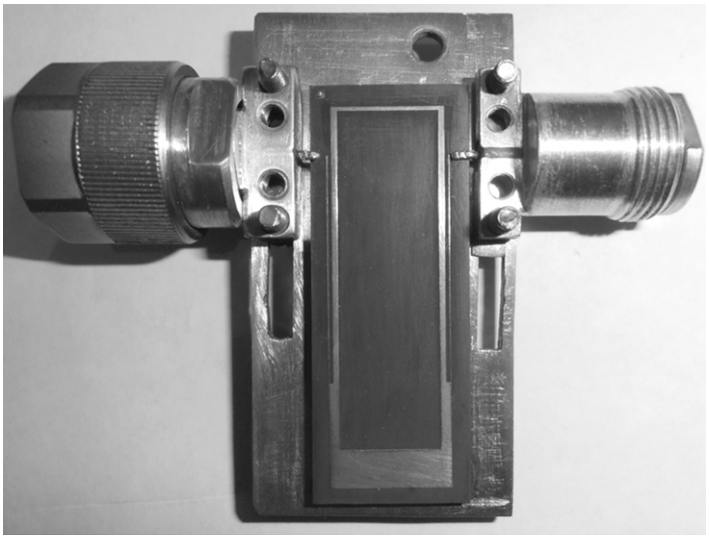


Рис. 3. Фото экспериментально изготовленного фильтра

Незначительное расхождение данных связано с неравномерным подтравом медных проводников фильтра в процессе технологического изготовления. При этом изготовленный фильтр имел относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0 \approx 36$ %, измеренную по уровню –3 дБ от уровня минимальных потерь, которые составляли величину $L_{\min} \approx 0.3$ дБ на центральной частоте полосы пропускания $f_0 \approx 1.88$ ГГц.

Отметим, что существенному увеличению подавления мощности на частотах полос заграждения (рис. 2, *а*) способствует смежное подключение (на одном уровне по оси *y*) тракта СВЧ не непосредственно к кольцу (кондуктивно), а к одиночным полосковым проводникам, за счет чего возникает одновременно и емкостная, и индуктивная связь этих проводников с проводниками кольца. В результате, как видно из рисунка, на АЧХ рядом с первой полосой пропускания наблюдаются два полюса затухания СВЧ мощности. Первый полюс располагается рядом с низкочастотным склоном полосы пропускания, а второй – рядом с высокочастотным. Происхождение полюсов затухания мощности связано с тем, что на этих частотах емкостная и индуктивная связи входных полосковых проводников с полосковыми проводниками кольца взаимно компенсируют друг друга. Кроме того, размеры этих двух одиночных полосковых проводников подобраны так, что их резонансные частоты попадают на частоты второй – паразитной полосы пропускания фильтра, существенно подавляя ее, и, тем самым, расширяя ширину высокочастотной полосы заграждения заявляемого фильтра.

Конструктивные параметры кольца были следующими: длина и ширина полосковых проводников *3* протяженных вдоль оси *x* (см. рис. 1, *а*): 15.8×4.6 мм и 14.4×0.4 мм соответственно. Симметричные полосковые проводники *4*, протяженные вдоль оси *y* состоят из двух состыкованных отрезков, имеющих ступенчатое изменение ширины. Длина и ширина первого отрезка: 7.4×1.5 мм, второго отрезка: 33.3×0.8 мм. Конструктивные параметры полосковых проводников *5*: ширина 0.2 мм, длина 27.5 мм, величина зазора до кольца составила: по оси *x*: 0.5 мм, а по оси y: 0.2 мм.

Таким образом, разработан микрополосковый полосно-пропускающий фильтр на многомодовом резонаторе в форме кольца с высокими частотно-селективными свойствами, обусловленных малыми потерями мощности в полосе пропускания, высокой прямоугольностью склонов полосы пропускания и протяженной высокочастотной полосой заграждения.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук, МК-5942.2014.8 «Исследование и проектирование современных микрополосковых и полосковых устройств частотной селекции, в том числе с использованием активных сред и на основе фотонных кристаллов».

Список литературы

1. Беляев, Б.А. Исследование микрополоскового фильтра на многомодовых резонаторах / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9/2. – С. 161–162.

2. Частотно-селективные свойства микрополоскового фильтра на нерегулярных двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев, И.А. Довбыш, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – № 6. – С. 664–669.

3. Довбыш, И.А. Синтез микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах методом интеллектуальной оптимизации / И.А. Довбыш, В.В. Тюрнев // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9-2. – С. 182–187.

4. Пат. 2475900 Российская Федерация. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр / Беляев Б. А., Ходенков С. А. ; заявитель и патентообладатель Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева. – Заявл. 28.12.2011.

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ДВУХМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

С. А. Ходенков[1], Б. А. Беляев[1, 2] (научный консультант)

[1]*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М. Ф. Решетнева*
Россия, 660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
[2]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
Россия, 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50/38
E-mail: hsa_sibsau@mail.ru, belyaev@iph.krasn.ru

Исследованы конструкции двухзвенных полосно-пропускающих фильтров на двухмодовых резонаторах с расщепленными полосковыми проводниками, построенные на подложках с большой диэлектрической проницаемостью ε=80. Показаны возможности регулирования селективных свойств миниатюрных фильтров. Выявлено хорошее согласие экспериментально полученных данных с теоретически рассчитанными.

При создании и исследовании новых конструкций частотно-селективных СВЧ устройств, в том числе и микрополосковых полосно-пропускающих фильтров, разработчики традиционно стараются увеличить их селективные свойства, повысить технологичность изготовления, уменьшить габариты, а также снизить себестоимость готовых изделий в производстве. Особое внимание в настоящее время уделяется конструкциям фильтров на двухмодовых и многомодовых микрополосковых резонаторах и полосковых резонаторах на подвешенной подложке [1–3]. В таких резонаторах, используя определенную форму полосковых проводников, удается сблизить собственные частоты нижайших двух или более мод колебаний. В результате фильтр на двухмодовых резонаторах имеет порядок, которым, как известно, определяются его частотно-селективные свойства, в два раза превышающий число резонаторов в нем, что позволяет уменьшать габариты устройств без ухудшения их селективных свойств.

Конструкция микрополоскового двухмодового резонатора, имеющая расщепленный с одной стороны полосковый проводник [4, 5] имеет ряд достоинств. Во-первых, она обладает высокой миниатюрностью, а, во-вторых, в отличие от традиционных резонаторов со скачком волнового сопротивления, допускает независимое изменение резонансных частот двух нижайших мод колебаний в широких пределах (рис. 1, *б*), включая их полное совпадение.

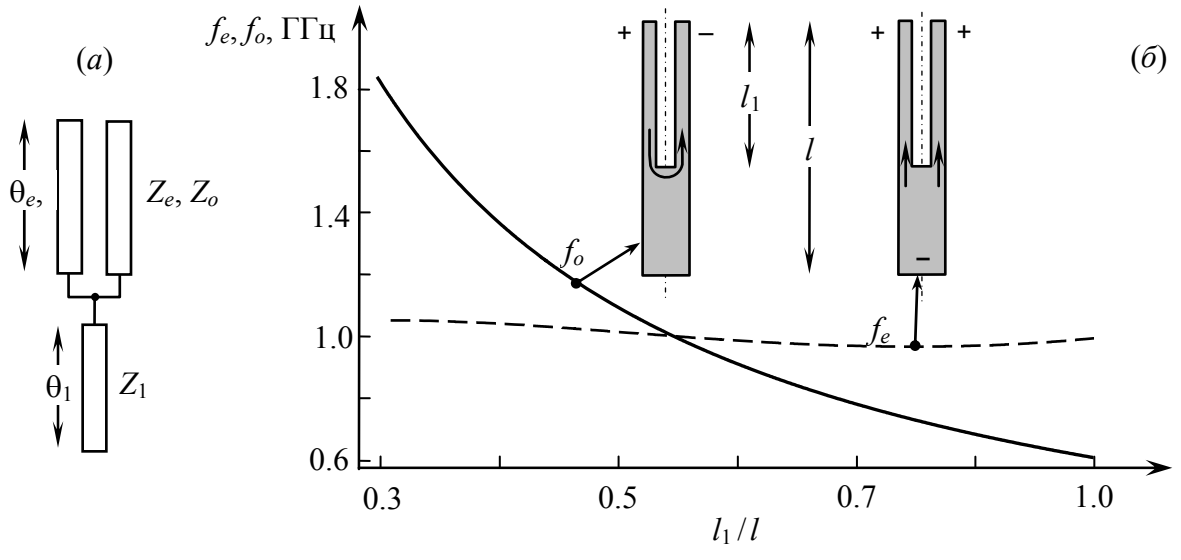


Рис. 1. Эквивалентная схема микрополоскового двухмодового резонатора с расщепленным полосковым проводником – (*а*), и зависимости частот четной – f_e и нечетной – f_o мод колебаний от длины щели – (*б*)

Моды, для которых токи и напряжения на полосковом проводнике резонатора по обе стороны щели имеют одинаковые знаки, называют четными, а моды, для которых токи и напряжения имеют противоположные знаки – нечетными [4, 5]. Собственные частоты всех четных мод колебаний f_e являются решениями уравнения

$$Z_e \operatorname{tg}\theta_1 + 2Z_1 \operatorname{tg}\theta_e = 0,$$

а частоты всех нечетных мод f_o являются решением уравнения

$$\cos\theta_o = 0.$$

Здесь Z_1 и θ_1 – волновое сопротивление и электрическая длина отрезка одиночной микрополосковой линии на нерасщепленном участке резонатора (рис. 1, *а*), а Z_e, Z_o, θ_e, θ_o – волновые сопротивления и электрические длины отрезка связанных микрополосковых линий на расщепленном участке для четных (*e*) и нечетных (*o*) волн.

Резонансная частота четной моды колебаний f_e, очевидно, определяется длиной полоскового проводника l, и она практически не зависит от длины щели l_1. Резонансная частота для нечетной моды колебаний f_o, напротив, зависит только от длины щели в полосковом проводнике, поэтому теоретически она может изменяться от бесконечности, когда длина щели близка к нулю, и до частоты примерно в два раза ниже частоты f_e, когда щель имеет длину, близкую к длине самого полоскового проводника. Важно отметить, что эти моды колебаний не взаимодействуют друг с другом, т. к. ортогональны, поэтому их частоты совпадают при определенной длине щели (рис. 1, *б*).

В настоящей работе с целью уменьшения габаритов устройств и улучшения селективных свойств, исследовались двухзвенные конструкции полосно-пропускающих фильтров на таких двумодовых резонаторах с использование подложек с высокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 80$ и толщиной $h = 1$ мм. Были рассмотрены конструкции, обладающие осевой симметрией, реализованные на встречно-направленных резонаторах (рис. 2, *а*, *в*) и аналогичные – на сонаправленных резонаторах (рис. 2, *б*, *г*).

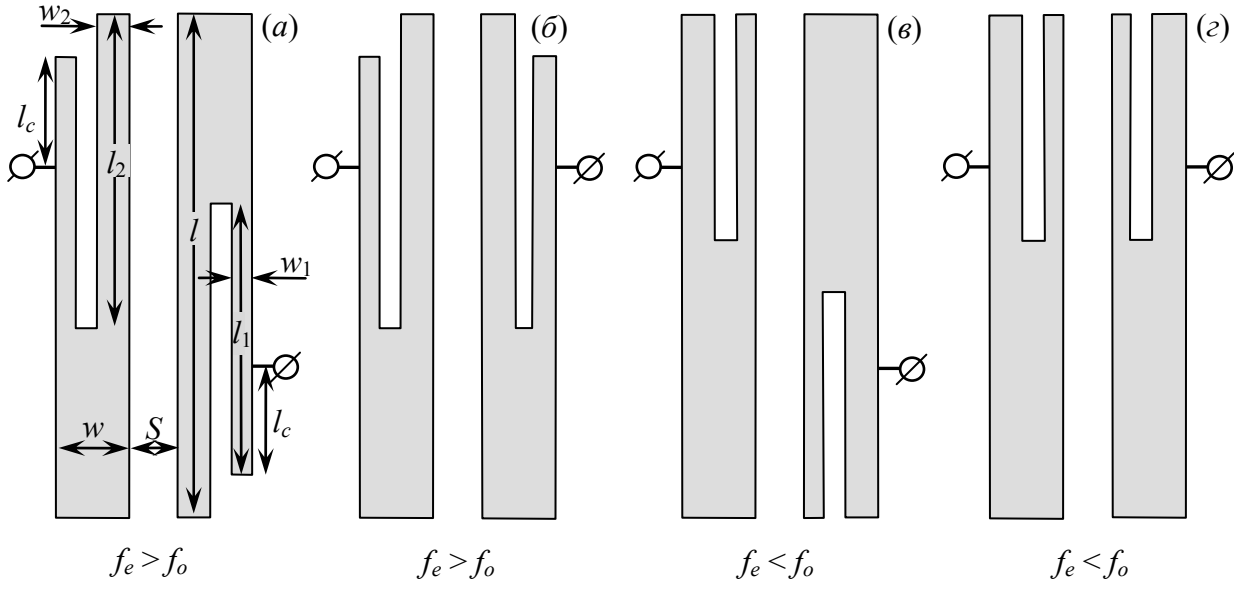


Рис. 2. Топологии проводников двухзвенных полосно-пропускающих фильтров

С помощью программы электродинамического численного анализа 3D моделей было установлено, что настроить фильтры с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f/f_0 \approx 20$ %, сформированной четырьмя резонансами, можно так в случаи, когда частоты

четных мод колебаний f_e превосходят нечетные f_o, что реализуется при отношении физических длин отрезков резонатора равном $l_2/l = 62\%$ (рис. 2, *а*, *б*), так и в случаи, когда частоты уже нечетных мод колебаний превосходят четные, ($f_e < f_o$), что реализуется при отношении $l_2/l = 47\%$ (рис. 2, *в*, *г*). Отметим, что длина резонаторов l во всех четырех случаях настройки фильтров оставалась одинаковой. Укажем размеры параметров фильтров, реализованных на встречно-направленных резонаторах в мм. Конструкция (рис. 2, *а*) имела следующие размеры – $l = 18.8$, $l_1 = 10.1$, $l_2 = 11.8$, $l_c = 5.5$, $w = 3.0$, $w_1 = 0.8$, $w_2 = 1.3$, $S = 1.2$, конструкция (рис. 2, *в*) – $l = 18.8$, $l_1 = l_2 = 8.9$, $l_c = 3.5$, $w = 3.0$, $w_1 = 1.5$, $w_2 = 1.0$, $S = 1.2$. Фильтр на сонаправленных резонаторах (рис. 2, *б*) отличается от фильтра на встречно-направленных резонаторах только тем, что второй резонатор развернут на 180°, а диагональное расположение точки кондуктивного подключения изменено на смежное. Аналогично, развернут на 180° резонатор в фильтре, приведенном на рис. 4, *г*, его размеры идентичны фильтру, приведенному на рис. 4, *в*.

Приведем АЧХ фильтров. Конструкции с топологиями отображенными на рис. 2, *а*, *б* и 2, *в*, *г* имеют АЧХ представленные на рис. 3, *а* и 3, *б* соответственно.

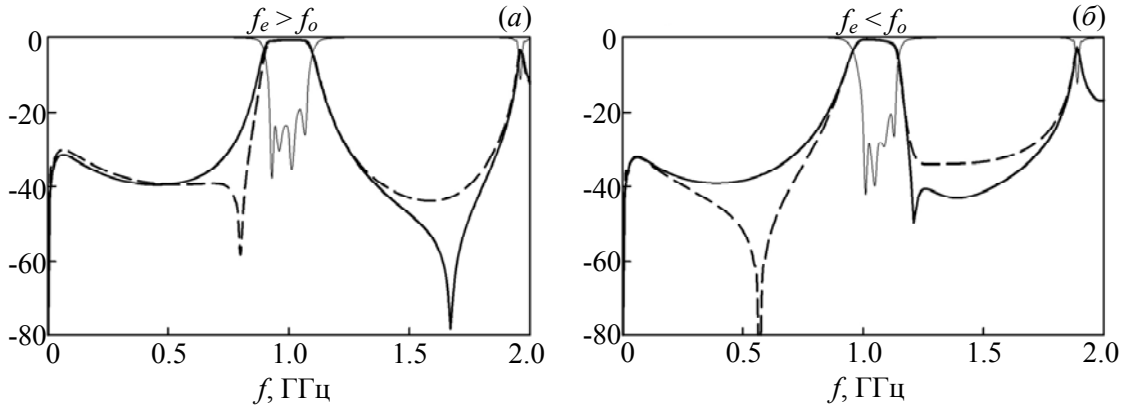


Рис. 3. Теоретические АЧХ фильтров. Сплошные линии – фильтры на встречно-направленных резонаторах, штриховые линии – на сонаправленных резонаторах

Отметить следующие закономерности селективных свойств фильтров: АЧХ настроенного фильтра на встречно-направленных резонаторах, в котором частоты четных мод колебаний f_e превосходят нечетные f_o, аналогична АЧХ настроенного фильтра на сонаправленных резонаторах, в котором частоты нечетных мод колебаний f_o превосходят четные f_e, с тем различием, что полюс затухания, находящейся в центре высокочастотной полосы заграждения перемещается в центр низкочастотной полосы заграждения. АЧХ настроенного фильтра на сонаправленных резонаторах, в котором частоты четных мод колебаний f_e превосходят нечетные f_o, аналогична АЧХ настроенного фильтра на встречно-направленных резонаторах, в котором частоты нечетных мод колебаний f_o превосходят четные f_e, с тем различием, что полюс затухания, находящейся рядом с низкочастотным склоном полосы пропускания наблюдается уже рядом с высокочастотным склоном полосы пропускания. То есть реализуя различную настройку одних и тех же резонаторов можно управлять расположением полюсов затухания в таких двухзвенных конструкциях, и, следовательно, селективными свойствами полосно-пропускающих фильтров.

Для проверки точности электродинамического численного анализа 3D моделей методом гравировки по лаку был изготовлен экспериментальный макет фильтра (рис. 4, *а*), состоящий из двух встречно направленных резонаторов, в котором частоты четных мод колебаний f_e превосходят нечетные f_o. В качестве материала подложки была выбрана широко распространенная высокочастотная термостабильная керамика ТБНС. Отметим, что рассчитанные размеры параметров этого фильтров приведены выше. Однако, для корректности сравнения, размеры топологии проводников изготовленного фильтра были определены

на измерительном микроскопе, а затем именно эти размеры использовалась в расчете для приведенных на рис. 4, *б* теоретических зависимостей. Сплошными и штриховыми линиями показаны соответственно рассчитанные зависимости прямых и обратных потерь, а точками – измеренные АЧХ.

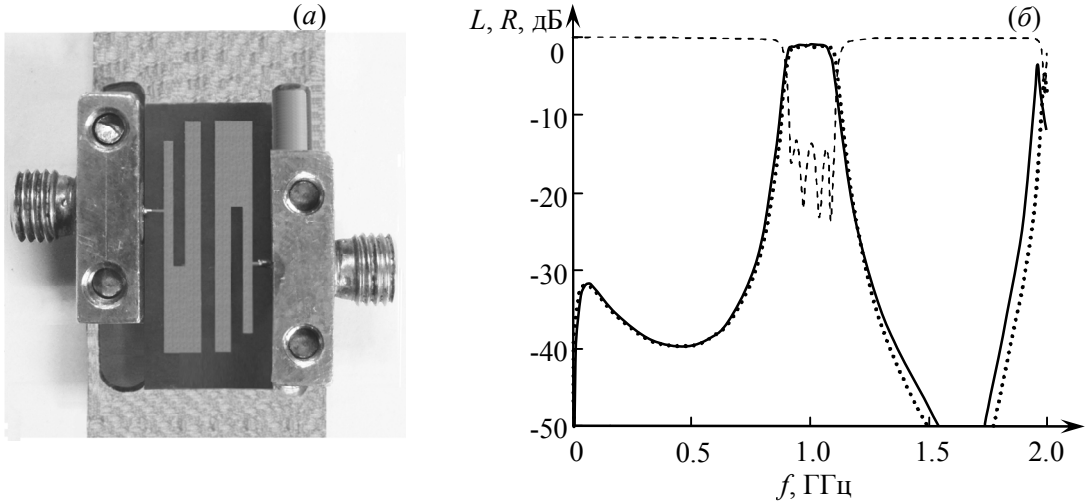


Рис. 4. Фотография экспериментального макет фильтра (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*), линии – расчет, точки – эксперимент

Результаты проведенного эксперимента показывают достаточно хорошее согласие с электродинамическим расчетом 3D моделей. Видно, что полосу пропускания формируют четыре резонанса – по два от каждого резонатора.

Таким образом, исследованы миниатюрные конструкции полосно-пропускающих фильтров четвертого порядка, построенных на микрополосковых двухмодовых резонаторах с расщепленным регулярным полосковым проводником, с использованием подложек с высокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 80$. Показана возможность регулировать селективные свойства таких конструкций за счет изменения положения полюсов затухания. Несмотря на то, что фильтры построены на двух резонаторах, они обладают высокими частотно-селективными свойствами благодаря тому, что в формировании полосы пропускания одновременно участвуют резонансы четной и нечетной моды колебаний от каждого резонатора.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук, МК-5942.2014.8 «Исследование и проектирование современных микрополосковых и полосковых устройств частотной селекции, в том числе с использованием активных сред и на основе фотонных кристаллов».

Список литературы

1. Belyaev B. A., Leksikov A. A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2011. – V. 25. – P. 57–66.

2. Бальва Я.Ф., Беляев Б.А., Ходенков С.А. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55. – № 8/3. – С. 153–156.

3. Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. // РЭ. – 2003. – Т. 48. – № 4. – С. 398–405.

4. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38. – В. 18. – С. 31–39.

5. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55. – № 9/2. – С. 5–11.

ПОИСК ПУТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ ДЛЯ ТЕМ-РУПОРОВ

А. В. Степанова, Д. Д. Чеснаков, А. С. Самодуров (научный руководитель)

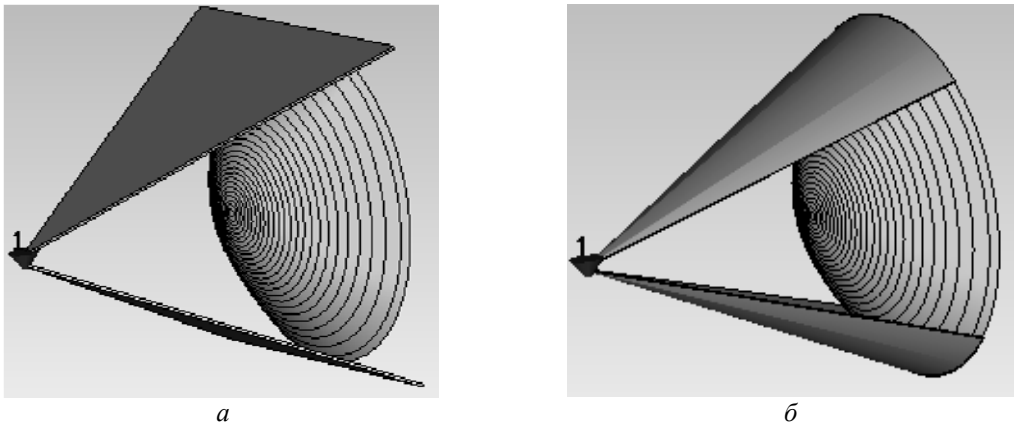
ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет»
394026, г. Воронеж, Московский просп., 14
E-mail: unaxel2000@mail.ru

Рассматривается проблема сочетания простоты изготовления пирамидального ТЕМ-рупора и дополнения его простой и легкой оптимальной диэлектрической линзой.

Волноводно-рупорные антенны являются простейшими антеннами сантиметрового диапазона волн. Они могут формировать диаграммы направленности (ДН) шириной от 100–140° (при раскрыве специальной формы) до 10–20° в пирамидальных рупорах. Возможность дальнейшего сужения диаграммы рупора ограничивается необходимостью резкого увеличения его длины.

Рупорные излучатели могут применяться как самостоятельные антенны или, так же как и открытые концы волноводов, в качестве элементов более сложных антенных устройств. Как самостоятельные антенны рупоры используются в радиорелейных линиях, в станциях метеослужбы, весьма широко в радиоизмерительной аппаратуре, а также в некоторых станциях специального назначения. Широко используются небольшие рупоры и открытые концы волноводов в качестве облучателей параболических зеркал и линз. Облучатели в виде линейки рупоров или открытых концов волноводов могут быть использованы для формирования диаграмм направленности специальной формы, управляемых диаграмм или, например, при использовании одного и того же параболоида для создания карандашной и косекансной диаграммы направленности.

Такая разновидность рупорных антенн как ТЕМ-рупора характеризуется особым типом волны распространяющейся в них. Немаловажным преимуществом является и возможность отказа от боковых металлических стенок, вследствии особого характера электромагнитной волны, чем достигается практически 2-х-кратная экономия металла при изготовлении. Однако такой открытый рупор обладает антенным эффектом, что необходимо учитывать при проектировании, например, антенной решетки из ТЕМ-рупоров. Антенны такого типа довольно широко распространены и выпускаются иностранными фирмами, например [1]. Дополнение же рупора замедляющей или ускоряющей линзой встречается довольно редко, вследствие трудоемкости изготовления самой линзы и множества сопутствующих факторов, таких как необходимость согласовать раскрыв линзы и рупора, рис. 1.



а *б*

Рис. 1. Пирамидальный (*а*) и конический (*б*) ТЕМ-рупора с круглой диэлектрической линзой

Рассматривать неоптимальность конической структуры линза-рупор (рис. 1, *б*) практически нет необходимости, так как в [2] показано достаточно хорошее ее согласование и высокий коэффициент усиления. Как можно предположить из рис. 1, *а*), в идеале необходимо оптимальным образом деформировать выбранную круглую замедляющую диэлектрическую линзу до прямоугольного сечения рупора. Это позволило бы сформировать оптимально согласованную структуру линза-рупор и получить максимальный коэффициент усиления. Кроме того, как видно из рис. 2, линза имеет довольно внушительное сечение и как следствие солидные массо-габаритные показатели.

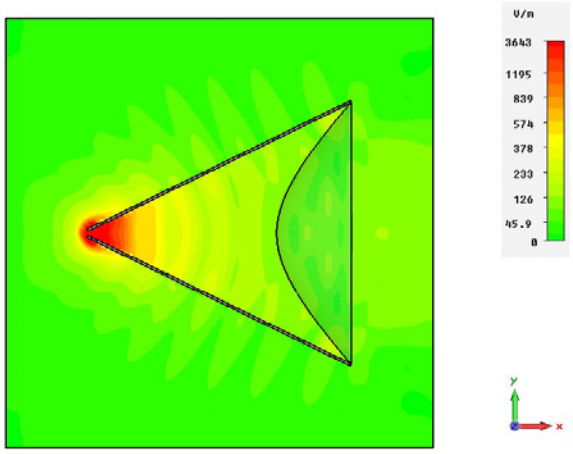
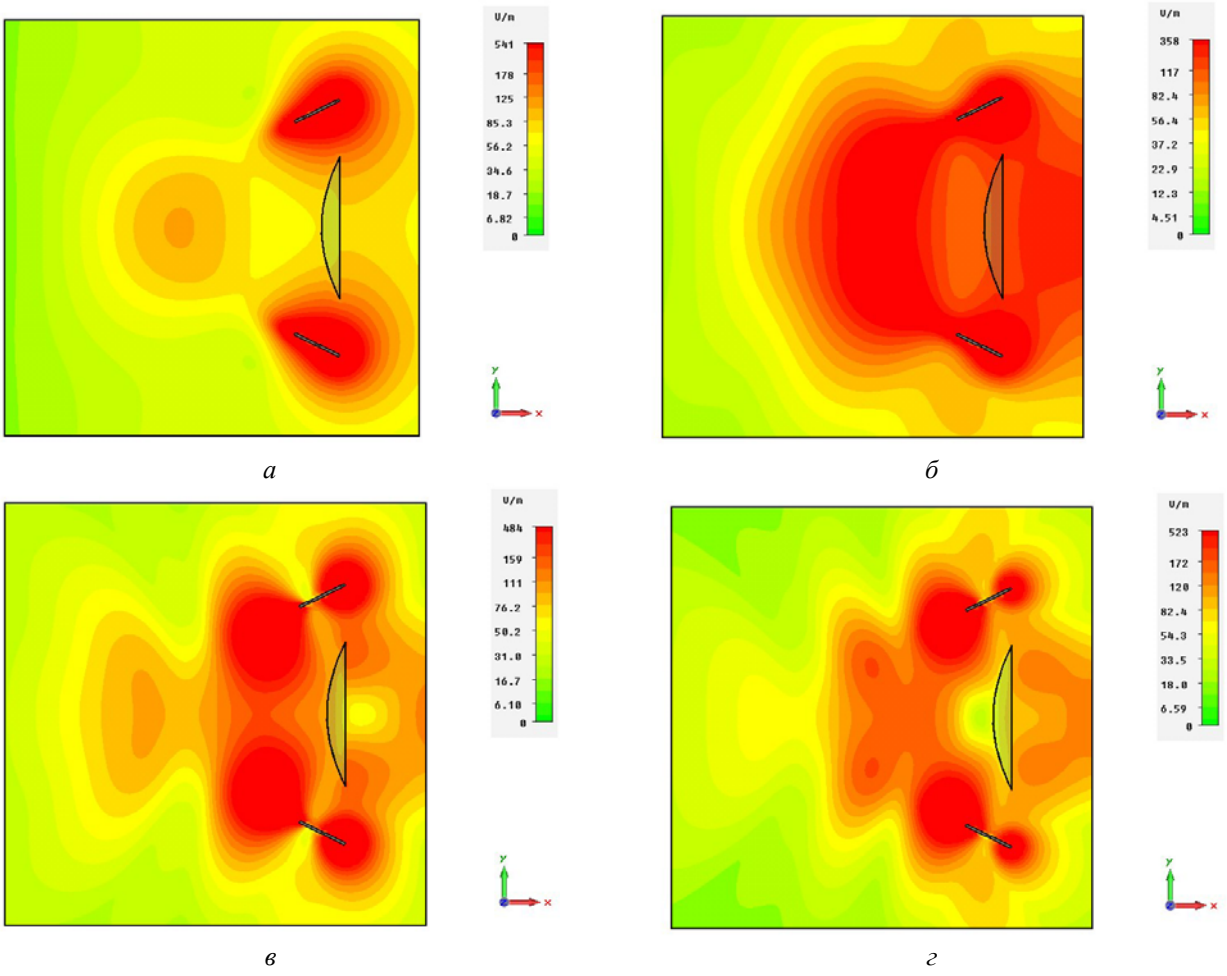


Рис. 2. Напряженность E-поля в плоскости XY, секущая плоскость проходит через источник излучения (Z = 0)



а *б*

в *г*

Рис. 3. Напряженность E-поля в плоскости XY ближе к краю рупора на низких частотах

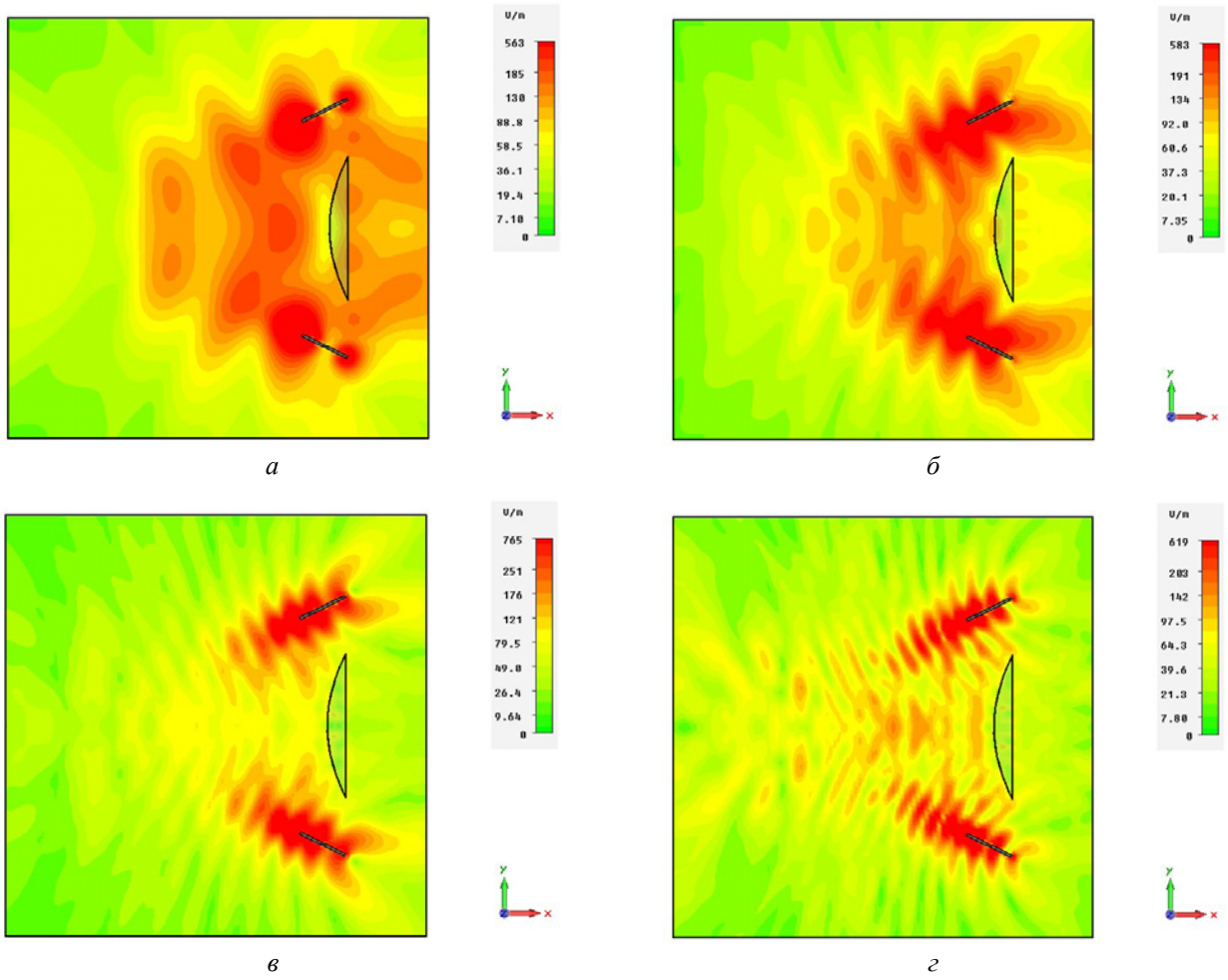


Рис. 4. Напряженность Е-поля в плоскости XY ближе к краю рупора на высоких частотах

Рассмотрим диаграммы напряженности Е-поля ближе к краю рупора на низких частотах (рис. 3). На рис.3 приведены диаграммы на частотах 1 ГГц (*а*), 2 ГГц (*б*), 3 ГГц (*в*) и 4 ГГц (*г*). На этих частотах практически не виден эффект от присутствия щели между диэлектрической линзой и лепестками рупора, зато довольно хорошо виден эффект затекания токов на внешнюю поверхность рупора.

На рис. 4 приведены диаграммы напряженности Е-поля ближе к краю рупора на высоких частотах: 5 ГГц (*а*), 10 ГГц (*б*), 15 ГГц (*в*) и 20 ГГц (*г*). На этих частотах диаграмма направленности антенной системы носит ярко выраженный игольчатый характер, что однако не мешает особенно ярко на частоте 10ГГц увидеть как Е-поле огибает линзу и таким образом ухудшает возможные максимальные характеристики антенны.

Дальнейшая доработка линзы видится в следующем – уменьшение массы и расхода материала за счет перехода к форме мениска и закрытие проблемных зон в углах.

Список литературы

1. http://www.emctest.com

2. Негробов, А.В. Экспериментальная проверка модели сверхширокополосного конического ТЕМ-рупора с диэлектрической линзой / А.В. Негробов, С.Н. Панычев, А.С. Самодуров // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2012. – Т. 8. – № 4.– С. 24–28.

ПЛАНАРНАЯ РУПОРНАЯ АНТЕННА С ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЩЕЛЬЮ

О. А. Назаров, В. С. Панько, Ю. П. Саломатов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: oanazarovrad@gmail.com

Описана планарная рупорная антенна с излучающей щелью. Антенна имеет низкий профиль и создает максимум излучения в направлении, перпендикулярном плоскости антенны, что позволяет использовать ее как маловыступающую. Согласно результатам электродинамического моделирования, антенна обеспечивает коэффициент отражения не выше минус 10 дБ в полосе рабочих частот 15.5–19.5 ГГц, имеет КНД 8.6 дБи при длине излучающей щели 60 мм и 11.2 дБи при длине щели 120 мм.

Рупорные излучатели находят широкое применение в антенной технике, благодаря простой конструкции, широкой полосе рабочих частот, простому расчету геометрических размеров. Однако металлический рупор имеет большие габариты и вес. Для миниатюризации в последнее время рассматриваются планарные рупорные излучатели, изготовленные на основе волновода, интегрированного в подложку (substrate integrated waveguide – SIW). Такие конструкции описаны, например, в [1–3], они отличаются простотой изготовления, малыми размерами и весом.

Планарные рупорные антенны представляют собой аналог *H*-секториальной волноводной рупорной антенны, излучение осуществляется через открытый торец подложки, при этом максимум диаграммы направленности (ДН) ориентирован в плоскости подложки. Это не всегда удобно, т.к. усложняет создание низкопрофильной антенны. Для ориентации максимума излучения в направлении, перпендикулярном плоскости подложки, в [4] описано использование в качестве излучающего элемента щели, прорезанной в поверхности рупора, как показано на рис. 1.

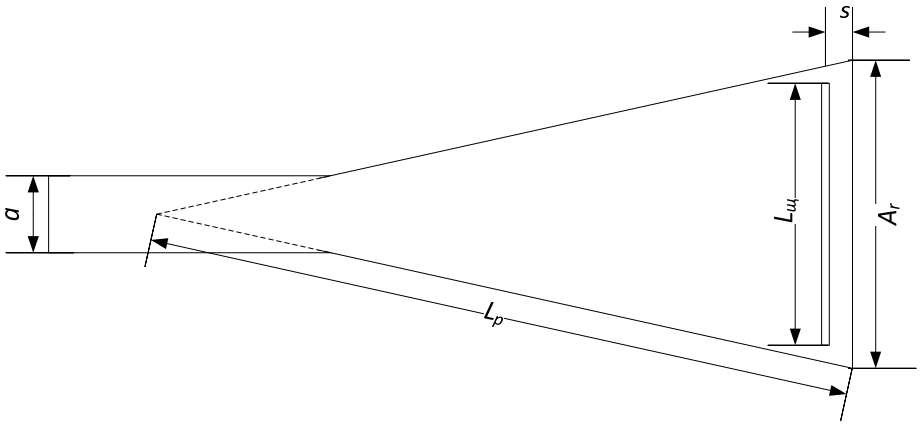


Рис. 1. Схематическое изображение плоского рупора

Раскрыв рупора в этом случае закрыт проводящей стенкой. За счет отражения падающей волны от этой стенки, вдоль нее на внутренней поверхности антенны формируется максимум стоячей волны поверхностного тока. Щель, прорезанная в корпусе антенны в этом месте, будет играть роль излучающего элемента, который можно рассматривать как линейный излучатель.

Путем выбора положения излучающей щели можно получить антенну, работающую в широком диапазоне частот. Антенна имеет следующие параметры (рис. 1): a – ширина широкой стенки волновода; b – ширина узкой стенки волновода; L_p – длина расширяющейся части рупора; $L_щ$ – длина щели; A_r – ширина раскрыва; s – расстояние от средней линии излучающей щели до закрытого раскрыва рупора. При увеличении размера раскры-

ва A_r коэффициент направленного действия планарной рупорной антенны увеличивается, аналогично обычной рупорной антенне.

При фиксированной длине рупора существует определенное значение ширины раскрыва, при котором достигается максимальный КНД. Такой рупор называется оптимальным. Для оптимального *H*-секториального рупора его длина и ширина раскрыва связаны соотношением [5]:

$$R_{opt} = \frac{A_r^2}{3\lambda_0},$$

где λ_0 – длина волны на центральной частоте.

Для моделирования были выбраны два варианта антенн с различной длиной излучающей щели, их размеры приведены в табл. 1. Модели построены в CST Microwave Studio (рис. 2). Размеры и положение излучающих щелей подобраны для обеспечения наилучшего согласования в полосе частот 15.5–19.5 ГГц, центральная частота f = 17.5 ГГц.

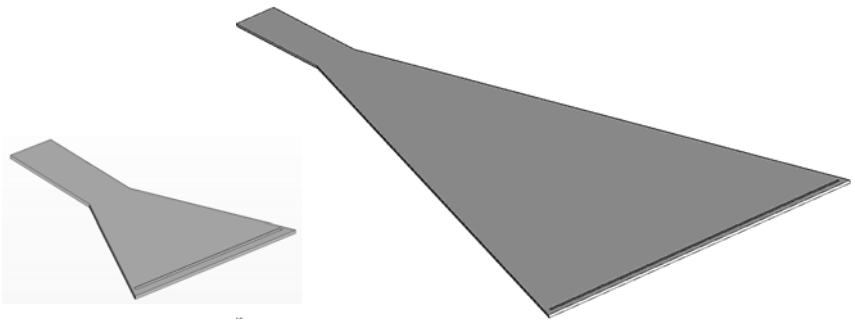


Рис. 2. Модели рупоров при длине раскрыва Ar = 60 мм (слева), Ar = 120 мм (справа)

Таблица 1

Параметр	Антенна с A_r = 60 мм	Антенна с A_r = 120 мм
a	15 мм	15 мм
A_r	60 мм	120 мм
s	3 мм	3 мм
L_p	70 мм	280 мм
b	1 мм	1 мм
$L_щ$	55 мм	115 мм

На рис. 3 представлены диаграммы направленности антенны меньшего размера на частотах 15.5 ГГц, 17.5 ГГц и 19.5 ГГц. ДН построена в плоскости, перпендикулярной оси рупора, угловая координата отсчитывается от плоскости рупора. В плоскости, проходящей через ось излучающей щели, форма ДН близка к равномерной, так как в этой плоскости размер излучающей щели мал. КНД антенны на частоте f = 17.5 ГГц равен 9.6 дБи.

Для увеличения коэффициента направленного действия, аналогично обычным рупорным антеннам, следует увеличить размер раскрыва или длину рупора, однако увеличение длины рупора по сравнению с его оптимальной длиной не может повысить КНД более чем на 20 % [5]. При увеличении раскрыва вдвое длина излучающей щели составляет 115 мм, что соответствует второй антенне. На рис. 4 представлены диаграммы направленности рупора с увеличенным раскрывом на трех частотах: 15.5 ГГц, 17.5 ГГц и 19.5 ГГц. На частоте f = 17.5 ГГц КНД данного рупора равен 11.8 дБи, таким образом, увеличение раскрыва рупора в 2 раза позволило повысить КНД на 2.2 дБ.

На рис. 5 показаны расчетные зависимости коэффициента отражения двух рассмотренных антенн. Из графиков видно, что коэффициент отражения не превышает уровень минус 10 дБ в полосе частот 15.5–19.5 ГГц.

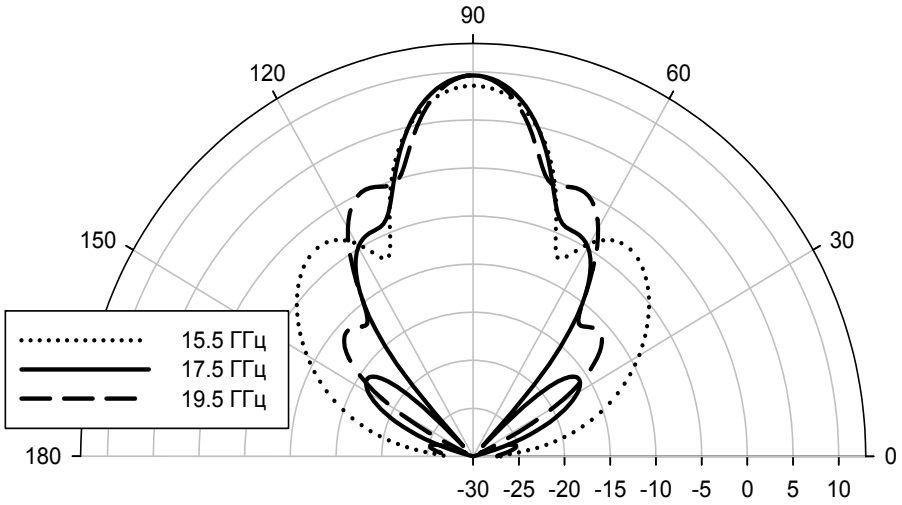


Рис. 3. Диаграмма направленности рупора с шириной раскрыва Ar = 60 мм

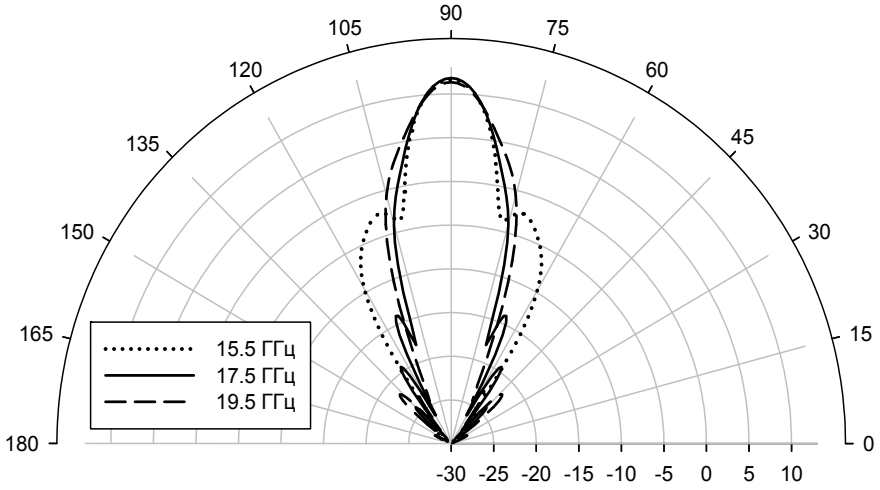


Рис. 4. Диаграмма направленности рупора с шириной раскрыва Ar =120 мм

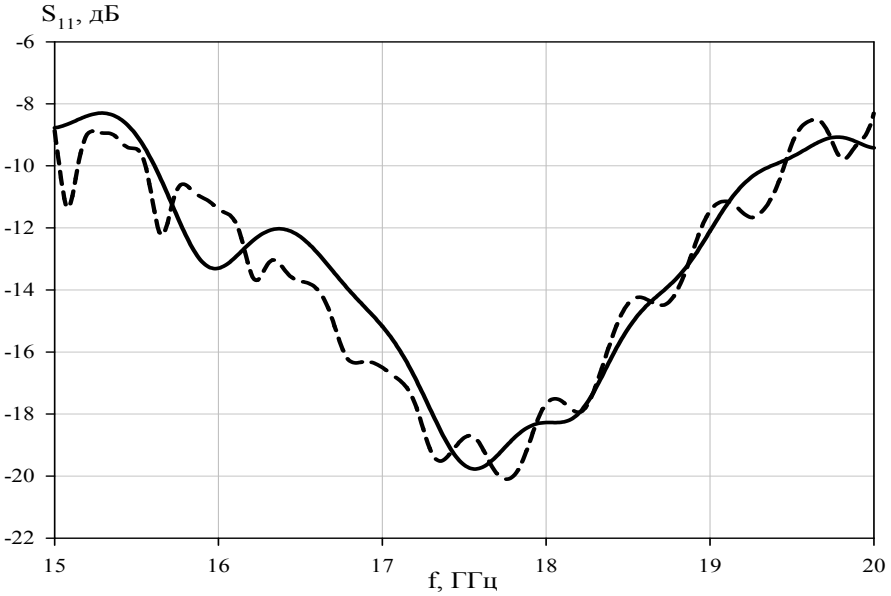


Рис. 5. Коэффициент отражения рупорных антенн при Ar = 60 мм (сплошная линия) и Ar = 120 мм (пунктирная линия)

Длина антенны в случае оптимального рупора определяется по (1) и может быть весьма большой при больших размерах раскрыва. Как следует из принципа действия рупорного излучателя, уменьшение длины рупора приведет к искажению фазового распределения тока вдоль излучающей щели. Для его коррекции возможно применение аналога металлопластинчатой линзы, используемой в обычных рупорных антеннах, как описано, например, в [6].

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» (базовая часть НИР, выполняемых по государственному заданию, договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. A 60-GHz CPW-Fed High-Gain and Broadband Integrated Horn Antenna" / Bo Pan, Yuan Li, G.E. Ponchak, J. Papapolymerou, M.M. Tentzeris // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2009. – Т. 57. – № 4. – Ч. 2. – С. 1050–1056.

2. Mallahzadeh, A.R. Wideband H-Plane Horn Antenna Based on Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW) / A.R. Mallahzadeh, S. Esfandiarpour // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Т. 11. – С. 85–88.

3. Vandana, K. Design of H-plane horn antenna using substrate integrated waveguide / K. Vandana, S. Shweta // International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP). – 2013. – Pp. 1–4.

4. Wong, M. A broadside substrate integrated horn antenna / M. Wong, A.R. Sebak, T.A. Denidni // 2008 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat. Society. – 2008. – С. 1–4.

5. Драбкин, А.Л. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин и др. – М.: Изд-во «Советское радио», 1974. – 536 с.

6. Phase Corrected Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antenna with Embedded Metal-Via Arrays / L. Wang, X. Yin, Sh. Li, H. Zhao, L. Liu, and M. Zhang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – № 99.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОГО МОСТА

Ф. А. Михеев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: LINFOX@mail2000.ru

Рассматривается влияние паразитных параметров компонентов направленного моста на частотные зависимости его электрических характеристик. Проведено сравнение экспериментальных и теоретических частотных зависимостей коэффициента передачи и ответвления направленного моста.

Одним из важнейших компонентов векторного анализатора цепей является направленное устройство, разделяющее падающие и отражённые волны. Чаще всего таким устройством является направленный ответвитель или направленный мост [1]. Основными электрическими характеристиками этих устройств являются: вносимые потери, неравномерность вносимых потерь, коэффициент ответвления, неравномерность коэффициента ответвления, направленность.

Рассмотрим данные электрические характеристики на примере направленного моста. В общем случае направленный мост можно представить как трёхпортовое устройство

(рис. 1), где s_{21} – коэффициент передачи, s_{32} – коэффициент ответвления, s_{31} – развязка. При этом направленность вычисляется из соотношения $D = |s_{31}| – (|s_{32}|+|s_{21}|)$. В соответствии со схемой направленного моста (рис. 2) коэффициенты передачи и ответвления могут быть рассчитаны по приведённым ниже соотношениям [2, 3]:

$$s_{21} = \frac{R_1}{Z_0 + R_1}, \quad s_{32} = \frac{R_1}{R_2 + R_1}. \tag{1}$$

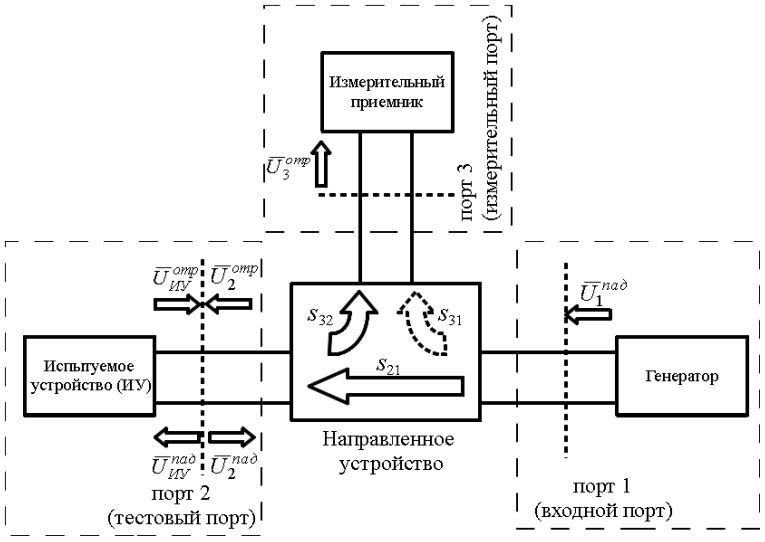


Рис. 1. Измерительная цепь с направленным устройством

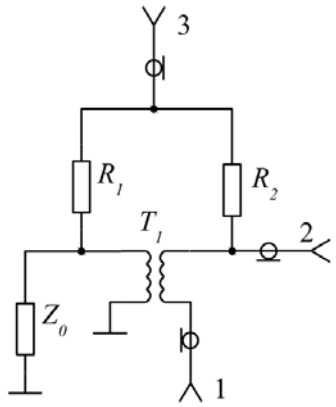


Рис. 2. Принципиальная схема направленного моста

Очевидно, соотношения (1) не учитывают частотную зависимость коэффициентов передачи и ответвления, которая неизбежно возникает из-за наличия паразитных параметров (индуктивного и ёмкостного характера) компонентов, входящих в направленный мост. Для этого рассмотрим случай, когда в качестве резисторов R_1, R_2, Z_0 используются чип-резисторы. На рис. 3 изображён чип-резистор, установленный на печатную плату, а его эквивалентная схема приведена на рис. 4 [4]. Общее сопротивление эквивалентной схемы может быть записано с помощью метода узловых потенциалов как

$$R_{общ} = \frac{4 \cdot \left(j \cdot \omega^2 \cdot C_p \cdot L_s \cdot R - j \cdot R + \omega \cdot L_s \right)}{4 \cdot \left(j \cdot \omega^2 \cdot C_s \cdot L_s + j \cdot \omega \cdot C_p \cdot L_s - \omega^3 \cdot C_s \cdot L_s \cdot R \cdot C_p - j \right) - \omega^3 \cdot L_s \cdot C_p^2 \cdot R + 2 \cdot \omega \cdot R \cdot C_p}. \tag{2}$$

Номиналы паразитных элементов рассчитываются из следующих соотношений [4]

$$L_s = 0{,}125 \cdot L_r \cdot \left(\ln\left[\frac{2 \cdot L_r}{W_r} \right] + 0{,}5 + \frac{2 \cdot W_r}{9 \cdot L_r} \right), \text{ мкГн}$$
$$C_s = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot W \cdot h_r}{L}, \text{ Ф}; \tag{3}$$

$$C_p = \frac{\varepsilon_s \cdot \varepsilon_0 \cdot 1{,}4 \cdot W_r \cdot L_r}{h_s}, \text{ Ф}. \tag{4}$$

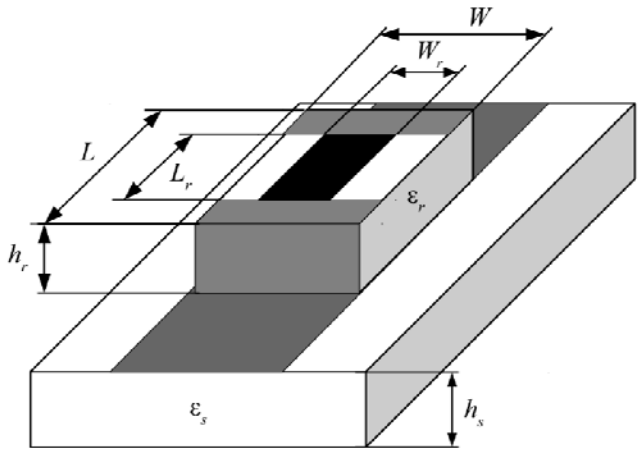


Рис. 3. Чип-резистор на печатной плате

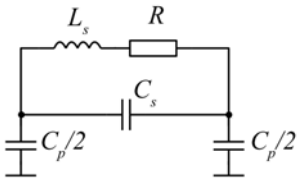


Рис. 4. Эквивалентная схема чип-резистора

После подстановки (2) в (1) получаем коэффициенты передачи и ответвления, зависящие от частоты. Далее проведём сравнение частотных зависимостей коэффициентов передачи и ответвления полученных теоретически и экспериментально в диапазоне рабочих частот от 10 МГц до 8 ГГц. Экспериментальный образец направленного моста и нумерация его портов показаны на рис. 5.

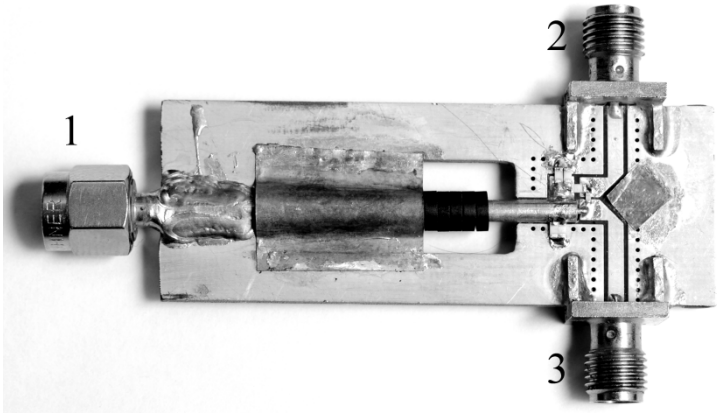


Рис. 5. Экспериментальный образец направленного моста

Данный экспериментальный образец изготовлен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной $h_s = 1{,}5$ мм (рис. 3), в качестве линии передачи на печатной плате использована частично экранированная копланарная линия. Эталонная нагрузка Z_0 (рис. 2) выполнена из четырёх чип-резисторов сопротивлением 43 Ом каждый, соединённых параллельно. Резисторы R_1 и R_2 (рис. 2), имеют сопротивление 49,9 Ом, 270 Ом и типоразмер 0603, 0402 соответственно. Конструктивно симметрирующий трансформатор изготовлен из полужесткого коаксиального кабеля длиной 40 мм, на оплётку которого одеты ферритовые шайбы типоразмера К4х2,5х1,2 из материала М2000НМ-17. В табл. 1 приведены, рассчитанные согласно (3), (4), номиналы паразитных элементов резисторов типоразмера 0402 и 0603, для материала подложки печатной с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_s = 4{,}5$. Для расчётов номиналов паразитных элементов диэлектрическая проницаемость подложки резистора $\varepsilon_r = 9{,}8$.

Таблица 1

Типоразмер	C_p, пФ	C_s, пФ	L_s, нГн
0402	0,01116	0,01518	0,117
0603	0,0316	0,02074	0,193

На рис. 6 и 7 изображены экспериментальные и расчётные частотные зависимости коэффициентов передачи и ответвления, где 1 – частотные зависимости, полученные экспериментально; 2 – рассчитанные частотные зависимости для номиналов паразитных элементов указанных в табл. 2; 3 – рассчитанные частотные зависимости, для номиналов паразитных элементов в соответствии с табл. 1; 4 – рассчитанные частотные зависимости для уменьшенных в два раза ёмкости C_s резистора R_2 и индуктивности L_s эталонного импеданса Z_0 (при этом остальные номиналы паразитных элементов соответствуют табл. 2); 5 – рассчитанные частотные зависимости для увеличенных в два раза ёмкости C_s резистора R_2 и индуктивности L_s эталонного импеданса Z_0 (при этом остальные номиналы паразитных элементов соответствуют табл. 2).

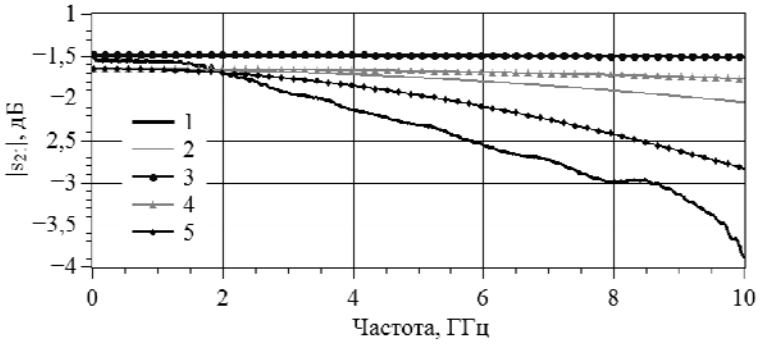


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента передачи

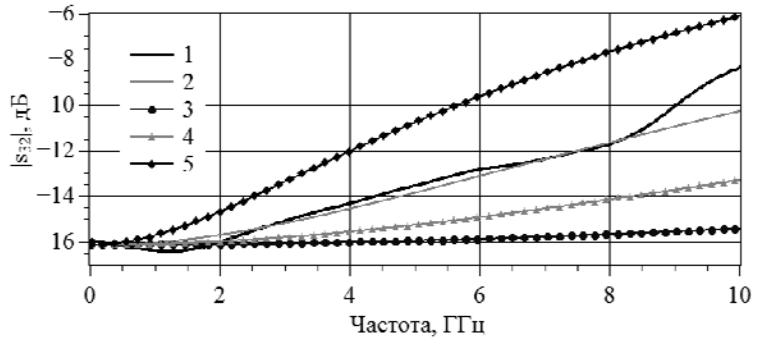


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициента ответвления

Таблица 2

	C_p, пФ	C_s, пФ	L_s, нГн
R_1	0,0316	0,02074	0,193
R_2	0,02	0,0895	0,14
Z_0	0,01995	0,02174	0,213

Сравнивая и анализируя экспериментальные и расчётные частотные зависимости коэффициентов передачи и ответвления можно сделать следующие выводы:

– рассчитанные частотные зависимости коэффициента передачи не совпадают с экспериментальной частотной зависимостью. Это связано с тем, что в соотношениях (1) не учитываются потери, присутствующие в линиях передачи;

– соотношения (1), с учётом общего сопротивления модели чип-резистора, позволяют получить расчётную частотную зависимость коэффициента ответвления в первом приближении, совпадающую с экспериментальной. Однако это достигается, в основном, за счёт увеличения почти в шесть раз паразитной ёмкости C_s и в два раза ёмкости C_p резистора R_2, относительно рассчитанных по (3) и (4) значений.

– для уменьшения неравномерности коэффициента ответвления необходимо уменьшение величины паразитной ёмкости C_s резистора R_2. Также для удержания моста в состоянии баланса необходимо уменьшать величину паразитной индуктивности L_s эталонного импеданса Z_0, что приводит к уменьшению неравномерности коэффициента передачи. Однако, это один из возможных случаев. В более общем случае для уменьшения неравномерности коэффициента ответвления необходимо уменьшать падение сопротивления R_2 с ростом частоты, а для выполнения условия баланса ($Z_0 \cdot R_2 = R_1^2$) необходимо уменьшать повышение импеданса Z_0 с ростом частоты.

Список литературы

1. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей диапазона СВЧ / Ф.А. Михеев, Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев, М.С. Ройтман // Докл. ТУСУР. – 2011. – № 2 (24). – Ч. 1. – С. 219–222.

2. Михеев, Ф.А. Сверхширокополосный направленный мост диапазона ОВЧ / Ф.А. Михеев, А.В. Фатеев // Науч. сессия ТУСУР-2011. Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2011. – С. 192–194.

3. Joel P. Dunsmore. Handbook of microwave component measurements with advanced VNA techniques / Dunsmore Joel P. John Wiley & Sons, Ltd, 2012. – 611 p.

4. Golio, Mike. RF and microwave passive and active technologies / Mike Golio. – CRC Press, 2008. – 697 p.

МИНИАТЮРНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР НОВОГО ТИПА И ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ЕГО ОСНОВЕ

Д. Н. Тетерин, Я. Ф. Бальва*, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
**Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок
E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Предложена миниатюрная конструкция микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры. Исследованы зависимости частоты и добротности первой моды колебаний резонатора от его конструктивных параметров. Для демонстрации перспективности предложенной конструкции на ее основе изготовлен макет полосно-пропускающего фильтра второго порядка. Показано, что по совокупности таких характеристик как миниатюрность и вносимые потери разработанный фильтр существенно превосходит известные микрополосковые аналоги.

Миниатюрные полосно-пропускающие фильтры являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем. С развитием радиотехники и радиоэлектроники непрерывно повышаются требования, предъявляемые к таким устройствам и, в частности, к их частотно-селективным свойствам, надежности, технологичности в производстве. В настоящее время по совокупности перечисленных выше требований наилучшими являются устройства на микрополосковых линиях передачи, однако в дециметровом и, особенно, метровом диапазонах длин волн они зачастую имеют неприемлемо большие размеры. Известно несколько основных подходов к уменьшению габаритов конструкций микрополосковых фильтров, например, применение в них микрополосковых резонаторов со скачком волнового сопротивления [1, 2], придание проводникам резонаторов формы шпильки [3, 4], использование квазисосредоточенных емкостей и индуктивностей [5]. Однако перечисленные выше способы приводят наряду с уменьшением размеров резонаторов также и к существенному уменьшению их собственной добротности. В настоящей работе рассматривается новая конструкция резонатора, характеризующаяся не только высокой миниа-

тюрностью, но и высокой собственной добротностью, которая существенно превышает добротность известных конструкций миниатюризованных микрополосковых резонаторов при прочих равных условиях.

На рис. 1 показана топология проводников предлагаемого микрополоскового резонатора. Проводники резонатора образуют встречно-штыревую структуру, стороны которой по всей ширине замкнуты на экран.

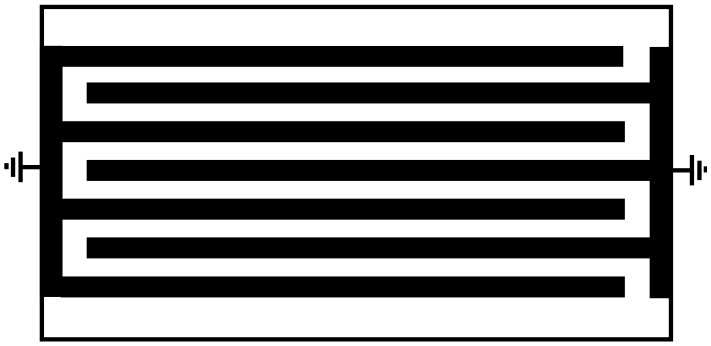


Рис. 1. Топология проводников микрополоскового резонатора

На рис. 2 представлена рассчитанная зависимость нижайшей резонансной частоты f_0 заявляемого микрополоскового резонатора от числа проводников встречно-штыревой структуры. Материал подложки ФЛАН толщиной 1 мм, имеющий диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 2.5$. Ширина резонатора была зафиксирована и составляла 4.1 мм, длина резонатора составляла 12 мм. Ширина проводников изменялась обратно пропорционально их числу при фиксированном расстоянии между ними 100 мкм.

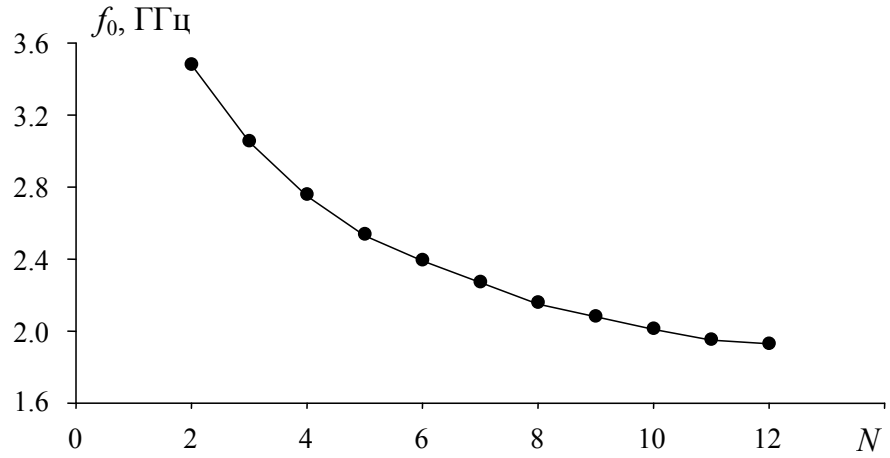


Рис. 2. Зависимость резонансной частоты f_0 микрополоскового резонатора от количества проводников встречно-штыревой структуры

Видно, что с увеличением числа проводников встречно-штыревой структуры резонансная частота существенно понижается. Это означает, что на фиксированной резонансной частоте при большом числе проводников резонатора его длина уменьшиться более чем в два раза.

На рис. 3 представлена рассчитанная зависимость собственной добротности Q_0 нижайшей моды колебаний рассматриваемого микрополоскового резонатора от числа полосковых проводников встречно-штыревой структуры.

Расчет произведен для фиксированной резонансной частоты 1 ГГц, которая поддерживалась постоянной за счет изменения длины резонатора. Остальные конструктивные

параметры были такими же, как и для рис. 2. Из представленной зависимости видно, что с увеличением количества проводников величина добротности остается достаточно высокой, а ее изменение незначительно и составляет менее 10 %.

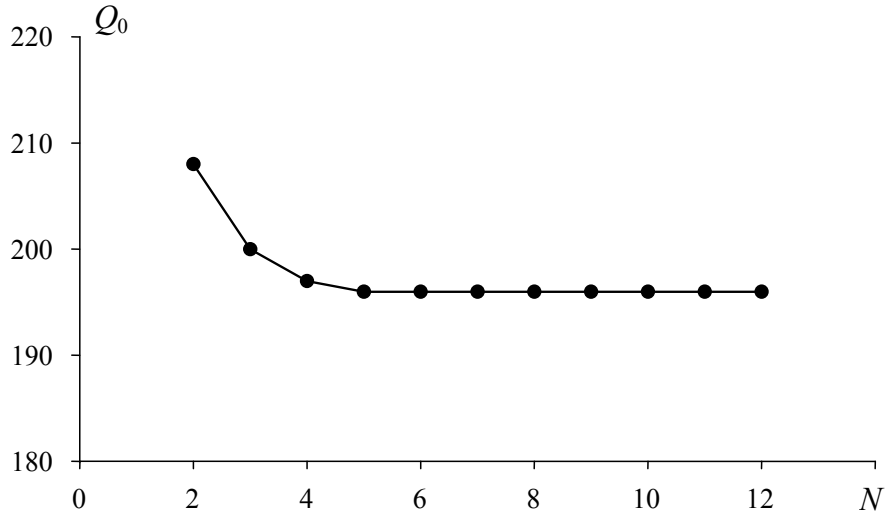


Рис. 3. Зависимость собственной добротности резонатора
от количества проводников встречно-штыревой структуры

Проведенные исследования показали, что по совокупности таких характеристик как миниатюрность и вносимые потери разработанный фильтр существенно превосходит известные микрополосковые аналоги. Для подтверждения этого были изготовлены исследуемый резонатор с числом проводников $N = 7$ и ближайший к нему из аналогов − миниатюризованный микрополосковый резонатор на основе квазисосредоточенных элементов. Оба резонатора имели одинаковые размеры 4.1 мм×28 мм и близкие резонансные частоты $f_0 \approx 900$ МГц, выполнены на подложке из материала ФЛАН ($\varepsilon = 2.5$) толщиной 1 мм. Остальные конструктивные параметры резонаторов также были идентичны: ширины полосковых проводников встречно-штыревой структуры 400 мкм, зазор между проводниками 200 мкм.

На рис. 4 представлены измеренные амплитудно-частотные характеристики потерь на прохождение изготовленных резонаторов при их слабой связи с линиями передачи. Измеренная по резонансной кривой добротность резонатора традиционной конструкции составила $Q_0 \approx 40$, в то время как измеренная добротность резонатора нового типа составила $Q_0 \approx 180$, что в 4.5 раза больше. Таким образом, резонатор предложенной в работе конструкции позволяет существенно повысить собственную добротность по сравнению с известными аналогами при прочих равных условиях.

Как известно, основной областью применения микрополосковых резонаторов является разработка на их основе различных частотно-селективных устройств, в частности, полосно-пропускающих фильтров. На рис. 5 представлены фотография макета и измеренные амплитудно-частотные характеристики двухзвенного полосно-пропускающего фильтра на основе микрополоскового резонатора предложенной конструкции с числом проводников встречно-штыревой структуры в каждом резонаторе $N = 7$. Фильтр имеет относительную ширину полосы пропускания $\Delta f_3/f_0 \approx 8$ % (по уровню –3 дБ) с центральной частотой $f_0 = 1.07$ ГГц. Конструктивные параметры фильтра были следующими: материал подложки ФЛАН ($\varepsilon = 2.5$) толщиной 1 мм, ширина полосковых проводников встречно-штыревой структуры 400 мкм, зазор между проводниками встречно-штыревой структуры 200 мкм, расстояние между резонаторами 2.7 мм, размеры фильтра 28 мм×11 мм. Вносимые потери в полосе пропускания фильтра составили 1.4 дБ, в то время как для аналогично фильтра на

традиционных резонаторах они были бы существенно больше при прочих равных условиях. Важно отметить, что применение бóльшего количества проводников во встречно-штыревой структуре резонатора приведет к значительно бóльшему эффекту в уменьшении размеров и повышении добротности.

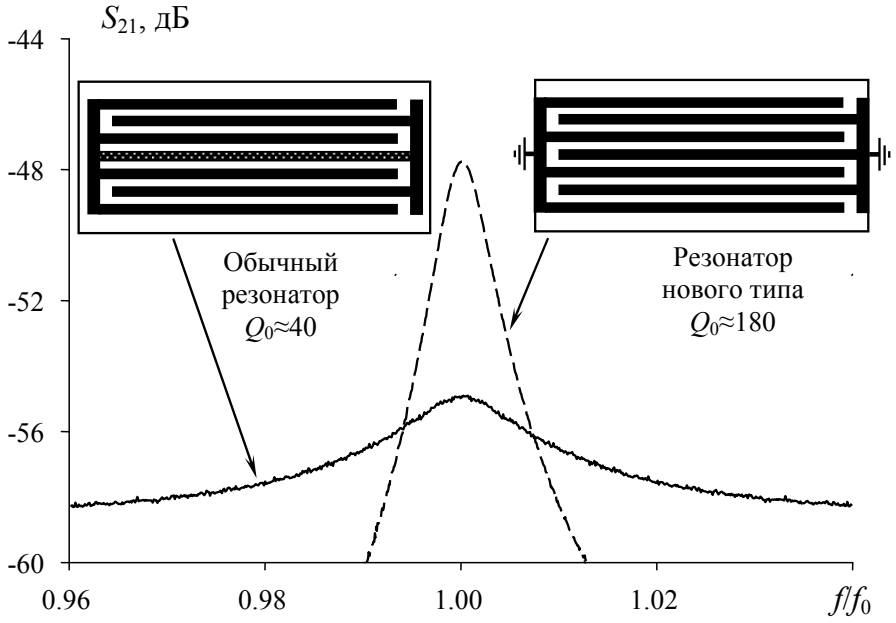


Рис. 4 Экспериментальные резонансные кривые предложенного резонатора и его ближайшего аналога при одинаковых размерах и резонансной частоте

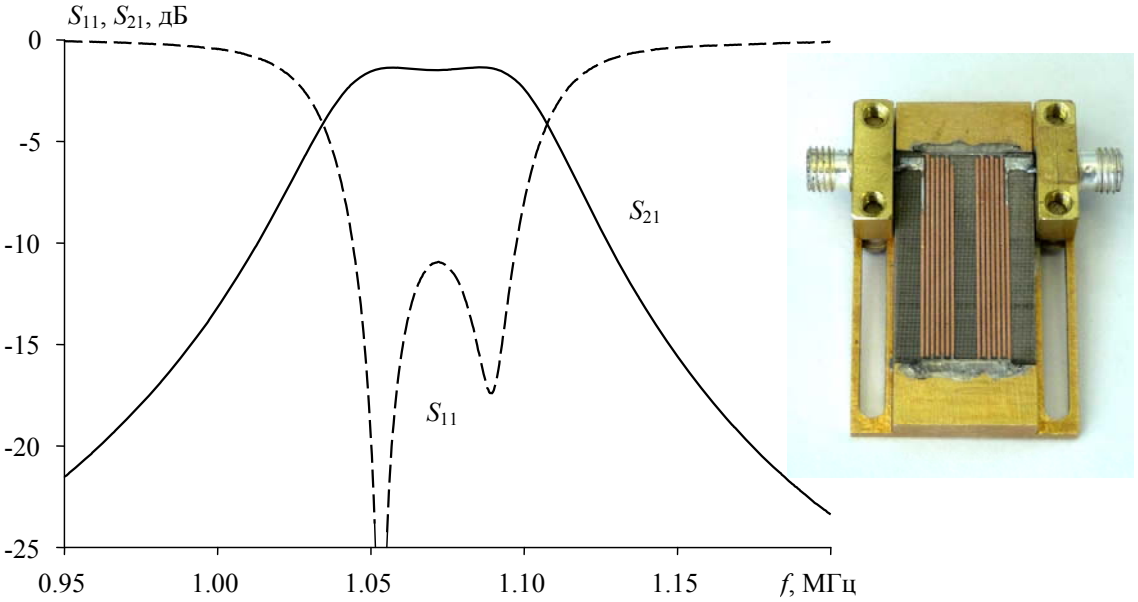


Рис. 5. Измеренные амплитудно-частотные характеристики двухрезонаторного фильтра и фотография изготовленного макета

Таким образом, в работе предложена новая конструкция микрополоскового резонатора, которая позволяет существенно уменьшить вносимые потери в полосе пропускания фильтров на его основе при сохранении высокой степени миниатюрности. Предлагаемая конструкция может быть использована не только для создания миниатюрных полосно-пропускающих фильтров, имеющих малые вносимые потери, но и высокодобротных резонаторов для задающих цепей генераторов в различных системах связи, радиолокации, радионавигации и специальной радиоаппаратуре.

Список литературы

1. Design of stepped-impedance combline bandpass filters with symmetric insertion-loss response and wide stopband range / Y.-M. Chen, S.-F. Chang, C.-C. Chang, and T.-J. Hung // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2007. – Vol. 55. – P. 2191–2199.

2. Селективные свойства микрополосковых фильтров на нерегулярных резонаторах / Б.А. Беляев, С.В. Бутаков, Н.В. Лалетин и др. // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 11. – С. 1397–1406.

3. Kuo, J.T. A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators / J.T. Kuo, M.J. Maa, P.H. Lu // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 2000. – Vol. 10. – № 3. – Pp. 94–95.

4. Беляев, Б.А. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 1. – С. 24–31.

5. J.-S. Hong. Microstrip filters for RF/Microwave applications. – 2nd ed. // A John Wiley&Sons, Inc. – 2011. – p. 655.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОВОРОТОМ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НАВИГАЦИОННЫМ СПУТНИКОМ

А. С. Иванов, К. В. Лемберг, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: Iwanow_S@mail.ru

Разработана система автоматического слежения зеркальной антенны за навигационным спутником. Для управления системой слежения написано специальное программное обеспечение. Произведена оценка эффективности направленной антенны, в сравнении со слабонаправленной антенной.

Навигационные спутники вращаются вокруг Земли на низких орбитах, поэтому они перемещаются над точкой наблюдения. Обычные антенны приемников навигационного сигнала имеют широкую диаграмму направленности, для приема сигнала со спутника независимо от его положения в небе. Из-за низкого КНД таких антенн, их не всегда возможно использовать при разработке и настройке навигационного оборудования, где необходим сильный сигнал. Поэтому нужна направленная антенна с высоким КНД, но так как спутник перемещается, антенну необходимо поворачивать, направляя на него. Для решения этой задачи разработана система автоматического слежения, ее схема приведена на рис. 1.

В состав системы входят: зеркальная параболическая антенна диаметром 2,4 м, облучатель, малошумящий усилитель (МШУ), приемник навигационного сигнала, неподвижная опора, антенное поворотное устройство (АПУ) «Радант AZ3000V», контроллер управления двухкоординатным антенным поворотным устройством «Радант AZV» [1], управляющий компьютер (ПК 1), компьютер для удаленного доступа (ПК 2), блоки питания.

Контроллер антенного поворотного устройства служит для управления поворотным устройством, которое наводит антенну на спутник. Контроллер АПУ управляется при помощи персонального компьютера (ПК 1 на рис. 1) по интерфейсу RS-232. Управляющий компьютер установлен вблизи контроллера АПУ, в связи с ограничением расстояния работы интерфейса RS-232. Чтобы иметь возможность управлять положением антенны из более удаленного места (ПК 2 на рис. 1), к управляющему компьютеру осуществляется подключение при помощи службы «Удаленный рабочий стол».

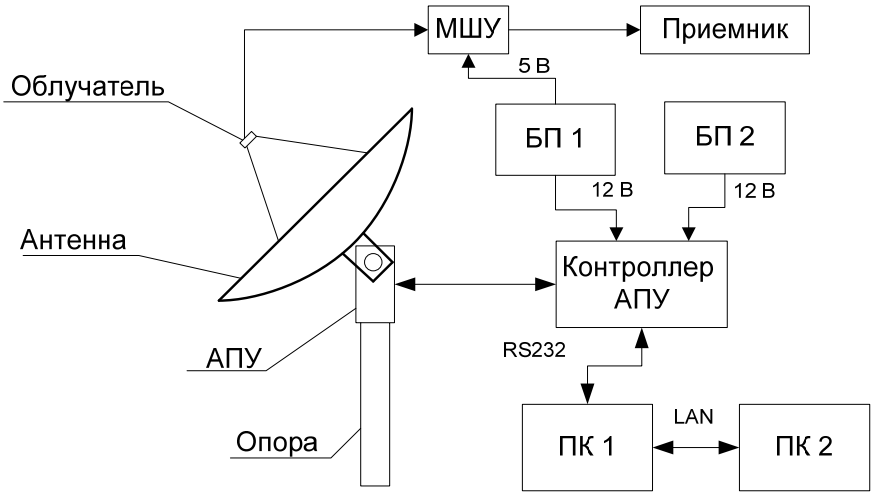


Рис. 1. Блок-схема

Для питания оборудования применены два блока питания: один формирует напряжения +5 В для питания МШУ и +12 В для контроллера АПУ, токи потребления не более 200 мА, другой формирует напряжение +12 В для питания двигателей поворотного устройства, ток потребления которых может достигать 10 А.

Для управления положением антенны применяется контроллер управления АПУ «Радант». Чтобы обеспечить непрерывное слежение антенны за спутником, разработано специальное программное обеспечение. Программа написана на языке C++ с использованием библиотеки Qt. Данные о текущем положении спутника загружаются из заранее подготовленного файла. Программа обеспечивает следующие функции: чтение данных из файла; их отображение в виде графика, для контроля траектории движения спутника; формирование и подачу команд контроллеру на установку соответствующих азимута и угла места у антенны в нужное время; отображение текущего положения антенны; задание положения антенны вручную.

На рис. 2 показан интерфейс программы в режиме ручного управления, при подключенном контроллере АПУ и загруженном тестовом файле.

Данная система изготовлена и запущена. На рис. 2 справа показана антенна с АПУ, установленная на крыше. В левой нижней части фотографии видна ненаправленная антенна ГЛОНАСС под конусным обтекателем.

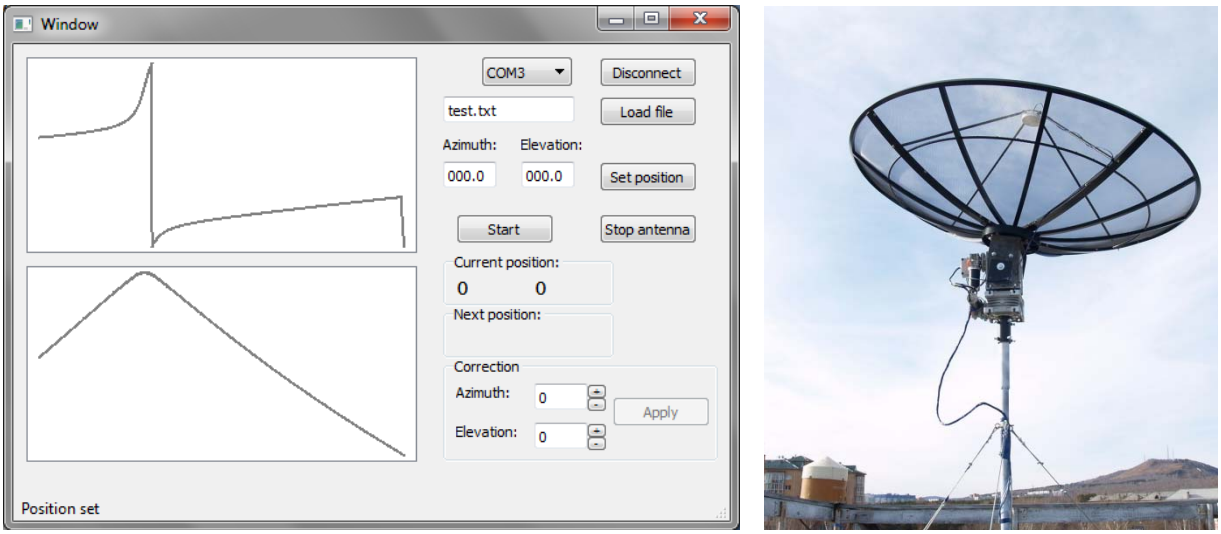


Рис. 2. Интерфейс программы (слева), направленная антенна на АПУ (справа)

Оценим эффективность работы направленной антенны, по сравнению со слабонаправленной. Общая схема приемной части установки показана на рис. 3. В состав приемной части входят: антенна с коэффициентом направленного действия D, малошумящий усилитель (МШУ) с коэффициентом усиления α_2, приемник навигационного сигнала, коаксиальный кабель с коэффициентом ослабления α_1, соединяющий антенну и МШУ (кабель 1), коаксиальный кабель с коэффициентом ослабления α_3, соединяющий МШУ с приемником (кабель 2).

Сравним мощность сигнала, получаемую с помощью двух систем с разными антеннами.

Первая система включает в себя слабонаправленную приемную антенну, кабель 1 типа RG-58, длиной 1 м. Вторая система включает в себя остронаправленную приемную антенну, кабель 1 типа RG-58, длиной 2 м. В обеих системах используются одинаковые МШУ с коэффициентом усиления α_2 и кабели 2 для передачи сигнала от МШУ к приемнику типа CNT-400/WBC, длиной 50 м.

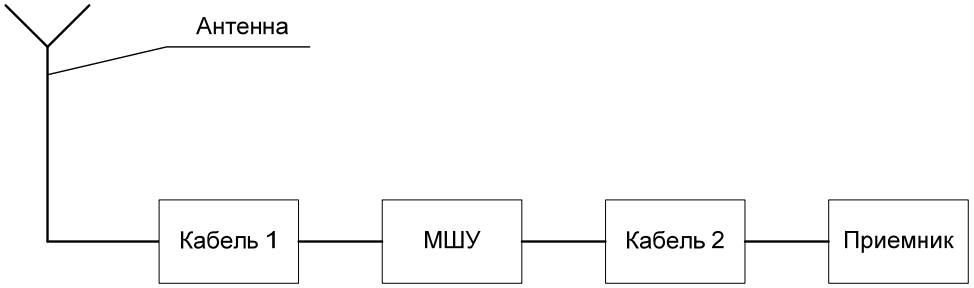


Рис. 3. Общая схема

Суммарный коэффициент передачи антенно-фидерного тракта в дБ можно найти по формуле:

$$K = D - a_1 + a_2 - a_3. \quad (1)$$

Коэффициенты направленного действия антенн и коэффициент усиления малошумящего усилителя известны и внесены в табл. 1. Коэффициент ослабления в кабелях определяется по формуле

$$a = \beta \cdot l, \quad (2)$$

где $\beta \left[\frac{дБ}{м}\right]$ – погонное затухание в кабеле; l – длина кабеля.

Сравнение производится на трех частотах:

$$L_1 = 1600 \text{ МГц}, L_2 = 1240 \text{ МГц}, L_3 = 1200 \text{ МГц}.$$

Для кабеля RG-58 ослабление на этих частотах равно [2]:

$$\beta_{1600} = 0{,}48 \text{ дБ/м}, \beta_{1240} = 0{,}40 \text{ дБ/м}, \beta_{1200} = 0{,}40 \text{ дБ/м}.$$

Для кабеля CNT-400/WBC ослабление равно:

$$\beta_{1600} = 0{,}175 \text{ дБ/м}, \beta_{1240} = 0{,}148 \text{ дБ/м}, \beta_{1200} = 0{,}148 \text{ дБ/м}.$$

Таблица 1

Параметр	Слабонаправленная антенна			Остронаправленная антенна		
Частота	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
D, дБи	6,7	5,4	5,5	29,4	27,5	27
a_1, дБ	0,48	0,40	0,40	0,96	0,8	0,8
a_2, дБ	18,5	21,1	21,1	18,5	21,1	21,1
a_3, дБ	8,75	7,4	7,4	8,75	7,4	7,4
K	15,97	18,7	18,8	38,19	40,4	39,9

С учетом этого, все данные сведены в табл. 1.

Таким образом, применение остронаправленной антенны дает выигрыш по мощности принимаемого сигнала более 20 дБ по сравнению со слабонаправленной антенной.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», (базовая часть НИР, выполняемых по государственному заданию, договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Мегасервис. Производственно-коммерческая фирма. [Электронный ресурс]. – http://www.megaservis.ru

2. Коаксиальный кабель RG-58. [Электронный ресурс]. – http://www.rg58.ru

СЕКЦИОНИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ

А. П. Константинов, Е. А. Литинская, В. С. Панько, Ю. П. Саломатов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: YLitinskaya@gmail.com

Рассматриваются характеристики направленности фазированной антенной решетки (ФАР) с механоэлектрическим сканированием (МЭС). Приводятся результаты электродинамического моделирования ФАР с МЭС в широком секторе углов. Произведено сравнение характеристик плоской АФАР с характеристиками ФАР с МЭС.

В настоящее время остро стоит проблема организации высокоскоростного доступа к сети интернет, телефонии, телевидению в труднодоступных и удаленных местностях, а также на подвижных объектах. Сети наземной беспроводной передачи данных, такие как 3G, 4G –LTE, Wi-Fi не могут обеспечить необходимую зону покрытия. Единственным способом доступа к услугам сети интернет остаётся спутниковая связь.

Для реализации спутниковой связи на подвижных объектах необходимы антенные устройства, удовлетворяющие следующим требованиям: высокий коэффициент усиления (КУ), малые массогабаритные показатели, высокая надёжность и быстродействие, сканирование в широком секторе углов. В настоящее время для этих целей широко используются два вида антенных систем: зеркальные антенны и активные фазированные антенные решетки (ФАР) [1, 2]. Эти антенные системы (АС) обладают рядом существенных недостатков, главными из которых являются большие массогабаритные показатели, дороговизна, ограниченный сектор сканирования.

Поэтому для устранения вышеперечисленных недостатков в ряде работ была предложены различные варианты низкопрофильной ФАР с механоэлектрическим сканированием для сетей спутниковой связи на подвижных объектах [3, 4].

Исследуемая ФАР (рис. 1, 2) состоит из нескольких механически вращающихся подрешеток, наклоненных под углом θ_0 к плоскости xOy. Сигналы с подрешеток суммируются с определенной фазовой задержкой.

Сканирование в угломестной плоскости достигается изменением угла θ_0, в азимутальной – поворотом всей АР. Для устранения разности хода между отдельными подрешетками, используются фазовращатели. В отличие от общепринятого термина «электромеханическое» сканирование, такой тип сканирования можно назвать «механолектрическим» сканированием, поскольку здесь механически перемещаются довольно большие части антенной системы (в отличие от электромеханического способа), и также присутствуют электрически управляемые фазовращатели.

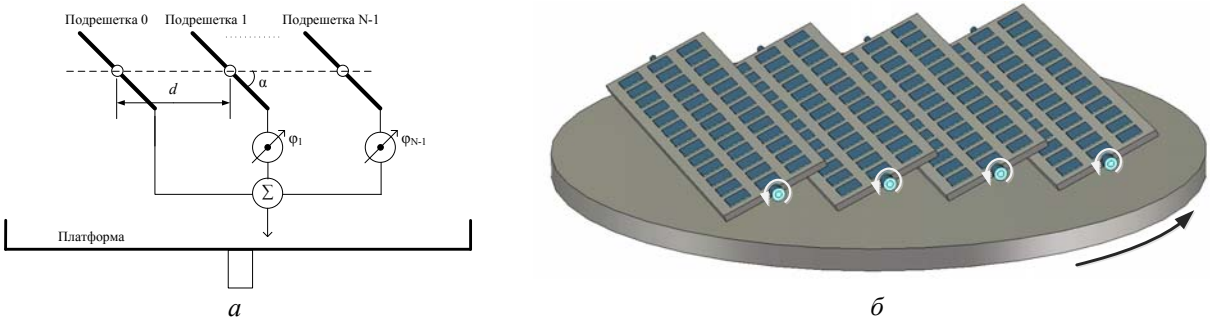


Рис. 1. Секционированная АР с механоэлектрическим сканированием:
а – структурная схема; *б* – трехмерная модель

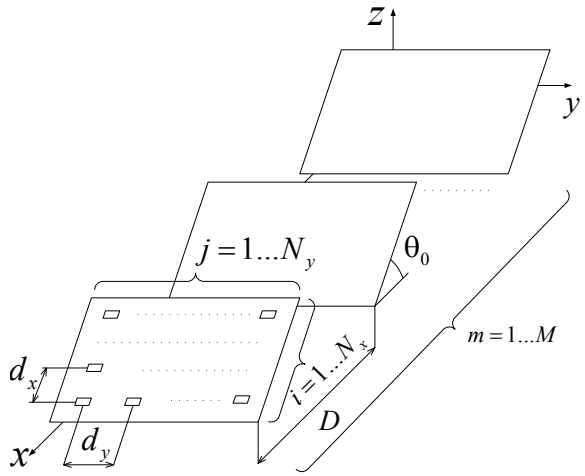


Рис. 2. Модель АР

Расчет характеристики направленности такой АР может быть произведен следующим образом. Элементы АР нумеруются в пределах одной подрешетки: $i=1,2...N_x$ – по оси *x*, $j=1,2...N_y$ – по оси *y*, а подрешетки имеют номера $m=1...M$. Таким образом, каждый элемент имеет номер вида mij.

Подрешетки расположены таким образом, что элемент с номером $i=1$, $j=1$, $m=1$ всегда находится в начале координат или над ним на оси z, т.е. $x_{m11}=0$, $y_{m11}=0$. Тогда координаты элементов можно определить следующим образом (рис. 2):

$$\begin{aligned} x_{mij} &= d_x(i-1)\cos\theta_0 + D(m-1) \\ y_{mij} &= d_y(j-1) \\ z_{mij} &= d_x \sin\theta_0 (N_x - 1) \end{aligned},$$

где d_x, d_y – расстояние между элементами подрешетки соответственно по осям *x* и *y*; *D* – расстояние между подрешетками.

По теореме перемножения [5]:

$$F_0(\theta,\varphi,\theta_0) = F_э(\theta,\varphi,\theta_0) F_{\Sigma 0}(\theta,\varphi,\theta_0),$$

где $F_э(\theta,\varphi,\theta_0)$ – ДН одного элемента АР, в качестве которого при моделировании используется повернутый элемент Гюйгенса; $F_\Sigma(\theta,\varphi,\theta_0)$ – множитель направленности секционированной АР. Если считать, что амплитудно-фазовое распределение по элементам подрешеток равномерное $I_{mij}=1$, то нормированный множитель направленности определяется следующим образом:

$$F_{\Sigma 0}(\theta,\varphi,\theta_0)=\frac{1}{N_x N_y M}\sum_{m=1}^{M}\sum_{i=1}^{N_x}\sum_{j=1}^{N_y} e^{jk(\Delta r_0(\theta,\varphi,\theta_0)-mD\sin\theta_0)},$$

$$\Delta r_0(\theta,\varphi,\theta_0)=x_{mij}\sin\theta\cos\varphi+y_{mij}\sin\theta\sin\varphi+z_{mij}\cos\theta.$$

Здесь $mD\sin\theta_0$ – фазовый сдвиг между соседними подрешетками, обеспечивающий «стыковку» отдельных подрешеток в целую АР. Этот сдвиг реализуется за счет фазовращателей, подключенных к отдельным подрешеткам.

С использованием полученных выражений проведены вычисления характеристик секционированной АР, содержащей 4 подрешетки $M=4$, 2 x 8 элементов в каждой подрешетке: $N_x=2$, $N_y=8$. В первую очередь интерес представляет влияние размеров решетки и угла сканирования θ_0 на форму ДН в угломестной плоскости. Поэтому размеры решетки вдоль оси Oy можно задать постоянными, убедившись, что при этом в азимутальной плоскости не возникают дифракционные максимумы. С этой целью принято расстояние $d_y=0.7\lambda$.

Приведенные формулы не учитывают затенения подрешеток соседними подрешетками. При разных углах поворота максимальный КНД будет иметь место при $\theta_0=0$. Для более точного исследования было проведено электродинамическое моделирование в CST Microwave Studio, результаты приведены на рис. 3.

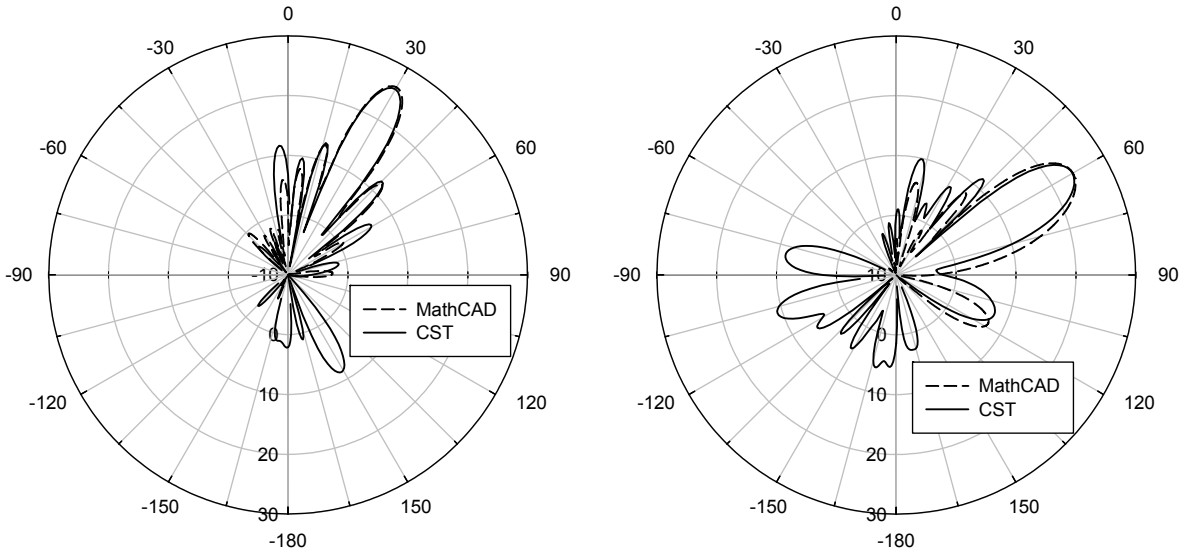


Рис. 3. ДН секционированной АР (дБ) в MathCAD и CST при θ_0=30 (слева) и θ_0= 60 (справа)

Как видно, при увеличении угла θ_0 происходит снижение КНД, вызванное затенением подрешеток. Уменьшение КНД при отклонении максимума ДН на 60° составляет 2,5 дБ.

Для уменьшения затенения возможно использовать АР другой конфигурации: средняя подрешетка в вертикальной плоскости имеет увеличенные размеры, а крайние подрешетки соответственно пропорционально уменьшены. При этом количество подрешеток и излучателей, а также расстояние между ними неизменно. На рис. 4 приведен график зависимости КНД от направления максимума ДН для двух АР с разными конфигурациями: одна состоит из подрешеток с одинаковыми геометрическими размерами, вторая имеет увеличенную среднюю подрешетку.

Максимальное снижение КНД составило 1,75 дБ и 2,5 дБ соответственно при секторе сканирования ±60°.

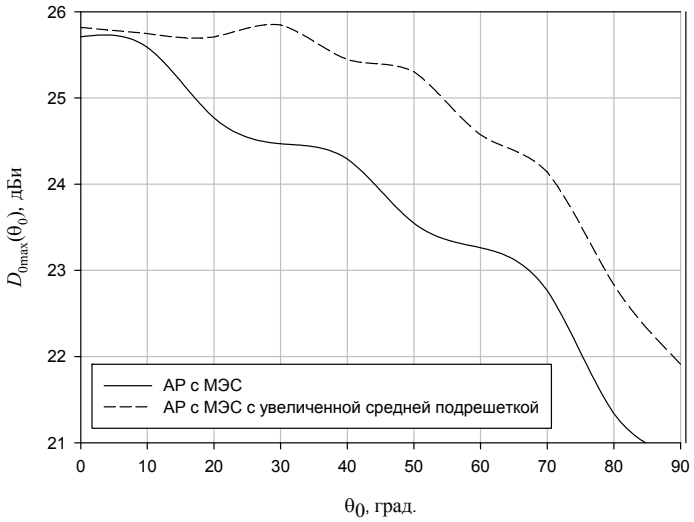


Рис. 2. Зависимость КНД от направления максимума ДН

Представляет интерес сравнение характеристик направленности описанной ФАР с МЭС и широко использующихся для организации спутниковой связи на подвижных объектах плоских АФАР. Для выполнения расчетов можно использовать имеющуюся модель секционированной решетки, у которой угол поворота подрешеток зафиксирован $\theta_0 = 0$, а для каждого ряда излучателей в подрешетках вводится фазовый сдвиг. Результаты расчета КНД приведены на рис. 5.

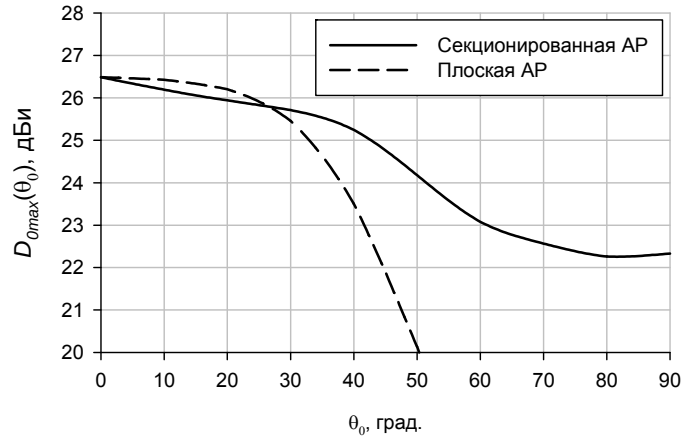


Рис. 5. КНД плоской и секционированной АР

Как видно из рис. 5, ФАР с МЭС обеспечивает существенно более высокий КНД при углах сканирования более 30°.

Полученные результаты моделирования показали возможность создания низкопрофильной АР с широкоугольным сканированием, сохраняющей высокий КНД в диапазоне углов сканирования до 60°.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», (базовая часть НИР, выполняемых по государственному заданию, договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Phased array technology for mobile user terminals / R. Baggen, S. Holzwarth, M. Bottcher и B. Sanadgol // Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – 2011.

2. Low cost phased array for mobile Ku-band satellite terminal / S. Vaccaro, D. Llorens del Rio, R. T. Sánchez, R. Baggen // Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2010.

3. A Compact Ku-Band Transmit/Receive Low-Profile Antenna for Broadband Mobile Satellite Communications / F. Tiezzi, D. Llorens, C. Doming, M. Fajardo // Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2010.

4. Azadegan, R. A Ku-Band Planar Antenna Array for Mobile Satellite TV Reception With Linear Polarization / R. Azadegan // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2010. – Т. 58. – № 6. – Pp. 2097–2101.

5. Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.: ил.

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЕРФОРИРОВАНОГО ДИЭЛЕКТРИКА

А. В. Станковский, А. Д. Немшон, С. В. Поленга,
Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: stankovskiy_a@mail.ru

Исследован способ создания искусственного диэлектрика для получения структуры, способной обеспечить линейный фазовый набег. На основе разработанной структуры построена модель антенной системы с широкоугольным сканированием.

В настоящее время существует потребность в антенных системах с широкоугольным сканированием, причем наибольший интерес представляет собой использование таких систем на подвижных объектах, осуществляющих слежение за спутником. Механическое сканирование неприемлемо из-за низкой скорости наведения и парусности антенн, а системы с электрическим сканированием имеют высокую стоимость. Поэтому существует потребность в недорогих низкопрофильных антенных системах с широкоугольным сканированием, обладающих высокой скоростью наведения.

Для изменения положения главного максимума диаграммы направленности (ДН) в пространстве, без изменения положения антенной системы, нужно наклонить фазовый фронт волны [1], управляя которым может быть осуществлено сканирование.

Одним из решений этой задачи является использование диэлектрика, установленного на пути волны, способного создать линейный фазовый набег. Величина фазовой задержки при распространении волны в материале рассчитывается по следующей формуле:

$$\Delta\varphi = \frac{360° \cdot l \cdot n \cdot f}{c}, \qquad (1)$$

где l – толщина диэлектрика; n – показатель преломления; f – частота; c – скорость света.

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu}\,. \qquad (2)$$

Таким образом, для получения линейного фазового набега необходимо обеспечить линейное изменение толщины диэлектрика или его показателя преломления.

Эффективная диэлектрическая проницаемость материала зависит от коэффициента заполнения материалом пространства, изменяя который можно получить различные фазовые задержки, используя один и тот же диэлектрик.

Коэффициент заполнения диэлектриком пространства рассчитывается по следующей формуле:

$$k_1 = 1 - \frac{V_2}{V_1}, \tag{3}$$

при этом воздух занимает:

$$k_2 = \frac{V_2}{V_1}, \tag{4}$$

где V_1 – объем параллелепипеда без отверстия; V_2 – объем отверстия.

В общем случае, отверстие может быть заполнено другим диэлектрическим материалом с показателем преломления n_2, поэтому:

$$n_{eff} = n_1 k_1 + n_2 k_2, \tag{5}$$

$$\varepsilon_{eff} = n_{eff}^2. \tag{6}$$

Изменять коэффициент заполнения можно, например, перфорируя диэлектрик. Для оптимального расположения круглых отверстий лучше всего подходит принцип гексагональной расстановки, это позволит получить наименьший коэффициент заполнения, а, следовательно, более низкую эффективную ε. Элементарная ячейка диэлектрика с отверстием и граничные условия unit cell представлены на рис. 1. Граничные условия unit cell имитируют расчет бесконечной периодической структуры, состоящей из элементарных ячеек. Для перфорации был выбран диэлектрик с $\varepsilon = 4$.

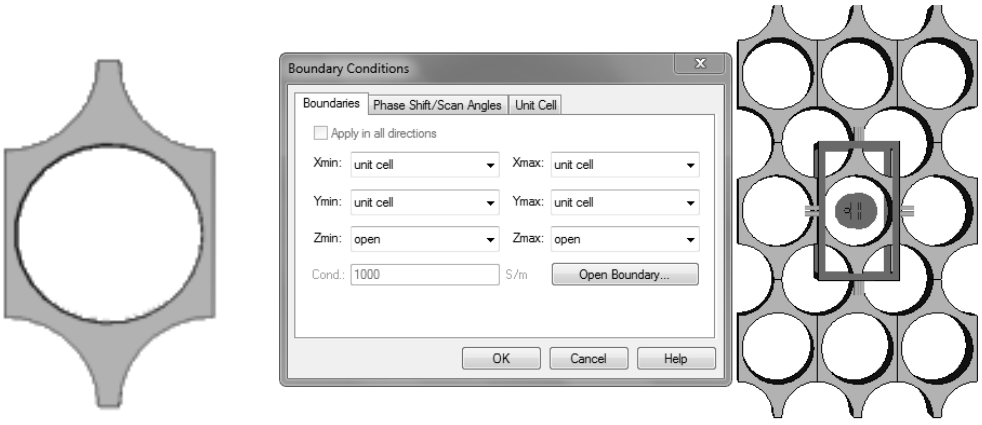


Рис. 1. Элементарная ячейка (слева) и граничные условия unit cell (справа)

Зависимость фазовой задержки при изменении диаметра отверстий представлена на рис. 2.

В табл. 1 приведены рассчитанные по формулам (5) и (6) показатель преломления и диэлектрическая проницаемость для 4 значений коэффициента заполнения (соответствующие различным радиусам отверстий). Средствами программы CST Microwave Studio были рассчитаны изменения фазы волны при прохождении через такую структуру.

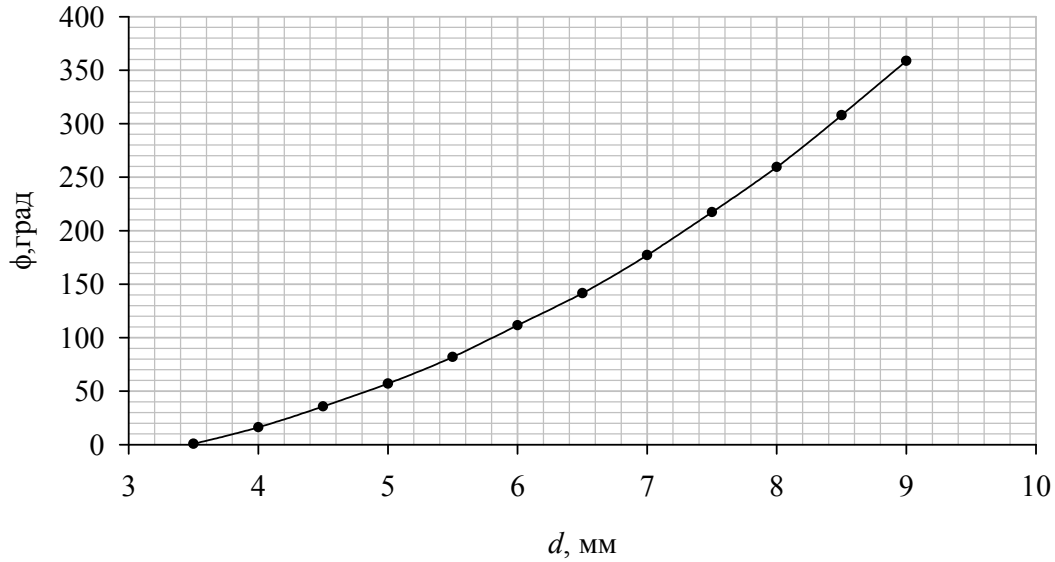


Рис. 2. Зависимость величины фазовой задержки от диаметра отверстий

Таблица 1

k_1	1	0,874	0,717	0,497
n	2	1,87	1,72	1,497
ε	4	3,5	2,95	2,24
Δφ, °	-280	-227	-177	-97

Для проверки достоверности полученных результатов была взята та же модель со стопроцентным заполнением, а в качестве изменяемого параметра – диэлектрическая проницаемость материала (значения взяты из табл. 1). Изменения фазы для этого случая, рассчитанные также средствами программы CST Microwave Studio, приведены в табл. 2.

Таблица 2

ε	4	3,5	2,95	2,24
Δφ, °	-280	-229	-175	-99

При увеличении точности расчета разность между полученными двумя методами результатами изменения фаз снижается. Следовательно, описанный выше подход вычисления эффективной ε при изменении коэффициента заполнения, может быть использован при расчетах.

Таким образом, можно решить обратную задачу. Зная необходимую величину фазовой задержки, можно вычислить коэффициент заполнения и радиус отверстия, а также значения радиусов для обеспечения линейного фазового набега.

Модель перфорированного диэлектрика с гексагональным расположений отверстий представлена на рис. 3.

Управление диаграммой направленности осуществляется использованием двух дисков перфорированного диэлектрика, наложенных друг на друга и вращающихся вокруг общей оси (рис. 4). Вращение дисков производилось в противоположных направлениях на один и тот же угол (от 0° до 90°). При 0° линейный фазовый набег, создаваемый одним диском, компенсируется вторым, а при 90° усиливается, создавая максимальный угол наклона [2]. При всех промежуточных значениях угловых смещений происходит сложение фазовых набегов двух дисков, образуя линейный фазовый набег.

В качестве диаграммообразующей схемы (ДОС) для электродинамического расчета структуры был использован короткий отрезок волновода большого сечения. У такой ДОС

в раскрыве формируется спадающее амплитудное распределение и равномерное фазовое, близкое к реальным ДОС. При этом такая структура не загромождает модель и сокращает время на ее построение и расчет. Для представленной на рис 4 модели были выбраны следующие параметры кольца: диаметр 150 мм, высота 20 мм и толщина 2 мм.

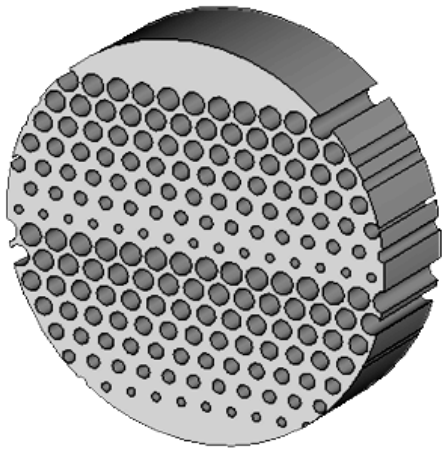


Рис. 3. Перфорация диэлектрика
с гексагональным расположением отверстий

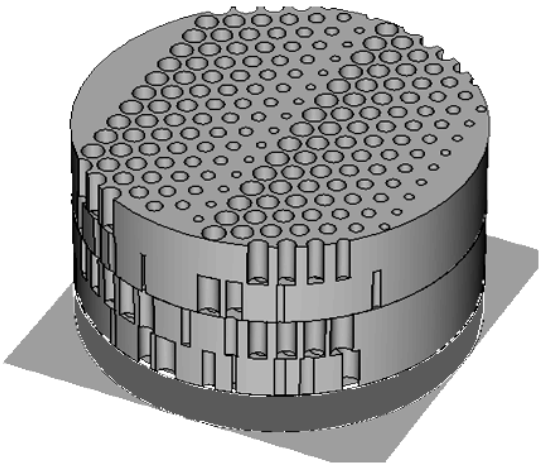


Рис. 4. Использование двух дисков
для осуществления сканирования

Диаграммы направленности для различных угловых смещений (от 0° до ±70°) представлены на рис. 5.

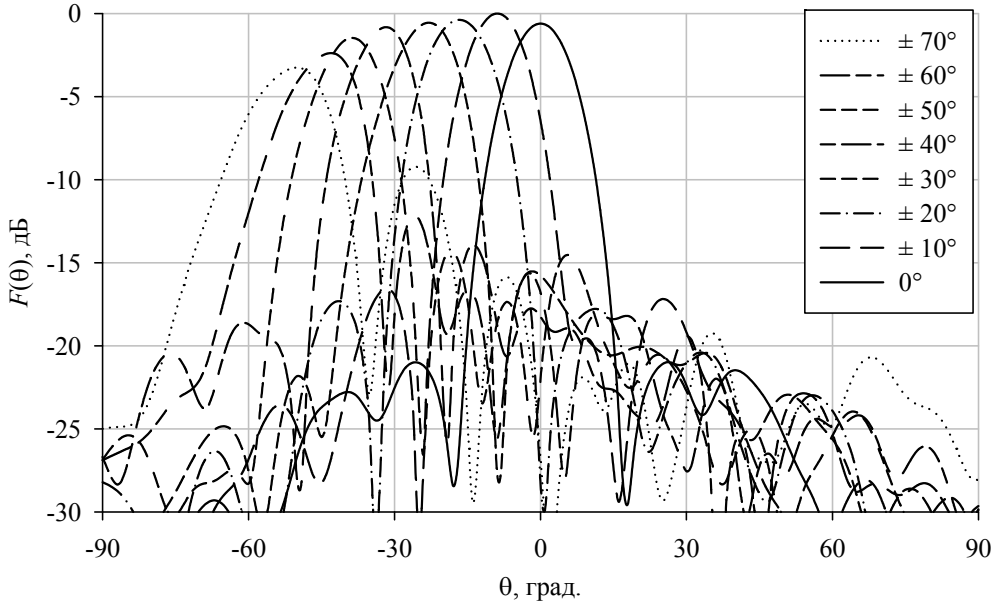


Рис. 5. ДН для различных угловых смещений дисков

Максимальный угол наклона ДН составил 50° (диапазон сканирования 100°), при этом снижение коэффициента усиления составило не более 4 дБ, а уровень боковых лепестков не превысил –12 дБ.

Описанная конструкция демонстрирует способность широкоугольного сканирования на основе структур с линейным фазовым набегом, реализованных из перфорированного диэлектрика. На основе представленного принципа возможно построение низкопрофильных антенных систем с высокой скоростью наведения, которые могут быть установлены на транспортные средства для слежения за спутником в движении.

Список литературы

1. Mohammad Rezwan Khan. A beam steering technique using dielectric wedges // Department of' Electronic and Electrical Engineering University College London, December 1985.

2. H.D. Griffiths, M.R. Khan. Antenna beam steering technique using dielectric wedges // IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. U, No. 2, APRIL 1989.

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПО ДАННЫМ ИЗМЕРЕНИЙ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ АНТЕННЫ НА ПЛОСКОСТИ С УЧЕТОМ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ЗОНДА

А. С. Дранишников, К. В. Лемберг

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: Alexandr15000@mail.ru

Описывается алгоритм расчета поля в дальней зоне антенны по измеренному амплитудно-фазовому распределению на плоскости вблизи апертуры антенны. При расчете учитывается диаграмма направленности измерительного зонда. Описанный алгоритм применяется в программе расчета, входящей в состав автоматизированного измерительного комплекса, разрабатываемого на кафедре радиотехники ИИФиРЭ СФУ.

На сегодняшний день существуют методы восстановления поля антенны в дальней зоне по полю, измеренному на плоскости, на цилиндре и на сфере [1, 2]. В данной работе рассматривается метод восстановления поля в дальней зоне по измерениям на плоскости.

На основе литературных данных был разработан собственный алгоритм расчета поля. Суть алгоритм состоит в следующем: ближнее поле антенны измеряется в декартовой системе координат проецируясь на воображаемую сетку (рис. 1). Зонд перемещается по направлениям X и Y с шагом по сетке dx и dy, формируя точки $M(x, y, z)$ ближнего поля антенны с информацией об амплитуде и фазе. Таким образом, в декартовой системе координат известны амплитудное $A(x, y, z)$ и фазовое $\varphi(x, y, z)$ распределения поля в ближней зоне (БЗ) антенны

$$F(x, y, z) = A(x, y, z) \cdot \mathrm{e}^{j \cdot \varphi(x, y, z)}. \qquad (1)$$

Задача предложенного алгоритма заключается в переносе этих точек в дальнюю зону с представлением в сферической системе координат $N(\theta, \varphi)$.

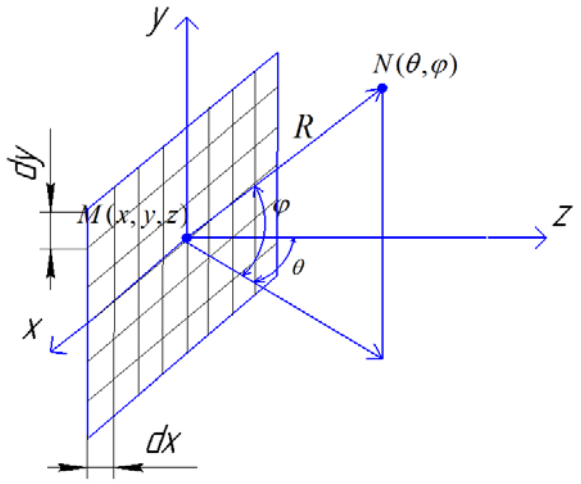


Рис. 1. Система координат для преобразования поля антенны в дальнюю зону

Для этого задается описание двумерной сетки волновых векторов с определением в каждой ячейке сетки волнового числа:

$$k_x = 2\cdot\pi\cdot N \Big/ n\cdot dx,\ k_y = 2\cdot\pi\cdot M \Big/ m\cdot dy,\ k_z = \sqrt{2\cdot\pi \Big/ \lambda - (k_x)^2 - (k_y)^2}, \quad (2)$$

$$N = -(n\cdot dx)/2 : 1 : (n\cdot dx)/2;$$

где $M = -(m\cdot dy)/2 : 1 : (m\cdot dy)/2$ – есть постановка сетки в ближней зоне в центр декартовой системы по X и Y направлениям; n, m – количество приращений по направлениям X, Y.

Таким образом, происходит переход от координат X, Y, Z к координатам k_x, k_y, k_z.

Формула (3) показывает связь поля в БЗ с полем в дальней зоне (ДЗ):

$$f_x(k_x, k_y) \approx \int_{-(m\cdot dy)/2}^{(m\cdot dy)/2} \int_{-(n\cdot dx)/2}^{(n\cdot dx)/2} E_{x\alpha}(x', y', z' = 0)\cdot e^{+j\cdot(k_x x' + k_y y')} dx' dy', \quad (3)$$

где $E_{x\alpha}(x', y', z' = 0)$ – поле в ДЗ, при этом если единичный вектор (орт) ориентирован по направлению α, то преобразуемое поле будет иметь только одну поляризацию.

Далее осуществляется преобразование декартовой системы координат в сферическую. Для этого создается опорная двумерная сетка для углов θ и φ.

Затем определяются компоненты поля в ДЗ:

$$E_\theta(R,\theta,\varphi) \approx C\cdot(f_x\cdot\cos(\varphi)) \quad (4)$$

$$E_\varphi(R,\theta,\varphi) \approx C\cdot\cos(\theta)\cdot(-f_x\cdot\sin(\varphi)), \quad (5)$$

где $C \approx j\cdot\dfrac{k\,e^{-j\cdot k\cdot R}}{2\cdot\pi\cdot R}$, $D = 10\cdot\left((n\cdot dx)^2 + (m\cdot dy)^2\right)$, $R = \dfrac{D}{\lambda}$, k – волновое число; D – размер антенны, который определяется по координатной сетке в БЗ; λ – длина волны; R – расстояние до ДЗ.

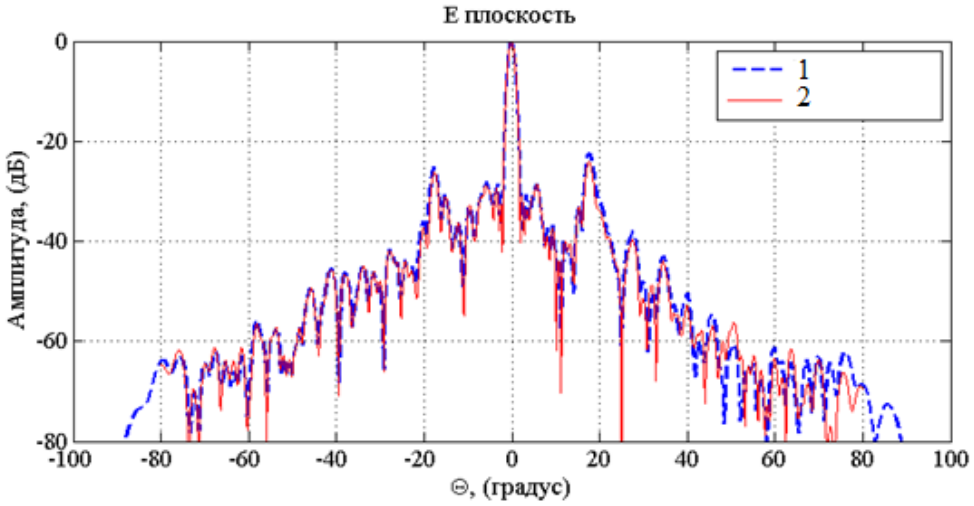


Рис. 2. Сравнение ДН (1 – расчет по предложенному алгоритму, 2 – расчет в программе NFCalc)

Таким образом осуществляется перенос поля в ДЗ. Однако для получения ДН измеряемой антенны необходима компенсация влияния измерительного зонда. Компенсация основана на том, что комплексная амплитуда сигнала на выходе зонда, как функция линейных координат зонда на измерительной поверхности в первом приближении пропор-

циональна свертке функций распределения компоненты электрического поля антенны параллельной оси зонда. Для компенсации производится деление спектров зонда на функцию спектра плоских волн поля зонда при его работе в режиме передачи [1, 3].

Результаты сравнения диаграмм направленности линзовой антенны, полученные расчетом по предложенному алгоритму и рассчитанными программой «NFCalc», входящей в сертифицированный измерительный комплекс фирмы «ТРИМ», показаны на рис. 2. Видно хорошее совпадение.

Таким образом, описанный алгоритм обеспечивает восстановление поля в дальней зоне. В дальнейшем планируется разработка алгоритма для расчета антенн с произвольной поляризацией на основе биортогональных измерений в ближней зоне.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.И. Курочкин и др. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.

2. Balanis, C.A. Antenna Theory analysis and design (second edition) / C.A. Balanis. – Arizona State University, 1997 – 941 p.

3. Demetrius T. Paris, Edward B. Joy, W. Marshall Leach, JR. Basic Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1978. – Vol. 26, No. 3.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ КОНФОРМНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ БОРТОВОЙ РЛС УДАРНОГО БЛА

П. В. Казьмин, А. С. Артюх (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: artyukh@list.ru

Представлены результаты формирования алгоритма построения излучающего раскрыва конформной активной фазированной антенной решетки (АФАР) бортовой радиолокационной станции (РЛС) ударного беспилотного летательного аппарата.

Важнейшим информационным элементом перспективного разведывательно-ударного БЛА является бортовая РЛС, позволяющая получать информацию об окружающем пространстве круглосуточно в любых погодных условиях и применять высокоточное оружие. Принципы построения и решаемые задачи бортовых РЛС в значительной степени зависят от способов применения ударных БЛА.

На ударные БЛА, согласно разрабатываемым концепциям боевого применения, могут быть возложены две основные задачи: подавление ПВО ключевых военно-экономических объектов противника и выборочное поражение самих объектов. Предусматривается следующая последовательность применения ударных БЛА: полет в заданный район, поиск объектов, передача на пункты управления (наземные или воздушные) изображений для идентификации целей, поражение указанных целей, последующее возвращение к месту базирования [1].

Основные тактико-технические требования, предъявляемые к бортовой РЛС ударного БЛА, в основном определяются характеристиками и направленными свойствами применяемой антенны.

Направленные свойства антенны определяются диаграммой направленности (ДН), которая характеризует пространственное распределение энергии электромагнитного поля в области, достаточно удалённой от антенны. Пространственное распределение энергии электромагнитного поля определяется коэффициентом направленного действия (КНД), главным и боковыми лепестками ДН. Главный лепесток ДН характеризуется шириной диаграммы направленности (ШДН), а боковые лепестки – уровнем боковых лепестков (УБЛ) [2].

Дальность обнаружения является одной из важнейших характеристик РЛС. Известно, что способом увеличения дальности действия, не требующим энергетических затрат, является увеличение КНД или коэффициента усиления антенны [2]. Коэффициент усиления антенны дает характеристику более полную, но для конкретной антенны, так как учитывает не только концентрацию энергии в определенном направлении благодаря направленности антенны, но и уменьшение мощности излучения вследствие потерь, определяемых коэффициентом полезного действия.

Техническая реализация требуемого КНД возможна следующими путями:

– увеличением геометрических размеров антенны, что сложно выполнимо, так как размеры фюзеляжа ограничены;

– увеличением коэффициента использования площади раскрыва за счет выбора оптимального амплитудного распределения и уменьшением фазовых ошибок в раскрыве.

Известные отечественные предложения РЛС для БЛА, например МФ-2 разработанная в МАИ совместно с «Фазотрон-НИИР», имеют антенны с плоским излучающим раскрывом. Перспективным путем построения антенной системы РЛС ударного БЛА является использование выпуклой широкополосной АФАР с пространственным размещением элементов. Применение выпуклой АФАР позволит расширить рабочую полосу частот РЛС, увеличить дальность действия и сектор обзора без ухудшения КНД, уменьшить уровень бокового излучения, упростить согласование излучателей за счет увеличенного шага расстановки [3].

В связи с тем, что облик перспективного отечественного ударного БЛА до конца не сформирован, задачу разработки математической модели ДН выпуклой конформной АФАР необходимо решить в общем виде. Математическая модель должна рассчитывать ДН АФАР для произвольных введенных значений рабочих длин волн РЛС и размеров обтекателя носовой части БЛА.

В связи с тем, что конформная АФАР будет располагаться в обтекателе носовой части БЛА, наиболее вероятной формой построения выпуклой АФАР будет эллиптический параболоид. Эллиптический параболоид описывается уравнением (1), имеет две плоскости симметрии $x0z$, $y0z$, ось симметрии $0z$, высоту h (рис. 1).

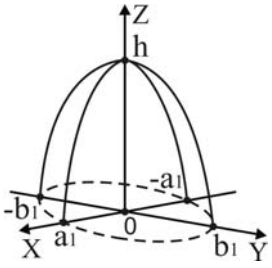


Рис. 1. Сечения эллиптического параболоида координатными плоскостями

$$z = \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2}. \qquad (1)$$

При моделировании конформной АФАР, располагаемой в обтекателе носовой части БЛА, целесообразно начало координат (0 координатной оси $0z$) расположить в плоскости основания эллиптического параболоида. В этом случае излучение АФАР будет происходить в положительном направлении оси $0z$. В этом случае уравнение (1) примет вид:

$$z = h - \frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2}, \tag{2}$$

где $a_1 = a\sqrt{h}$ и $b_1 = b\sqrt{h}$.

Комплексная ДН конформной АФАР с идентичными и одинаково направленными излучателями (множитель решетки [2]), описывается следующим выражением:

$$f(\theta,\varphi) = f_{из}(\theta,\varphi)\sum_{n=1}^{N} A_n \cdot e^{j(\psi_n - \alpha_n)}, \tag{3}$$

где $A_n = |A_n| e^{-j\alpha_n}$ – комплексная амплитуда тока, питающего *n*-й излучатель ($|A_n|$ и α_n – соответственно амплитуда и управляемая фаза тока); $f_{из}(\theta,\varphi)$ – ДН одиночного излучателя; ψ_n – фазовый набег волны *n*-го модуля АФАР в направлении θ, φ, определяемый выражением:

$$\psi_n = k\left(x_n \sin\theta\cos\theta + y_n \sin\theta\sin\varphi + z_n \cos\theta\right), \tag{4}$$

где x_n, y_n, z_n – координаты *n*-го излучателя, определяемые из рис. 2.

Алгоритм формирования конформного излучающего раскрыва функционирует следующим образом. Сначала задается рабочая длина волны РЛС. Исходя из размеров носовой части БЛА, задаются высота *h* и параметры основания эллиптического параболоида a_1 и b_1, на основании которых вычисляются полуоси *a* и *b*.

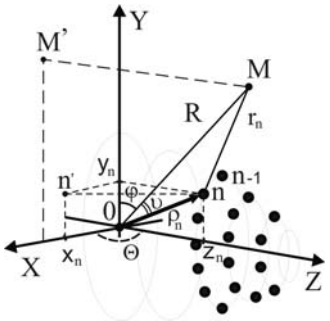


Рис. 2. Определение координат излучателей АФАР

Расстановку излучателей в раскрыве АФАР предлагается проводить по окружностям-сечениям эллиптического параболоида. Количество сечений *q* определяется путем деления радиуса основания на радиус первого сечения r_{c1}, равного $0{,}5\lambda$. Затем на проекции каждого сечения на плоскость $x0y$ определяется местоположение фазового центра каждого излучателя. Исходя из требований электромагнитной совместимости и геометрических размеров корпуса приемопередающего модуля, расстояние между фазовыми центрами излучателей не должно быть менее половины рабочей длины волны $0{,}5\lambda$. Количество излучателей в каждом сечении $n_{изл.сеч}$ находится делением длины окружности сечения на шаг расстановки излучателей $0{,}5\lambda$:

$$n_{изл.сеч} = \frac{2\pi r_{c1} q}{\frac{\lambda}{2}}, \tag{5}$$

где r_{c1} – радиус первого сечения; *q* – количество сечений.

Следующим шагом алгоритма является расстановка излучателей по окружности сечения. Первоначально определяется угол расстановки излучателей $ug_{сеч}$ в *q*-м сечении:

$$ug_{сеч} = \frac{360}{n_{изл.сеч}}. \tag{6}$$

Затем определяются координаты x, y для i-го излучателя в q-м сечении:

$$\begin{aligned} x_{iq} &= \sin\left(ug_{iq}\frac{\pi}{180}\right)(r_{c1}\cdot q) \\ y_{iq} &= \cos\left(ug_{iq}\frac{\pi}{180}\right)(r_{c1}\cdot q) \end{aligned}, \tag{7}$$

и координата z_{iq}, соответствующая i-му излучателю в q-м сечении:

$$z_{iq} = h_q = \left(\frac{r_{cq}}{a}\right)^2. \tag{8}$$

Рис. 3. Блок-схема алгоритма проектирования излучающего раскрыва конформной АФАР

Известно, что в современной радиотехнической системе уровень боковых лепестков (УБЛ) не должен превышать значения в –20 дБ [3]. При несоответствии УБЛ полученного раскрыва данному значению производится поиск оптимального расположения излучателей, при котором обеспечивается требуемый УБЛ. На основе алгоритма построения выпуклой конформной АФАР РЛС ударного БЛА был разработан программный продукт в среде Delphi, посредством которого была проведена сравнительная оценка характеристик направленности конформной и плоской АФАР одного диаметра.

Блок схема алгоритма представлена на рис. 3. В результате исследований установлено, что в результате исключения ряда излучающих сечений, расположенных у основания параболоида, происходит снижение первых боковых лепестков ДН.

Таким образом, для увеличения дальности действия и зоны обзора бортовой РЛС разведывательно-ударного БЛА целесообразно использовать выпуклую конформную АФАР, размещенную на поверхности обтекателя носовой части. Сформирован алгоритм построения выпуклой конформной АФАР и разработан программный продукт в среде Delphi для исследования достижимых характеристик направленности с учетом заданных требований.

Список литературы

1. Ударные беспилотные летательные аппараты и их радиолокационные системы / О.Н. Ануфриев, А.А. Герасимов, В.И. Меркулов и др. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 7. – С. 22–28.

2. Неудакин, А.А. Антенны и устройства СВЧ / А.А. Неудакин. – Иркутск: ИВВАИУ (ВИ), 2007. – 182 с.

3. Бортовая система интегрированного радиоэлектронного комплекса / Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин, С.Г. Кондратьева // Фазотрон. – 2013. – № 3. – С. 50–57.

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ БОРТОВОЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ

И. И. Доника, А. А. Неудакин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: ircneuss@mail.ru

Проведен расчет тетраэдральной фазированной антенной решетки, предназначенной для бортовой спутниковой радиостанции; получена математическая модель геометрии треугольного излучающего полотна с гексагональным расположением излучателей и на основе математической модели диаграммы направленности исследованы характеристики направленности такой антенной системы

В последние годы большое внимание уделяется разработке спутниковых систем подвижной радиосвязи. В связи с этим применение на борту воздушного судна спутниковой радиостанции является очень перспективным направлением, обеспечивая повышение оперативности обмена информацией между абонентами самых различных категорий на любых расстояниях.

Состоящие на вооружении системы авиационно-космической связи предназначены для работы со спутниками, расположенными на геостационарной и высокоэллиптических орбитах. Данные системы характеризуются низкой помехоустойчивостью и недостаточной пропускной способностью стволов, выделенных для ВВС. Выходом из данной ситуации являться оснащение воздушного судна спутниковой радиостанцией, работающей со спутниковыми ретрансляторами, расположенными на средних и низких околоземных орбитах,

не исключая возможности работы с геостационарными и высокоэллиптическими спутниками связи.

Основные тактико-технические характеристики бортовой спутниковой радиостанции определяются ее антенной системой. Современные требования, предъявляемые к антенным системам, можно реализовать путем использования активных фазированных антенных решеток (АФАР).

Исходя из требований к антенной системе бортовой спутниковой радиостанции, излучение и прием сигналов должны происходить в верхней полусфере относительно воздушного судна. Предлагается излучающий раскрыв выполнить в виде тетраэдра, т.е. антенная система включает три треугольных излучающих полотна (рис. 1). Основание тетраэдра - это равносторонний треугольник, с размером стороны равным один метр (определяется размерами воздушного судна).

Для обеспечения охвата всей полусферы наклон плоскостей тетраэдра должен составлять 45 градусов. При таком наклоне максимальный угол сканирования для отдельного полотна в вертикальной плоскости будет составлять 45 градусов.

Согласно рис. 1 треугольник *SFO* прямоугольный; нижний катет *FO* равен 1/3 прямой *CF*, для которой справедливо – $CF = AC \cdot \sin 60° = 0{,}87$ м. Таким образом, можно определить значение *FO* (*FO* = 0,29 м) и высоту тетраэдра *OS* = 0,29 м (т.к. угол наклона треугольника составляет 45°). Отсюда, согласно теореме Пифагора, высота наклонного треугольника *FS* будет равна 0,41 м.

Далее рассмотрим одно из полотен антенной системы. В пределах данного полотна необходимо разместить модули АФАР, координаты которых рассматриваются в прямоугольной системе координат XOY, показанной на рис. 2. На данном рисунке также показана сферическая система координат, используемая для построения диаграммы направленности (ДН). При этом ДН будет рассматриваться в плоскостях YOZ и XOZ.

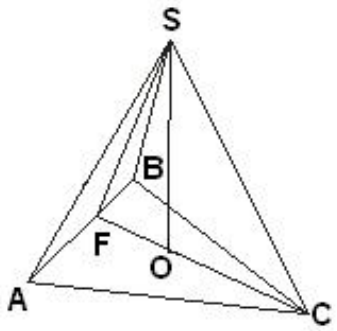


Рис. 1. Тетраэдр

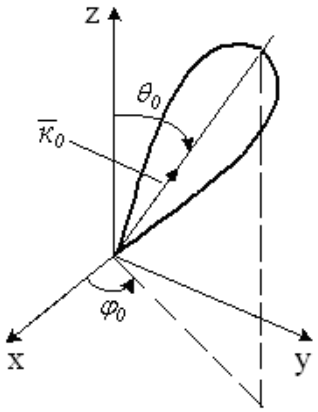


Рис. 2. Система координат

Излучатели модулей АФАР размещаются в узлах треугольной сетки. Такое расположение позволяет размещать излучатели на расстоянии $d = \lambda \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{1+\sin 45°}$. Учитывая, что λ = 4 см (характерно для спутниковой радиостанции военного назначения) можно получить d = 2,7 см.

Рассмотрим излучающее полотно в декартовой системе координат, показанной на рис. 3. Чтобы разработать модель геометрии излучающего полотна, необходимо использовать уравнения прямых *AS*, *CS* и *ED*. Для *AS* $y = k \cdot x$ и для *CS* $y = -k \cdot (x - L_i)$, где k – коэффициент, определяемый углом наклона прямых *AS* и *CS* (зная значения для *FS* и *AB*, можно получить κ = 0,82), L_t – прямая между линиями *AS* и *CS* для *i*-й координаты *y* (рис. 3).

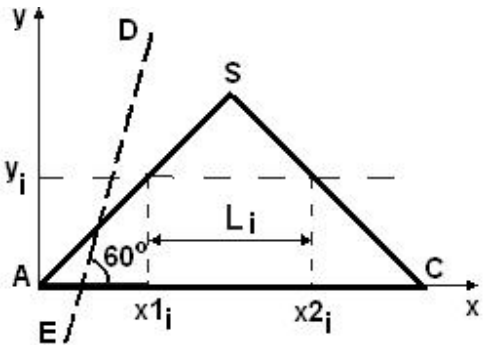


Рис. 3. Геометрия полотна

При нахождении координат излучателей линия *ED* должна перемещаться. В связи с этим уравнение для *ED* будет иметь следующий вид $y = k_1(x - \xi)$, где k_1 определяется углом наклона линии *ED*, $k_1 = 1{,}73$, ξ характеризуется рекуррентным соотношением $\xi = \Delta x(j - 1)$, где Δx – расстояние между излучателями по оси *OX*, $j = 1, 2...$. В алгоритме получения координат излучателей, расположенных в линейках, в начале задается координата y_i, для которой затем находятся координаты x_j. Для реализации данного алгоритма необходимо ранее рассмотренные уравнения выразить как зависимости *x* от *y*:

$$x1_i = \frac{y_i}{k}\ ;\ \ x2_i = -\frac{y_i}{k} + L_i\ ; \tag{1}$$

$$x3_i = \frac{y_i}{k_1}\ . \tag{2}$$

Уравнения (1) позволяют, при фиксированной y_h найти координаты на оси *OX* точек, принадлежащих прямым *AS* и *CS*, которые ограничивают полотно слева и справа. Уравнение (2) позволяет, при фиксированной y_i, найти координату на оси *OX* точки, принадлежащей прямой *ED,* которая проходит через центр декартовой системы координат (как было отмечено ранее, данная линия также используется для размещения излучателей в узлах гексагональной сетки).

Чтобы определить положение первого излучателя в какой-либо линейке антенной решетки, а также определить координаты x_j излучателей и длину L_i, необходимо использовать следующие соотношения:

$$\gamma 1 = trunc(\ \frac{x1_i - x3_i}{\Delta x})\ ;\ \ \gamma 2 = trunc(\ \frac{x2_i - x3_i}{\Delta x})\ ; \tag{3}$$

$$L_i = (\gamma 2 - \gamma 1) \cdot \Delta x\ ; \tag{4}$$

$$x_j = x3_i + \gamma 1 \cdot \Delta x + \Delta x \cdot (j - 1)\ . \tag{5}$$

Полученные соотношения (1) – (5) представляют собой математическую модель одного из трех излучающих полотен АФАР спутниковой радиостанции. С использованием математического программного пакета МАТКАД получен вид геометрии излучающего полотна, представленный на рис. 4.

Для исследования направленных свойств треугольного полотна использовано выражение для математической модели амплитудной ДН АФАР

$$F(\theta,\varphi) = f_{из}(\theta,\varphi) \times \sqrt{\left[\sum_{n=1}^{N} A_n \cos(\psi_n - \alpha_n)\right]^2 + \left[\sum_{n=1}^{N} A_n \sin(\psi_n - \alpha_n)\right]^2}, \qquad (6)$$

где θ, φ – углы сферической системы координат; $f_{из}(\theta, \varphi)$ – ДН одиночного излучателя ($f_{из}(\theta, \varphi) = \cos\theta$); N – число излучателей в решетке; A_n – амплитуда тока, питающего n-й излучатель; ψ_n – фазовый набег волны n-го излучателя в направлении θ, φ; α_n – управляемая фаза в n-м излучателе.

$$\psi_n = k(x_n \sin\theta\cos\varphi + y_n \sin\theta\sin\varphi + z_n \cos\theta), \qquad (7)$$

$$\alpha_n = k(x_n \sin\theta_0 \cos\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0 + z_n cos\theta_0), \qquad (8)$$

где k – волновое число ($k = 2\pi/\lambda$); x_n, y_n, z_n – координаты n-го излучателя; θ_0, φ_0 – углы, определяющие направление излучения (рис. 2). Согласно выражениям (7) и (8) для нахождения ДН необходимо использовать ранее полученную математическую модель излучающего полотна.

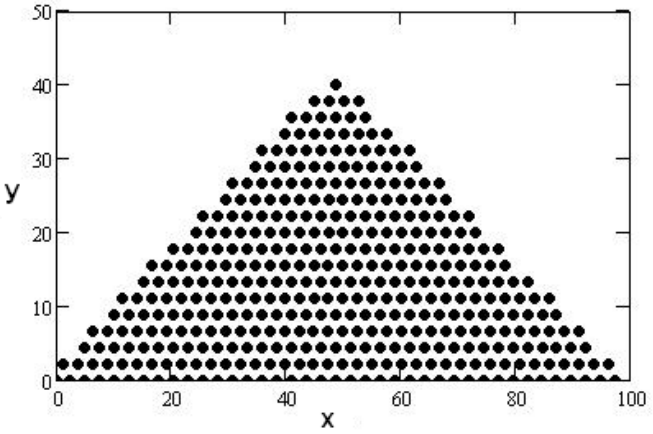
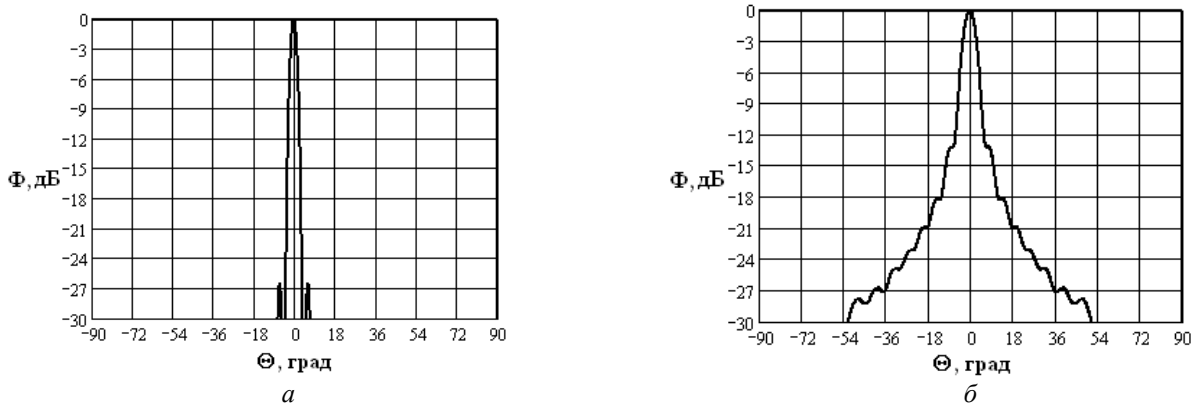


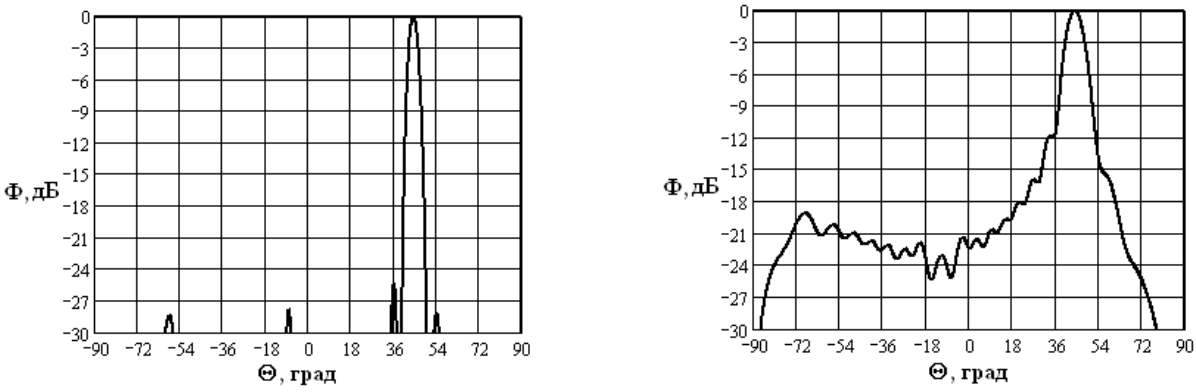
Рис. 4. Антенное полотно

С использованием МАТКАД получены ДН в двух плоскостях без сканирования и со сканированием при Θ*ск* = 45° (рис. 5 и 6). Согласно рисункам данная антенна характеризуется относительно высокой направленностью. При сканировании ширина ДН изменяется: в плоскости XOZ с 2,8° до 4°; в плоскости YOZ с 6° до 8°. Уровень боковых лепестков в горизонтальной плоскости составляет при Θ*ск* = 0° –26 дБ и при Θ*ск* = 45° –25 дБ.



а *б*

Рис. 5. ДН при Θск = 0°: *а* – плоскость XOZ; *б* – плоскость YOZ



а *б*

Рис. 6. ДН при Θск = 45°: *а* – плоскость XOZ; *б* – плоскость YOZ

Таким образом, использование такой антенной системы в спутниковой радиостанции обеспечит требуемую управляемость лучом АФАР и высокую помехозащищенность радиостанции.

Секция «МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

ЗАЩИТНЫЕ ПЛЕНКИ ДИОКСИДА ТИТАНА, ПОЛУЧЕННЫЕ ИЗ РАСТВОРОВ ЭКСТРАКТОВ ТИТАНА

В. А. Федяев, Н. И. Никитин, Т. Н. Патрушева, Т. А. Енютина (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: fedyev@bk.ru

Пленки толщиной 0,1 мкм, полученные на поверхности стекла, нагретого до 250–300 °С, отличаются хорошей адгезией и высокой прочностью, они не растворяются ни в воде, ни в разбавленных кислотах и щелочах. Пленки TiO_2 достаточно плотные и предохраняют поверхность стекла от разрушения водяными парами. Пленки TiO_2 прозрачны в видимой и ближней ИК областях.

Пленки TiO_2 в комбинации с пленками SiO_2 применяются для изготовления многослойных стоп (зеркала холодного света, ИК зеркала, делители световых пучков). Для создания зеркал, выдерживающих излучение высоких энергий, применяли пленки TiO_2/SiO_2, имеющие высокий коэффициент преломления [1].

Материал наносили методом катодного распыления с последующим отжигом для увеличения твердости. Существенное влияние на структуру пленок оказывает температура подложки во время осаждения пленки. Признаки упорядочения структур появляются при температуре свыше 250 °С. Формируемые пленки имеют поликристаллическую структуру с добавками аморфной фазы. Увеличение температуры способствует упорядочению поликристаллической структуры и переходу ее в текстуру. При температурах выше 800 °С выращиваемые пленки имеют однородную по площади совершенную монокристаллическую структуру [2].

Пленки TiO_2 могут быть получены гидролизом в паровой фазе при использовании в качестве исходных пленкообразующих веществ растворов $TiCI_4$ и CCI_4.

Получены пленки диоксида титана путем фотонного отжига пленкообразующего раствора на основе алкоксисоединений титана [3]. Термообработку проводили на лабораторной установке воздействием некогерентного излучения, обеспечивая нагрев подложек со скоростью 60–150 °С/с в температурном диапазоне до 650 °С. Использование интенсивных потоков некогерентного света позволяет, во-первых, получать высокие скорости нагрева, обеспечивающие сильно неравновесные термодинамические условия процесса кристаллизации, во-вторых, осуществить фотонное стимулирование этого процесса. При этом за время 1–10 с происходят удаление растворителя из пленкообразующего раствора на поверхности подложки и фазовые превращения, приводящие к формированию на кремнии пленок TiO_2. Условия термообработки позволяют получать пленки TiO_2 на подложках без их разогрева и тем самым исключить внутренние напряжения в пленках покрытия, которые обычно возникают за счет разности коэффициентов термического расширения с подложкой. Установлено, что при длительном отжиге в течение 10 мин при температуре 650 °С образуется модификация TiO_2 рутил. Импульсный фотонный отжиг при температуре до 620 °С и длительности до 10 с позволяет сформировать на кремниевой подложке TiO_2 модификации анатаз.

Возможность кристаллизации растворов алкоголятов титана за время 5–10 с позволяет использовать метод секундного отжига в строительстве для консервации элементов конструкций и железобетонных изделий с целью их защиты от влияния агрессивных сред. Методика создания такого защитного покрытия заключается в следующем: исходные материалы подвергаются обработке в пленкообразующем растворе (методом помещения в

раствор, пульверизацией, поливом), затем обработанные изделия отжигаются путем прогрева в печи конвейерного типа при температуре 600–650 °С в течение 2–5 с. В результате такого отжига на поверхности образуется пленка защитного покрытия толщиной 0,1 мкм. Методика секундного термического отжига может использоваться и для создания барьерных слоев, предотвращающих или замедляющих миграцию токсичных материалов через различные поры и трещины в элементах защитных покрытий. Схема создания барьерного слоя следующая: обработка в растворе дихлородиэтилата титана методом помещения в раствор, центрифугирования или нанесением аэрозолей; сушка на воздухе; сушка при 100 °С; термообработка с применением импульсного фотонного отжига при температуре 600–650 °С в течение 5–10 с [4].

Для получения пленок TiO_2 использованы органические экстракты металлов с последующим их термическим разложением. По сравнению с алкоголятом титана, используемым в золь-гель методе, органические экстракты отличаются лучшей смачивающей способностью, экономичностью и стабильностью свойств во времени, благодаря нелетучести органической фазы.

Для получения пленок были исследованы экстракты титана с различной концентрацией, которая определяет микроструктуру получаемых слоев. На рис. 1 представлены АСМ микрофотографии пленок TiO_2, полученных из 0.1 М и 0,25 М растворов экстрактов титана.

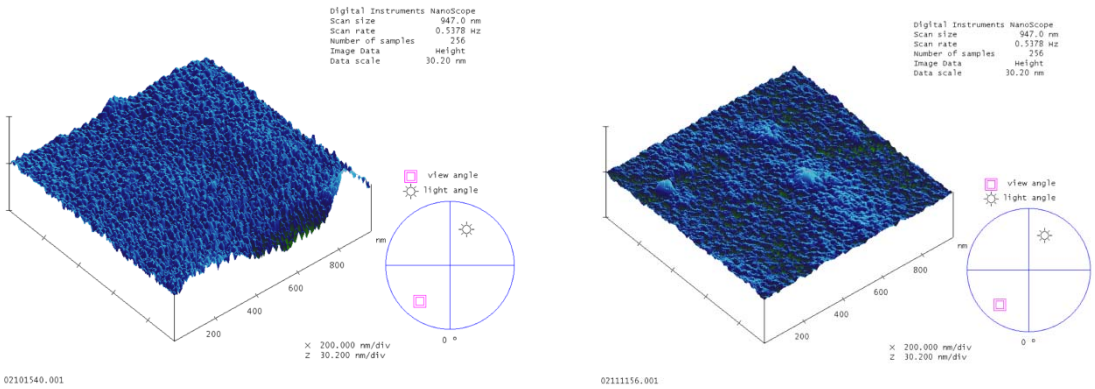


Рис. 1. АСМ микрофотографии пленок TiO_2, полученных из 0.1 М (а) и 0,25 М (б) растворов экстрактов титана

Судия по микрофотографиям, полученные из разбавленных растворов экстрактов пленки TiO_2 обладают сплошностью, беспористостью и могут быть использованы в качестве защитных покрытий. Нами исследованы влагозащитные и фотокаталитические свойства пленок TiO_2. Стальную спицу защищенной пленкой TiO_2 и не защищенную спицу посвили в воду под открытые солнечные лучи. Спица не защищенная покрылась ржавчиной, а спица защищенной пленкой TiO_2 сохранила свой первоначальный вид (рис. 2).

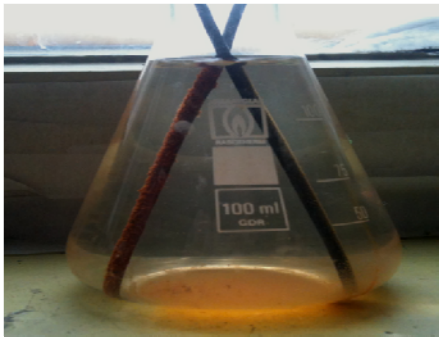


Рис. 2. Спица покрытой пленкой TiO_2 (справа), не защищенная стальная спица (слева)

Пленки диоксида циркония выполняют функции термозащитных, коррозионностойких и влагостойких покрытий. Их наноразмерная структура способствует отсутствию пор и трещин, что улучшает характеристики покрытия. При этом метод позволяет покрытии профильные и сложные поверхности пленками, однородными по толщине.

В работе показано, что пленка TiO_2, полученная из раствора экстракта после пиролиза при 450 ºС, обладает защитными антикоррозионными и противообрастающими свойствами за счет своей фотокаталитической активности.

Список литературы

1. Легированные оксиды титана и циркония в технологии формирования защитных покрытий / Л.М. Лыньков, Т.В. Молодечкина, В.А. Богуш, Т.В. Борботько // Доклады БГУИР. – 2004. – № 3. – С. 73–84.

2. Кузнецова, Г.Н. Тонкопленочные диэлектрические покрытия и некоторые методы их исследования / Г.Н. Кузнецова. – Л.: ЛТИ им. Ленсовета, 1986. – 56 с.

3. Лыньков, Л.М. Использование импульсной термообработки алкоксисоединений Zr(IV) и Ti (IV) для формирования защитных покрытий на поверхности утилизируемых твердотельных материалов / Л.М. Лыньков, Т.В. Молодечкина, Т.В. Борботько // Материалы МНТК «Техника и технология защиты окружающей среды». 23–25 окт. 2002 г. Мн. – С. 111–113.

4. Применение секундного термического отжига для формирования защитных покрытий диоксида титана / Л.М. Лыньков, В.А. Богуш, Д.П. Белятко, Т.В. Борботько, Т.В. Молодечкина // Тр. МНПК. – Гомель, 2001.

ПРОВОДЯЩИЕ ОКСИДНЫЕ ПЛЕНКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ ИЗ РАСТВОРОВ ЭКСТРАКТОВ КАДМИЯ И ОЛОВА

О. Ю. Баранов, И. Фролов, Т. Н. Патрушева, Г. Н. Шелованова (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: fedyev@bk.ru

Исследования материалов прозрачных проводящих пленок начались с исследования металлических тонких пленок таких металлов как золото со свойствами прозрачности в видимой области спектра. Позже выяснилось, что оксидные тонкие пленки показали стабильность характеристик как электрической проводимости, так и оптической прозрачности. Интерес к этим прозрачным проводникам можно проследить с 20 века, когда впервые появились сообщения о CdO пленках. Первый прозрачный проводящий окси (transparent conductive oxide TCO) обнаружил Бадекег (1907) и это был CdO в форме тонкой пленки [1].

Для получения высокой проводимости оксидных материалов, они должны быть нестехиометрическими по составу или должны быть легированы соответствующим элементом. В настоящее время известно, что нестехиометрические и легированные пленки оксидов на основе олова, индия, кадмия, галлия, меди и цинка и их смесей обладают прозрачностью в видимой области света и проводимостью. Основные важные полупроводники TCO – это примесные легированные ZnO, In_2O_3, SnO_2 и CdO, тройные соединения Zn_2SnO_4, $ZnSnO_3$, $Zn_2In_2O_5$, $Zn_3In_2O_6$, In_2SnO_4, $CdSnO_3$ и многокомпонентные оксиды, состоящие из комбинаций ZnO, In_2O_3 и SnO_2. Sn-легированных In_2O_3 (ITO) и F-легированных

SnO_2. ТСО тонкие твердые пленки являются наиболее предпочтительными материалами для большинства приложений в настоящее время. Сейчас наиболее широко используется Sn-легированный In_2O_3 (ITO).

Для увеличения проводимости без потери прозрачности разработаны фазовые составы двойных и тройных ТСО [2]. Сегрегированные фазы двойных систем включают ZnO-SnO_2, CdO-ZnO и SnO_2-In_2O_3. Фазовая диаграмма тройной ТСО может быть схематически представлена посредством трехмерной или четырехмерной фазовой комбинации для наиболее распространенных тройных материалов ТСО на основе известных бинарных соединений ТСО. Соответственно, ТСО тройного соединения могут быть образованы комбинацией ZnO, CdO, SnO_2, $InO_{1.5}$ и $GaO_{1.5}$ чтобы получить Zn_2SnO_4, $ZnSnO_3$, $CdSnO_4$, $ZnGa_2O_4$, $GaInO_3$, $Zn_2In_2O_5$, $Zn_3In_2O_6$ и $Zn_4In_2O_7$.

Особый интерес представляют пленки из растворов экстрактов кадмия (Cd) и олова (Sn). Однако, поскольку соединения Cd являются токсичными, их получение традиционными методами вакуумного распыления мишеней ограничено и такие пленки мало изучены. При этом электрические свойства оксидов кадмия, легированных оловом или цинком иногда превосходят показатели других ТСО.

Нами для получения пленок Cd-Sn-O использован экстракционно-пиролитический метод. В качестве экстрагента использованы карбоновые кислоты, которые не смешиваются с водой, и в то же время находятся в жидком состоянии. Такими кислотами являются капроновая, каприловая, энантовая и пеларгоновая. Полученные в результате экстракции карбоксилаты кадмия и олова $(RCOO)_2Cd$, или мыла, нетоксичны.

Для уточнения концентрации металлов в экстрактах получены реэкстракты, которые исследованы методом атомной абсорбции на приборе ААМ-1С. Рабочие растворы были приготовлены смешиванием экстрактов в заданном соотношении 1:1, 2:1, 4:1, 6:1, 8:1. Расчет проводился по пропорциям: $c_1V_1S_1 = c_2V_2S_2$.

Растворы солей карбоновых кислот обладают низким поверхностным натяжением, а значит хорошей смачивающей способностью любых подложек. Нанесение пленок на стекло осуществляли методом накатывания раствора с последующим раскручиванием на вращающемся столике (метод spin coating). Полученные тонкие пленки подсушивали и помещали в вертикальную печь для пиролиза при температуре 450 °С на 3 минуты. Далее после охлаждения пленки наносили следующий слой и т.д. в цикле.

Были получены прозрачные желтого цвета пленки, поверхностное сопротивление которых приведено в табл. 1.

Таблица 1

Поверхностное сопротивление полученных пленок

Количество нанесенных слоев	Поверхностное сопротивление, кОм/см^2 при соотношении компонентов Cd:Sn				
	1:1	2:1	4:1	6:1	8:1
4	150000	3000	5	4	4
5	65000	300	3,5	1,8	1,6
6	50000	300	2	0,95	1,3
7	35000	150	1,5	0,755	1
8	30000	40	1,1	0,66	0,75
9	30000	40	0,8	0,5	0,64
10	30000	30	0,6	0,435	0,455
11			0,575	0,25	0,33
12			0,525	0,22	0,31
13			0,5	0,2	0,273
14			0.45	0,235	0,245
15			0,4	0,235	0,2

Количество наносимых слоев для рабочих растворов в соотношении 1:1 и 2:1 равнялось 10, а для рабочих растворов в соотношении 4:1, 6:1 и 8:1 количество наносимых слоев равнялось 15. Количество наносимых слоев определялось опытным путем исходя из измеренного нами поверхностного сопротивления после нанесения каждого слоя. Для проводящих пленок оно должно было как можно меньше.

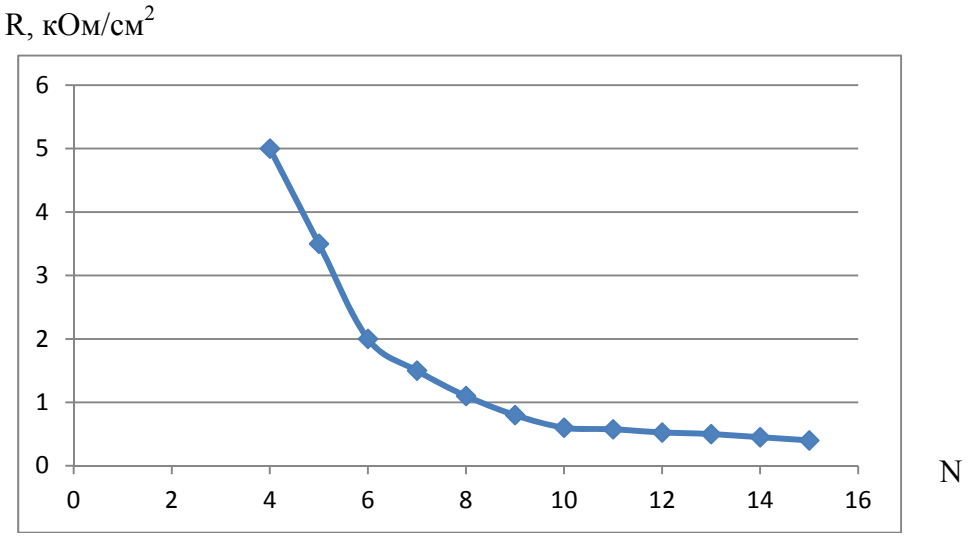


Рис. 1. Зависимость поверхностного сопротивлния пленки от количества нанесенных слоев при соотношении компонентов 4:1

Поверхностное сопротивление полученных пленок измерялось четырехзондовым методом измерения сопротивления. Преимущество этого метода состоит в том, что для его применения не требуется создания омических контактов к образцу, возможно измерение удельного сопротивления образцов самой разнообразной формы и размеров. Условием его применения с точки зрения формы образца является наличие плоской поверхности, линейные размеры которой превосходят линейные размеры системы зондов.

Измерения поверхностного сопротивления полученных нами пленок начиналось после нанесения 4 слоя. Это связано с тем, что пленка было очень тонкой и измерять сопротивление было затруднительно.

Из полученных данных можно сделать вывод о том, что поверхностное сопротивление пленок Cd-Sn-O снижается с увеличением толщины пленок (рис. 1).

Повышение содержания кадмия в составе оксида Cd-Sn-O приводит к снижению поверхностного сопротивления. Наилучшими проводящими свойствами обладают оксидные пленки из растворов экстрактов кадмия и олова в соотношениях 4:1 (R= 400 Ом/см^2), 6:1 (R= 235 Ом/см2) и 8:1 (R= 200 Ом/см^2).

Список литературы

1. Bädeker, K. Über die elektrische Leitfähigkeit und die thermoelektrische Kraft einiger Schwermetallverbindungen / K. Bädeker // Annalen Der Physik. – Vol. 22. – No. 4. – March 1907. – Pp. 749–766.

2. Strategies for Novel Transparent Conducting Sol–Gel Oxide Coatings / A. Kurz, K. Brakecha, J. Puetz and M. A. Aegerter // Thin Solid Films. – Vol. 502. – April 2006. – Pp. 212–218.

ВЛИЯНИЕ СПОСОБА ОСВЕЩЕНИЯ НА СТРУКТУРУ ПОРИСТЫХ СЛОЕВ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ КРЕМНИЕВЫХ МИКРОТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Ф. Ф. Меркушев, М. А. Герасимова, А. Е. Крум, И. Н. Машуков,
В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: fedor-murkushev@mail.ru

Представлены результаты исследования пористых структур на основе кремния с целью применения их в производстве микротопливных элементов.

Одним из путей решения энергетических проблем является создание новых эффективных источников энергии. А связи с этим, в настоящее время большое внимание уделяется топливным элементам. В отличие от тепловых электростанций, которые химическую энергию топлива вначале преобразует в тепло, а уж затем в электроэнергию, в топливном элементе (ТЭ) происходит непосредственное преобразование химической энергии в электрическую. Хотя то же самое происходит в электрических аккумуляторах, топливные элементы имеют два важных отличия: 1) они функционируют до тех пор, пока топливо и окислитель поступают из внешнего источника; 2) химический состав электролита в процессе работы не изменяется, т.е. топливный элемент не нуждается в перезарядке. Бурно развивающаяся портативная электроника диктует необходимость разработки микротопливных элементов (МТЭ), которые могут обеспечивать в 2–3 раза большую длительность автономной работы по сравнению с литий-ионными аккумуляторами.

Перспективность использования кремния для МТЭ подтверждена многими работами, например [1, 2]. Наиболее интересен в этом отношении пористый кремний, получаемый с помощью электрохимического травления в растворах, содержащих плавиковую кислоту [1]. В этой работе была высказана идея получения монолитного каркаса электродного блока МЭТ на основе слоев кремния различной пористости, формируемых на пластинах монокристаллического кремния стандартных толщин. Однако, изготовление такого блока включает в себя трудно контролируемые операции удаления монокристаллического слоя. В работах [3, 4] описывалась разработанная нами технология создания толстых пористых трехслойных структур, занимающих всю толщину пластины кремния, и показывалась возможность формирования на таких структурах монолитных каркасов электродного блока МЭТ. Основой этой технологии является двухстороннее электрохимическое травление пластин монокристаллического кремния n-типа.

Известно, что травление кремния n-типа сопровождается необходимостью принудительного освещения образца для инжекции в его приповерхностную зону неосновных носителей (дырок), без которых образование пористого кремния невозможно. При этом некоторые экспериментаторы, например [1], инжектируют дырки из тыльной (не травящейся) поверхности образца. Другие исследователи освещают травящуюся поверхность, применяя электрод в камере травления в виде проволоки, сетки, беспрепятственно пропускающие свет на образец [5]. Иногда образец освещается с торца [4]. Нам не удалось найти в доступных нам литературных источниках сведений о влиянии способа освещения травящегося образца на структуру получаемых пористых слоев. Данное обстоятельство стимулировало потребность в проведении таких исследований.

Пористые слои формировали на пластинах (100) монокристаллического кремния толщиной 500 мкм n-типа проводимости с удельным сопротивлением 10 Ом·см одновременно с двух сторон в ячейке, конструкция которой представлена в [6].

Травление проводили в водном растворе 48 % плавиковой кислоты (H_2O:HF = 1:1 по объему) в течение 120 мин при постоянной плотности тока, равной 10 мА/см^2, при комнат-

ной температуре. Освещали образец в течение всего времени травления с расстояния 20 см лампой накаливания мощностью 60 Вт через прозрачное окно в ячейке (рис. 1). Свет падал на поверхность стороны А образца. Для беспрепятственного прохождения света через металлический электрод в нем вырезали круглое отверстие диаметром, равным диаметру пятна травления. Другую сторону В не освещали.

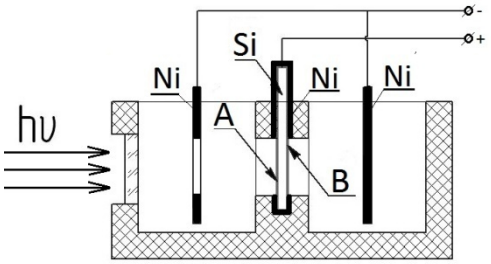
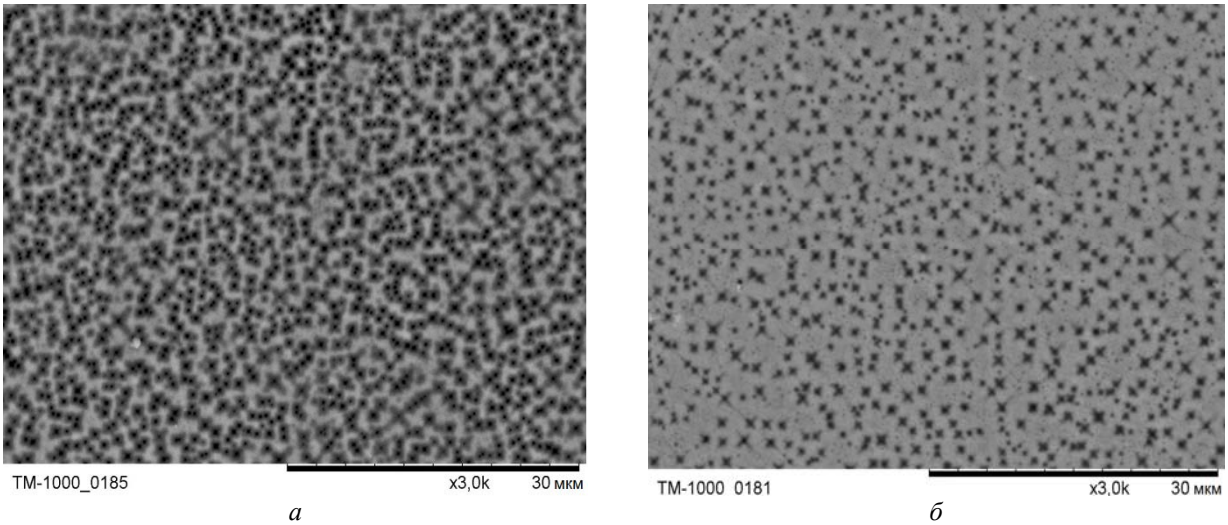


Рис. 1. Схема электрохимической ячейки с указанием сторон образца:
А – освещаемая; В – тыльная (не освещаемая)

Для изучения структуры пористых слоев как со стороны А, так и со стороны В образцов использовали растровый электронный микроскоп HITACHI TM-1000. Спектры фотолюминесценции получали на спектрофлуориметре Fluorolog 3-22 (Horiba Jobin Yvon, Франция) при использовании ксеноновой дуговой лампы (450 Вт) в непрерывном режиме со свечением в диапазоне 300–900 нм. Измерение спектров производилось при освещении образца под углом 60^0 и ширине щели 3 мм.

На рис. 2 и 3 представлены микрофотографии поверхностей А (рис. 2, *а*) и В (рис. 2, *б*), а также скола образца после травления с принудительным освещением поверхности А белым светом.



а *б*

Рис. 2. Микрофотографии поверхностей пористого кремния: *а* – со стороны А; *б* – со стороны В

Микрофотографии показали различную структуру пористых слоев, полученных в неодинаковых условиях освещения. На освещаемой стороне А пористость выше, поры часто соединяются друг с другом. Можно сделать предположение, что поверхности пор более окислены. На сколе (рис. 3) со стороны А показана четко выраженная двухслойная структура. Около поверхности поры имеют меньший диаметр, чем в глубине. Однако потом их размер становиться таким же, как на стороне В. Следует отметить, что равномерность распределения пор по поверхности в обоих случаях одинакова (рис. 2, *а* и *б*). На поверхностях пористых слоев, полученных в темноте, наблюдаются неравномерно распределенные по поверхности поры разного поперечного размера.

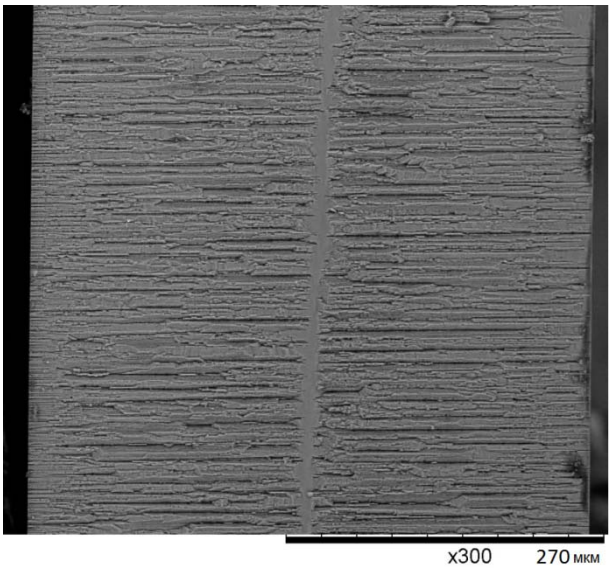


Рис. 3. Микрофотография скола пористого образца: слева – поверхность А, справа –поверхность В

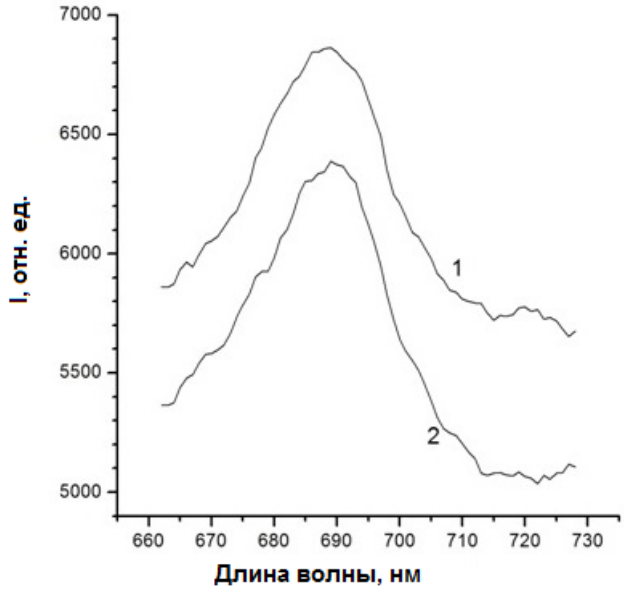


Рис. 4. Спектры ФЛ образца со стороны А (1) и со стороны В (2)

На спектрах фотолюминесценции (рис. 4) присутствуют полосы в диапазоне длин волн 650–750 нм (1,9–1,7 эВ), характерные для пористого кремния (ПК). Полосы имеют сложную форму и отличаются от формы Гауссиана. Это свидетельствует как о неоднородности размеров нанокристаллов в слоях ПК, так и о более сложных процессах излучательной и безизлучательной рекомбинации на поверхности. Увеличение интенсивности фотолюминесценции (ФЛ) на стороне А образца, которая при травлении освещалась белым светом, без изменения формы полосы может свидетельствовать, как отмечалось в [7], о большем разупорядочивании структуры и возросшем содержании кислорода в слое. Данное утверждение становится понятным, если учесть, что освещение поверхности А образца увеличивает электрический потенциал на этой поверхности на величину фотоэдс и, как следствие, ускоряет процессы взаимодействия слоя ПК с электролитом. Кроме того, при освещении происходит фотоиндуцированное окисление и ускоренное растворение ПК, что приводит к увеличению поперечных размеров пор и уменьшению промежутков между ними. Это наглядно демонстрирует рис. 2, *а* документацией.

Таким образом, подтверждено наблюдаемое многими исследователями влияние света на равномерность распределения пор по поверхности ПК. Однако, при анодировании кремния с принудительным освещением образца следует иметь в виду способ его освещения. Способ освещения образца кремния влияет на структуру полученных пористых слоев. При освещении в процессе травления поверхности кремния, граничащей с электролитом, верхние слои ПК обладают более интенсивной ФЛ, имеют большую пористость и окислены по сравнению со слоями, сформированными при освещении тыльной стороны образца.

Список литературы

1. Астрова, Е.В. Кремниевые технологии для микротопливных элементов / Е.В. Астрова, А.А. Нечитайлов, А.Г. Забродский // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – № 2. – С. 60–65.

2. Гринберг, В.А. Микротопливные элементы: современное состояние и перспективы развития (Обзор) / В.А. Гринберг, А.М. Скундин // Электрохимия. – 2010. – Т. 46. – № 9. – С. 1027–1043.

3. Создание трехслойной пористой кремниевой структуры для монолитных микротопливных элементов / Ляйком Е.А., Кожурин А.Н., Крум А.Е., Юзова В.А. // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; ред.: Г.Я. Шайдуров. – Красноярск: ИПК СФУ, 2012. – С. 401–404.

4. Юзова, В.А. Формирование сквозных мембран с различной пористостью на толстых пластинах монокристаллического кремния / В.А. Юзова, Ф.Ф. Меркушев, А.А. Ляйком // Изв. вузов. Материалы электронной техники. – 2014. – № 1 (в печати).

5. Горячев, Д.Н. Формирование толстых слоев пористого кремния при недостаточной концентрации неосновных носителей / Д.Н. Горячев, Л.В. Беляков, О.М. Сресели // ФТП. – 2004. – Т. 38. – Вып. 6. – С. 739–744.

6. Меркушев, Ф.Ф. Разработка установки для получения пористого кремния / Ф.Ф. Меркушев, В.А. Юзова // Сб. тр. IX Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодёжь и наука». – Красноярск, 15–21 апр. 2013.

7. Структура и свойства пористого кремния, полученного фотоанодированием / Е.В. Астрова, В.В. Ратников, Р.Ф. Витман, А.А. Лебедев, А.А. Ременюк, Ю.В. Рудь // ФТП. – 1997. – Т. 31. – № 10. – С. 1261–1268.

ИЗГИБ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ЗОН НА ГРАНИЦАХ РАЗДЕЛА МИКРОКРИСТАЛЛОВ SnO_2 В ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛЁНКЕ ДИОКСИДА ОЛОВА

А. В. Алмаев, Н. К. Максимова (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: almaev_alex@mail.ru

Описан оригинальный метод определения изгиба энергетических зон на границах раздела микрокристаллов SnO_2 в поликристаллической плёнке диоксида олова. Изучено влияние уровня влажности окружающей среды на величину изгиба энергетических зон. В ходе исследований использовались полупроводниковые газовые сенсоры на основе тонких плёнок Pt/Pd/SnO_2:Sb.

Поликристаллические плёнки диоксида олова являются рабочим элементом резистивных газовых сенсоров. Данные устройства применяются для определения низких концентраций (0,1 ПДК) взрывоопасных и токсичных газов. В настоящей работе обсуждаются свойства тонких плёнок SnO_2, толщина которых составляет 100 нм. Сенсоры на основе та-

ких плёнок обладают рядом преимуществ: высокая чувствительность к детектируемым газам, быстродействие, селективность, низкая потребляемая мощность.

Развитие отраслей промышленности и энергетики, в которых применяются опасные газы, требует разработку новых быстрых методов их детектирования, следовательно, создание и изучение свойств газовых сенсоров является актуальной задачей.

Принцип работы газовых сенсоров на основе тонких плёнок металлооксидных полупроводников основан на явлениях адсорбции газов на поверхность [1]. Для детектирования восстановительных газов используют плёнки из диоксида олова. Чтобы увеличить эффективность работы сенсоров, пленки чаще всего изготавливают с добавками благородных металлов (Pt, Pd, Au) как в объёме, так и на поверхности полупроводника. Добавки благородных металлов являются катализаторами реакций, имеющих место на поверхности SnO_2. Для того чтобы на поверхности полупроводника протекали физико-химические процессы достаточно быстро, плёнки подвергают нагреву до высоких температур. Существуют два режима работы сенсоров: режим постоянного нагрева и режим термоциклирования. В первом режиме сенсоры используются для детектирования одного газа, на параметры сенсоров сильно влияют различные факторы окружающей среды. Для увеличения быстродействия, селективности, отклика, уменьшения потребляемой мощности, снижения влияния различных факторов окружающей среды применяют режим термоциклирования. К тому же с помощью данного режима работы можно детектировать несколько газов, так как максимумы откликов на каждый газ наблюдается при различной температуре. Откликом называется отношение проводимости сенсора в газовой смеси, содержащей исследуемый газ, к проводимости при отсутствии газа.

В данном сообщении исследованы свойства тонких плёнок $Pt/Pd/SnO_2$:Sb, сенсоры на основе такого материала обладают высокими значениями отклика на восстановительные газы, в особенности на водород [2]. Способ изготовления газовых сенсоров описан в [3].

Изгиб энергетических зон в режиме постоянного нагрева можно вычислить по максимально возможному отклику на исследуемый газ (водород) по формуле [1]:

$$e\varphi_s(A,T) = kT \ln[G_H(A,T)/G_0(A,T)]_{\max}, \qquad (1)$$

где A – абсолютная влажность окружающей среды; T – абсолютная температура полупроводника; $e\varphi_s(A,T)$ – изгиб энергетических зон; e – заряд электрона; φ_s – поверхностный потенциал; k – постоянная Больцмана; $[G_H(A,T)/G_0(A,T)]_{\max}$ – величина максимально возможного отклика; $G_H(A,T)$ – проводимость в присутствии исследуемого газа в измерительной камере; $G_0(A,T)$ – проводимость в атмосфере чистого воздуха. Такой метод определения величины $e\varphi_s(A,T)$ требует длительных измерений.

Для определения изгиба энергетических зон на границах раздела микрокристаллов SnO_2 в поликристаллической плёнке диоксида олова можно воспользоваться временной зависимостью проводимости в режиме термоциклирования. Проводимость плёнки в атмосфере чистого воздуха соответствует формуле [1]:

$$G(A,T) = G_{00}(A,T)\exp[\frac{e\varphi_s(A,T)}{kT}], \qquad (2)$$

где $G_{00}(A,T)$ – величина, определяемая электрофизическими и геометрическими параметрами материала. При этом необходимо иметь значение $G(A,T)$ при двух различных температурах, но при одном и том же значении $e\varphi_s(A,T)$. Такое условие может реализоваться в режиме термоциклирования, который согласно теории, развитой в работе [4], должен удовлетворять ряду требований. С этой целью был выбран следующий режим: цикл нагре-

ва при температуре $T_2 = 673K$ в течение 8 секунд и цикл охлаждения при температуре $T_1 = 473K$ в течение 6 секунд. Выражение, с помощью которого вычисляется $e\varphi_s(A,T)$ в режиме термоциклирования [4]:

$$e\varphi_s(A,T_2) = \frac{kT_1T_2}{T_2 - T_1}\ln[\frac{G(A,T_2)}{G(A,T_1)}(\frac{T_2}{T_1})^n], \tag{3}$$

где $1 \geq n \geq 0.5$.

Методика измерений проводимости в чистом воздухе и при подаче исследуемого газа и экспериментальная установка описаны в работе [5].

На рис. 1 показана временная зависимость проводимости образца № 1 в режиме термоциклирования в атмосфере чистого воздуха. При помощи этой зависимости определяются величины $G(A,T_2)$ и $G(A,T_1)$.

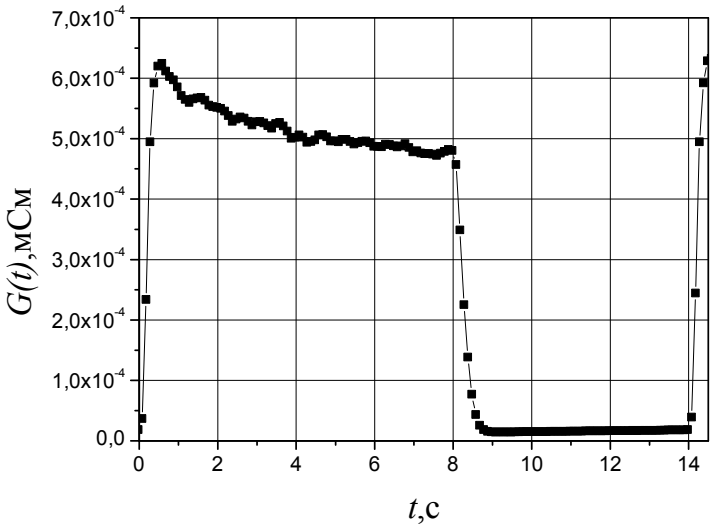


Рис. 1. Временная зависимость проводимости образца № 1 в режиме термоциклирования

В конце цикла нагрева наблюдается временной интервал, на котором проводимость сенсора выходит на насыщение, средняя величина проводимости при $t \geq 6$ с составляет $G(A,T_2)$. После резкого понижения температуры от T_2 до T_1, в начале цикла охлаждения при 9 с $\leq t \leq$ 10,5 с также наблюдается участок, на котором значение проводимости не изменяется. По этому участку определяется величина $G(A,T_1)$.

На рис. 1 видно, что в цикле нагрева наблюдается постепенное уменьшение проводимости, связанное с тем, что при повышении температуры поверхностная плотность гидроксильных групп значительно снижается.. Рост поверхностной плотности атомов кислорода O^- при повышении температуры вызван увеличением плотности центров адсорбции, которые освобождаются в процессе десорбции гидроксильных групп с поверхности диоксида олова.

При понижении температуры проводимость образца падает, но в течение всего цикла охлаждения наблюдается рост проводимости. Это явление вызвано преимущественной адсорбцией ионов O_2^-.

В табл. 1 представлены значения $e\varphi_s(A,T_2)$, вычисленные по формуле (3) при $n = 1$.

Важно отметить тот факт, что измеренные таким способом значения изгиба энергетических зон на границах раздела микрокристаллов SnO_2 в плёнках диоксида олова близки к тем значениям, которые вычислялись по выражению (1) в режиме постоянного нагрева.

Таблица 1

Результаты измерений характеристик сенсоров в атмосфере чистого воздуха в режиме термоциклирования

№ сенсора	№ опыта	$G(A,T_2)\cdot10^4$, мСм	$G(A,T_1)\cdot10^5$, мСм	$G(A,T_2)/G(A,T_1)$	$e\varphi_s(A,T_2)$, эВ
1	1	7.85	3.63	21.6	0.47
	2	8.51	3.98	21.4	0.47
	3	8.30	3.82	21.7	0.47
2	1	12.10	8.32	14.5	0.42
	2	13.20	9.4	14.1	0.41
	3	11.90	8.18	14.6	0.42

Результаты измерений, представленные в табл. 1, соответствуют значению влажности окружающей среды $A \cong 5$ г/м^3. В реальных условиях влажность окружающей среды является одним из факторов, который значительно влияет на параметры сенсора. Известно, что проводимость сенсора при увеличении влажности растет, это явление вызвано диссоциативной адсорбцией молекул воды. На поверхности микрокристалла SnO_2 молекула воды диссоцирует на гидроксильную группу OH^- и протон H^+. После диссоциации OH^--группа локализируется на поверхностном атоме олова, отдавая при этом электрон в зону проводимости полупроводника. Протон захватывается ионом O^- (при температурах более 473 K кислород адсорбируется на поверхности в форме O^-), образуя нейтральную группу OH. Обе нейтральные группы могут десорбироваться с поверхности SnO_2. В результате процесса адсорбции молекулы воды формируются две гидроксильные группы и исчезает ион O^-, что приводит к увеличению проводимости. При этом предполагается, что скорость нейтрализации OH^--групп значительно больше скорости десорбции нейтральных групп. Следовательно, на поверхности полупроводника будут находиться в основном нейтральные OH-группы.

В результате рассмотренных процессов при увеличении влажности изгиб энергетических зон уменьшается, это связано с уменьшением поверхностной плотности ионов O^-. Однако экспериментально влияние влажности на величину изгиба энергетических зон мало изучено.

Выполненные в настоящей работе исследования показали, что при увеличении уровня влажности окружающей среды наблюдается не только рост проводимости, но и изменение формы временных зависимостей проводимости в режиме термоциклирования (рис. 2).

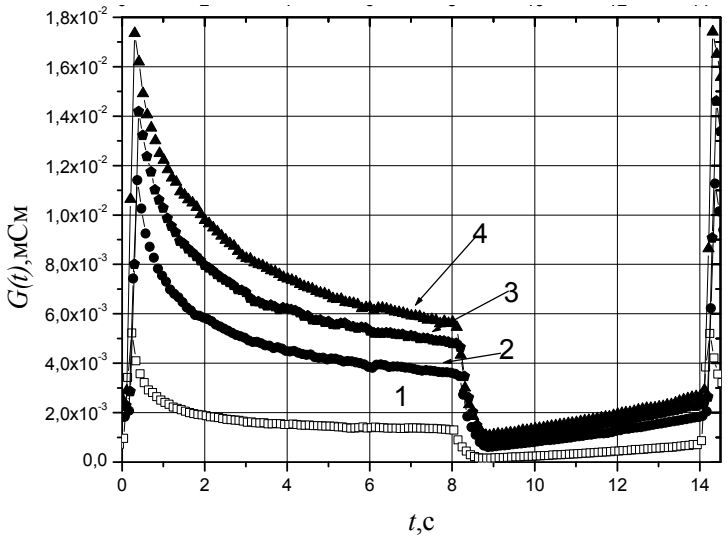


Рис. 2. Временная зависимость проводимости в атмосфере чистого воздуха при разных уровнях влажности A, г/м^3: 1 – 1,67; 2 – 4,45; 3 – 7,43; 4 – 13,58

На рис. 3 показана зависимость изгиба зон $e\varphi_s(A,T_2)$, вычисленного по методике, описанной выше, от уровня влажности окружающей среды.

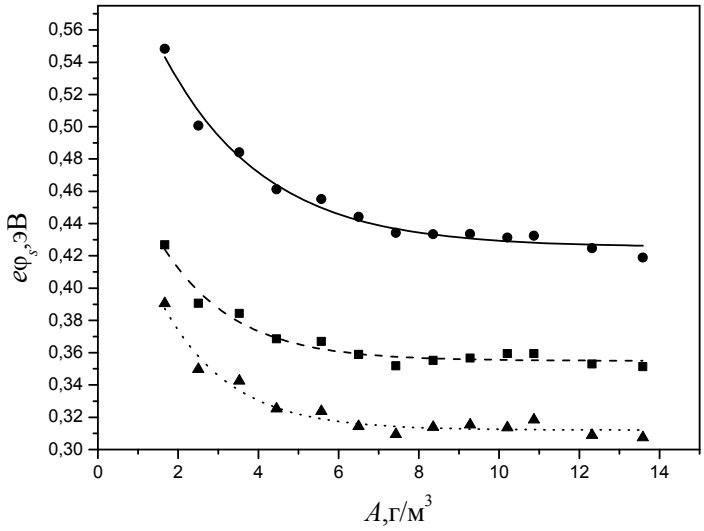


Рис. 3. Зависимость изгиба энергетических зон от абсолютной влажности для нескольких образцов

На кривых (рис. 3) можно выделить два участка: на первом участке $A \leq 8$ г/м^3 наблюдается уменьшение величины изгиба энергетических зон, на втором 8 г/м$^3 \leq A \leq 13{,}8$ г/м^3 $e\varphi_s$ почти не меняется. Зависимость изгиба зон при $A \leq 8$ г/м^3 объясняется диссоциативной адсорбцией молекул воды. Для выяснения поведения кривых при дальнейшем увеличении абсолютной влажности в диапазоне A = 8–13,8 г/м^3 необходимы дальнейшие исследования.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России (задание № 2014/223, код проекта: 1368) и при финансовой поддержке гранта РФФИ № 14-02-31015.

Список литературы

1. Гаман, В.И. Физика полупроводниковых газовых сенсоров: монография / В.И. Гаман. – Томск: Изд-во НТЛ, 2012. – 112 с.

2. Сергейченко, Н.В. Микроструктура и свойства тонких пленок SnO2, предназначенных для создания сенсоров восстановительных газов: дис. канд. физ.-мат. наук / Н.В. Сергейченко. – НИТГУ. – Томск, 2013. – 119 с.

3. Влияние добавок Pt, Pd, Au на поверхности и в объеме тонких пленок диоксида олова на электрические и газочувствительные свойства / Е.Ю. Севастьянов, Н.К. Максимова, В.А. Новиков, Ф.В. Рудов, Н.В. Сергейченко, Е.В. Черников // ФТП. – 2012. – Т. 46. – № 6. – С. 820–828.

4. Характеристики полупроводниковых резистивных сенсоров водорода при работе в режиме термоциклирования / В.И. Гаман, Е.Ю. Севастьянов, Н.К. Максимова, А.В. Алмаев, Н.В. Сергейченко // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56. – № 12. – С. 96–102.

5. Влияние золота на свойства сенсоров диоксида азота на основе тонких пленок WO_3 / О.В. Анисимов, В.И. Гаман, Н.К. Максимова, Ю.П. Найден, В.А. Новиков, Е.Ю. Севастьянов, Ф.В. Рудов, Е.В. Черников // ФТП. – 2010. – Т. 44. – № 3. – С. 383–389.

О КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРАХ С НАНО-ТОПОЛОГИЧЕСКИМИ РАЗМЕРАМИ

М. В. Хорошайлова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Научно-исследовательский институт электронной техники
Российская Федерация, 394042, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, д. 5
Воронежский государственный технический университет
Российская Федерация, 394026, г. Воронеж, Московский проспект, д. 14
E-mail: pmv2205@mail.ru
E-mail: micronano1441@yandex.ru

С использованием полиномов Чебышева получены аналитические выражения сток-затворных характеристик МОП-транзисторов с каналами n- и p-типов с нано проектными нормами.

Постановка задачи. Мировое производство полупроводниковых изделий в своей подавляющей части основано на конструктивно-технологическом базисе КМОП-приборов [1]. Освоение наноразмерного технологического базиса – актуальная проблема микроэлектроники сегодняшнего дня. Отсутствие аналитически описанных характеристик КМОПТ, безусловно, сдерживает эффективность проектирования и практической реализации электронных средств на КМОПТ, реализованных в технологии с нанопроектными нормами. Представляется целесообразным рассмотреть методику построения характеристик КМОП-транзисторов обсуждаемого технологического базиса.

Реализация задачи. Обсудим сток-затворные характеристики МОП-транзисторов с каналами n- и p-типов, реализованными в нано технологии. Расчёт сток-затворной характеристики включает в себя измерение сток-затворной характеристики МОП-транзистора и проведение её аппроксимации. Измерения искомых характеристик КМОП-транзисторов с нано проектными нормами проводились на транзисторах с соответствующими параметрами длины [l = 0.45 nm] и ширины [w = 120 nm] каналов по схеме, представленной на рис. 1 для МОПТ с каналом n-типа. При изменении типа канала изменялись полярности источников постоянного напряжения, нано технологический базис GPDK045 использовался по лицензии [2]. Для определения тока стока транзистора использовался нагрузочный резистор R0. Напряжение на затворе транзистора изменялось в пределах (0–1.2) V.

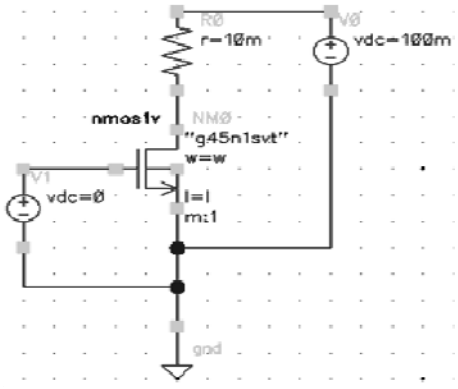
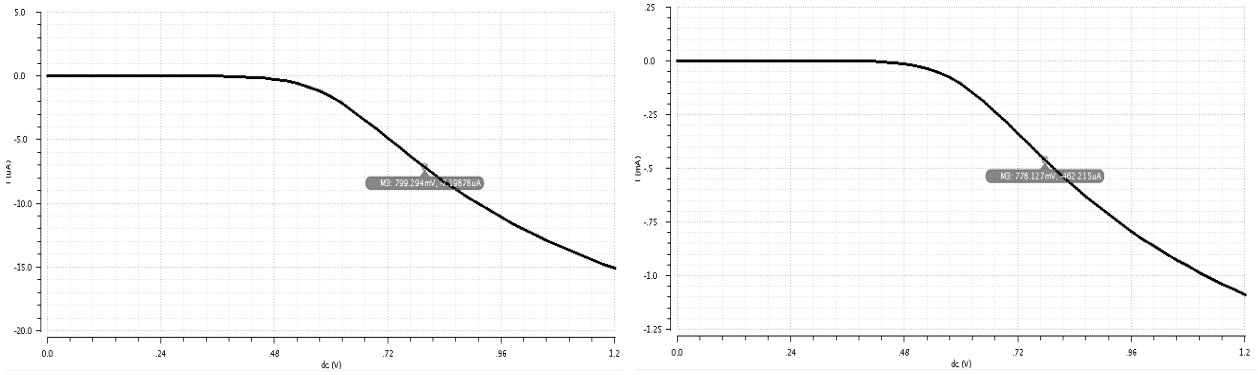


Рис. 1. Схема измерения сток-затворных характеристик n-МОП транзистора по технологии GPDK045

Для значений отношений l/w (длина канала / ширина канала) МОП-транзисторов с каналами «n» и «p» типов с использованием САПР Cadence получено семейство сток-затворных характеристик путём моделирования в приложении высокоточного моделирования Spectre [3]. Характеристики, измеренные для типовых топологических норм КМОПТ в нанотехнологии GPDK045, приведены на рис. 2.



а *б*

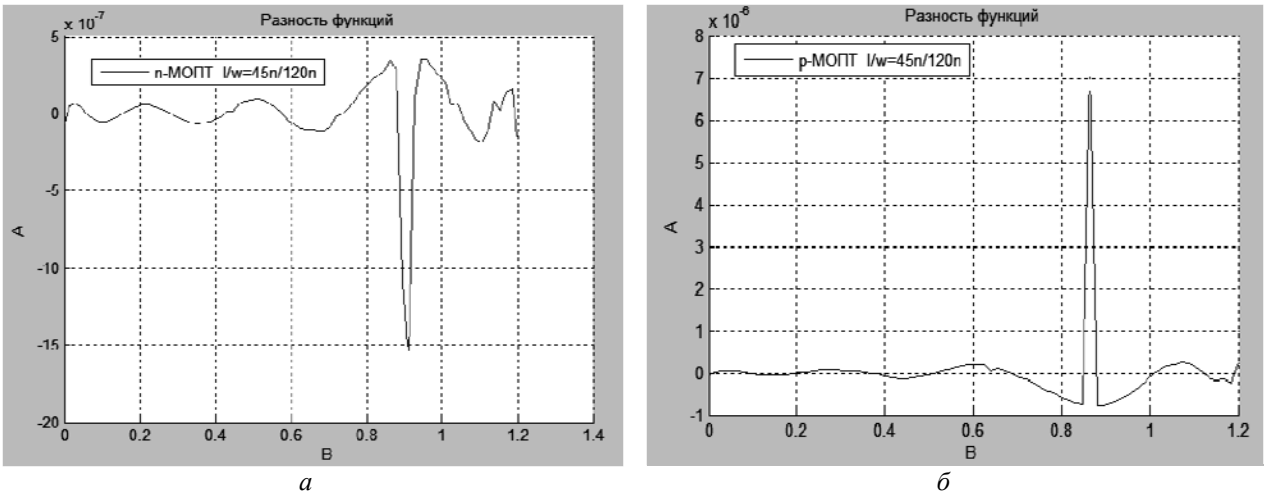
Рис. 2. Сток-затворные характеристики КМОП-транзисторов с параметрами каналов:
а – nМОПТ l = 45 nm, w = 120 nm; *б* – pМОПТ l = 45 nm, w = 120 nm

Табличные значения напряжений и токов nМОП- и pМОП- транзисторов использовались для аппроксимации сток-затворных характеристик полиномами Чебышева 10-й степени по методу наименьших квадратов [4, 5]. Выбор степени полинома Чебышева основывался на достижении заданной величины относительной погрешности {q ≤ 1 %} исходной (измеренной) функции на интервале напряжений на затворе $U_{зи}$ [0 – 1.2]V при использовании наибольших значений абсолютных погрешностей (рис. 3).

Относительная погрешность измерений рассчитывалась с использованием формулы:

$$E = \Delta y / y_0 \cdot 100\ \%, \qquad (1)$$

где $\Delta y = |y_0 - y|$ – абсолютная погрешность величины; y_0 – точное измеренное значение тока сток-затворной характеристики с применением САПР Cadence; y – значение тока, полученное с использованием аппроксимированных сток-затворных характеристик.



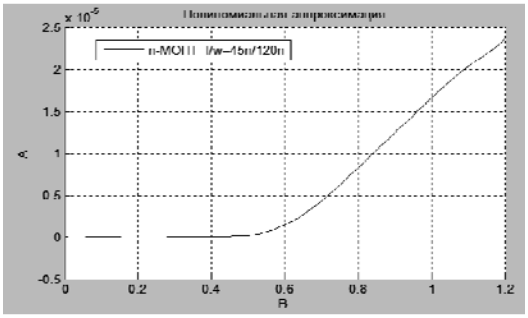
а *б*

Рис. 3. Абсолютные погрешности измеренных с применением САПР Cadence
и аппроксимированных сток-затворных характеристик КМОПТ с параметрами каналов:
nМОП-транзистор: *а* – l = 45 nm, w = 120 nm; pМОП-транзистор: *б* – l = 45 nm, w = 120 nm

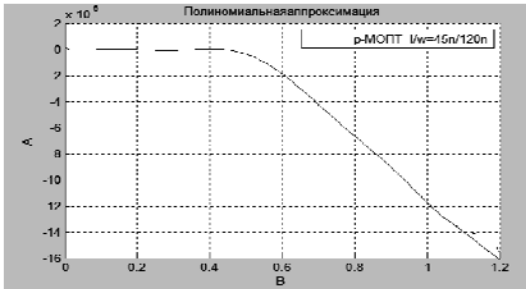
Для расчёта коэффициентов полинома Чебышева использована программа MathLab. В ней использован метод polyval класса polynom, который позволяет вычислить вектор значений заданного полинома по заданному вектору значений его аргумента [6, 7]. Значения коэффициентов полиномов для соотношения l/w n- и p-МОП транзисторов с параметрами каналов l = 45 nm, w = 120 nm приведены в табл. 2.

Таблица 2

Технологический базис GPDK045		
	n-МОПТ	p-МОПТ
$a_i \downarrow$ l/w(nm)→	45/120	45/120
a_0	0.0000	0.0000
a_1	-0.0000	-0.0000
a_2	0.0004	0.0001
a_3	-0.0041	-0.0006
a_4	0.0243	-0.0001
a_5	-0.0816	0.0120
a_6	0.1641	-0.0445
a_7	-0.2008	0.0764
a_8	0.1466	-0.0700
a_9	-0.0587	0.0332
a_{10}	0.0099	-0.0064



а



б

Рис. 4. Аппроксимированные сток-затворные характеристики КМОПТ в технологии GPDK045: *а* – n-МОП-транзистор; *б* – p-МОП-транзистор

Заключение. * Изложена методика и получено аналитическое описание сток-затворных характеристик nМОП- и pМОП- транзисторов с индуцированными каналами в технологическом базисе с наноразмерными проектными нормами.

* При принятых в работе начальных условиях существенное увеличение тока стока n-МОП-транзистора наблюдается при напряжении на затворе, начиная от $U_{зи} \approx 0.39$V, у p-МОП-транзистора б – от $|U_{зи}| \approx 0.34$V.

Список литературы

1. Красников, Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. В 2-х ч. Ч. 1 / Г.Я. Красников. – М.: Изд-во «Техносфера», 2002.

2. University software license and maintenance argeement. Argeement №: USLMA / VST / 1210. Date of argeement: December 8, 2010.

3. Cadence® Analog Design Environment User Guide. Product Version 5.0. – 2003. – 480 с.

4. Бруевич, А.Н. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии / А.Н. Бруевич, С.И. Евтянов. – М.: Изд-во «Сов. радио», 1965.

5. Андре, Анго. Математика для электро- и радиоинженеров / Анго Андре. – М.: Наука, 1967.

6. Лазарев, Ю.Ф. Начала программирования в среде MatLAB: учеб. пособие / Ю.Ф. Лазарев. – К.: НТУУ «КПИ», 2003.

7. Сумин, А.М. Методика расчёта предельной эффективности преобразования частоты на МОП-транзисторе в субмикронном и глубоко субмикронных базисах / А.М. Сумин, А.И. Мушта // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та: науч.-техн. журнал. – 2011. – Т. 6. – № 10. – С. 98.

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ КОМБИНАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ В НАНОТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ

М. В. Хорошайлова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Научно-исследовательский институт электронной техники
Российская Федерация, 394042, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, д. 5
Воронежский государственный технический университет
Российская Федерация, 394026, г. Воронеж, Московский проспект, д. 14
E-mail:pmv2205@mail.ru
E-mail:micronano1441@yandex.ru

Разработана методика дистанционного режима исследования на КМОП-транзисторном уровне с наноразмерными параметрами каналов интегральных комбинационных цифровых устройств с использованием технологического базиса GPDK090.

Постановка задачи. Конструктивно-технологический базис КМОП-приборов является основой мирового полупроводникового производства [1, 2]. Задача перехода в технологический базис с нано-проектными нормами является актуальной для наноэлектроники. Комплементарные МОП-транзисторы (КМОПТ) с индуцированным каналом нашли самое широкое применение при проектировании и разработке цифровых интегральных микроэлектронных устройств в субмикронном и глубокосубмикронном технологических базисах.

Реализация задачи осуществлялась по технологии 90 нм (GPDK090), в САПР CADENCE Virtuoso на основании лицензии [3]. Работа проводилась в дистанционном режиме, что предусматривает удаленную работу разработчика с программным комплексом проектирования. Дистанционный режим включает в себя: наличие ключа доступа на сервер, установку программного продукта NX Client, настройку подключения, аутентификацию по ключу путём его импортирования; и завершения сеанса.

До начала работы с комплексом проектирования необходимо а) установить программный продукт NX Client; б) получить ключ доступа на сервер. Это программа может быть использована в ряде операционных систем (Windows, Unix, OS X). По инструкции менеджера установить NX Client.

Для разработки комбинационных устройств необходимо разработать базовые логические элементы на КМОП-транзисторном уровне с наноразмерными параметрами каналов. При этом с точки зрения эффективности дальнейшего анализа проектируемых наноэлектронных изделий в логических элементах необходимо иметь возможность варьировать параметры каналов транзисторов.

Разработанные базовые логические элементы являются основой для реализации наноэлектронных цифровых устройств. Поэтому следующим этапом обсуждаемой методики является проведение моделирования логических элементов на КМОПТ с наноразмерными топологическими нормами. Это предполагает проведение анализа (тип анализа tran) и получение временных диаграмм работы логических элементов.

В наноразмерном технологическом базисе разработан ряд логических элементов, в частности, НЕ, 2ИЛИ, 2ИЛИ-НЕ, 2И, 2И-НЕ, 3И, 3И-НЕ, 3ИЛИ, 3ИЛИ-НЕ, 4ИЛИ, 4ИЛИ-НЕ, 4И, 4И-НЕ [4], которые необходимы для построения дешифраторов, шифраторов, демультиплексоров, мультиплексоров, сумматоров (вычитателей). Ниже приводятся комбинационные устройства, построенные с их использованием, а также результаты моделирования наноэлектронных цифровых устройств.

На рис. 1 представлен мультиплексор с четырьмя входами (X0, X1, X2, X3). В каждый момент времени на выход передаются логические уровни только одного из входов (X0-X1), определяемого четырьмя возможными комбинациями адресных входов (A0, A1).

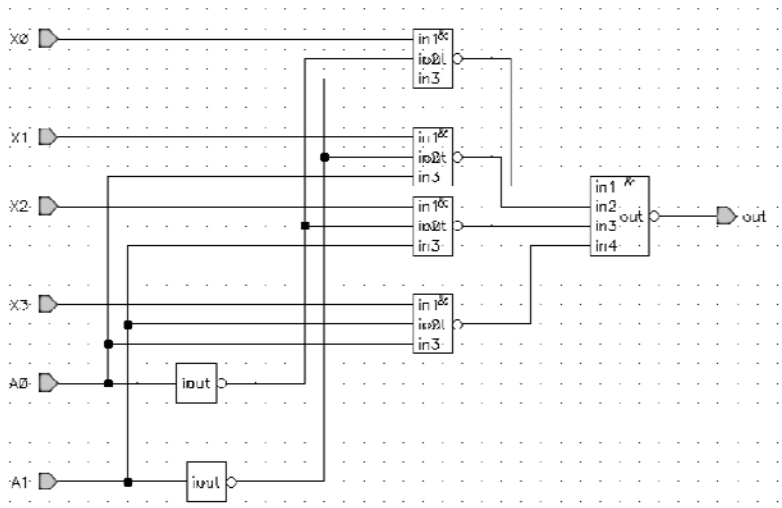


Рис. 1. Схема мультиплексор 4→1 на БЛЭ НЕ, 3И-НЕ, 4И-НЕ на КМОП-транзисторном уровне в нанотехнологии с проектными нормами 90 нм

Временные диаграммы представлены на рис. 2.

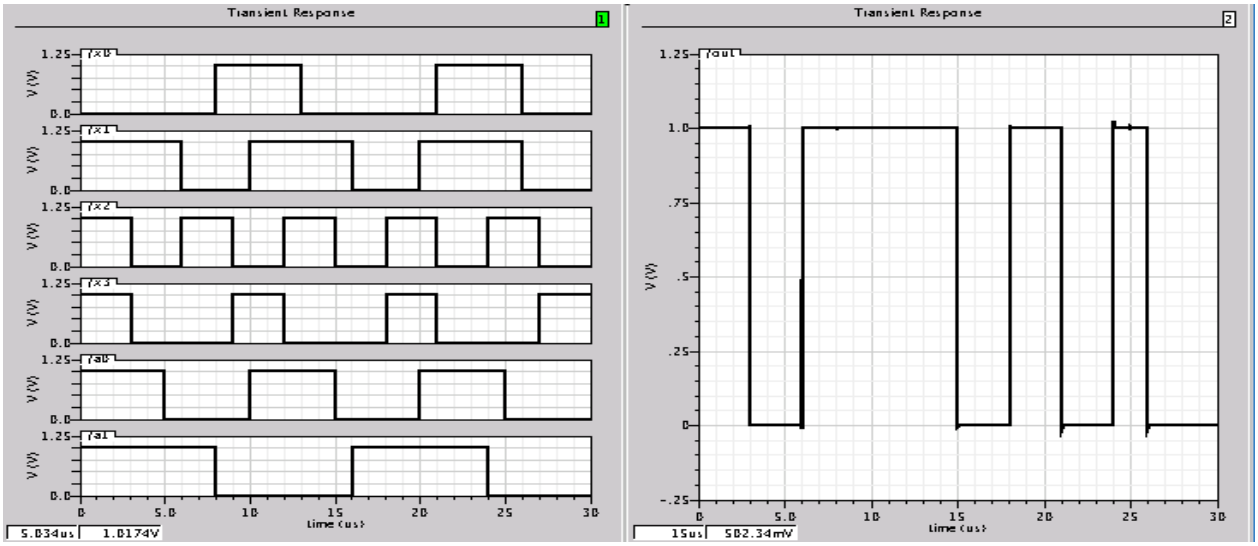
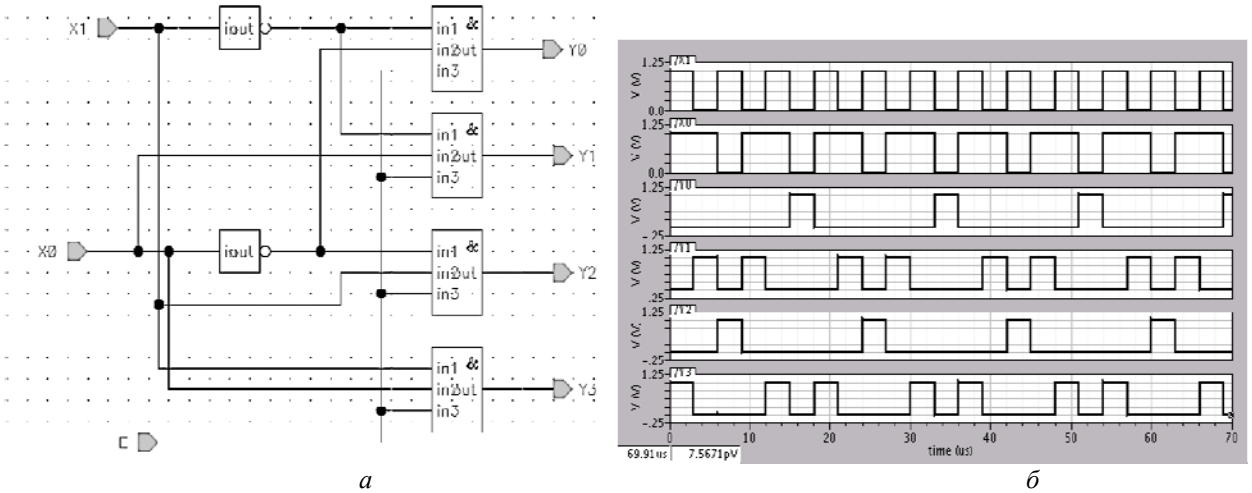
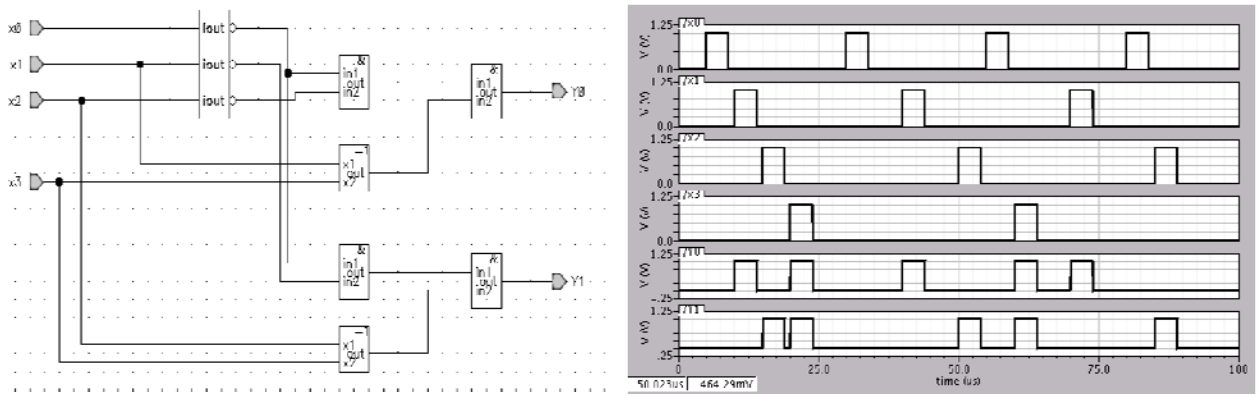


Рис. 2. Временные диаграммы работы мультиплексора 4→1



а *б*

Рис. 3. *а* – демультиплексор 1→4 на БЛЭ НЕ, 3И на КМОП транзисторном уровне в нанотехнологии с проектными нормами 90 нм; *б* – временные диаграммы демультиплексора 1→4



а *б*

Рис. 4. *а* – шифратор 4×2 на элементах НЕ, 2И, 2ИЛИ на КМОП транзисторном уровне в нанотехнологии с проектными нормами 90 нм; *б* – временные диаграммы шифратора 4х2

Характер временных диаграмм и таблиц истинности функционирования всех разработанных логических элементов и комбинационных наноэлектронных цифровых устройств на КМОП-транзисторном уровне в наноразмерном технологическом базисе свидетельствует о правильности проведённых разработок.

При проведении моделирования использованы значения параметров, приведённые в табл. 1.

Таблица 1

Параметры генераторов мультиплексора, демультиплексора, шифратора

Устройство	Генераторы 1, 2,3,4				Генератор 1		Генератор 2		Генератор 3		Генератор 4	
	Напряжение, В	Время фронта, нс	Время спада, нс	Ширина импульса, мкс	Период следования импульса, мкс	Время задержки, мкс	Период следования импульса, мкс	Время задержки, мкс	Период следования импульса, мкс	Время задержки, мкс	Период следования импульса, мкс	Время задержки, мкс
Шифратор 2х4	1	0,001	0,001	4	25	5	40	20	40	20	35	15
Мультиплексор 4→1	1	0,001	0,001	5	13	8	10	6	6	3	9	3
Демультиплексор 1→4	1	0,001	0,001	2	2	2	3	5	Постоянно подается лог. «1»		—	

Заключение. *В дистанционном режиме показана реализация наноэлектронных комбинационных цифровых устройств (мультиплексоров, демультиплексоров, шифраторов) в наноразмерном технологическом базисе.

***** В технологическом базисе GPDK090 разработан комплекс базовых логических элементов с произвольными (в пределах физической реализуемости) размерами топологических норм транзисторов и методика дистанционного режима исследования на КМОП-транзисторном уровне интегральных наноэлектронных комбинационных цифровых устройств с наноразмерными параметрами каналов.

Список литературы

1. Красников, Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. В 2-х ч. Ч. 1 / Г.Я. Красников. – М.: Техносфера, 2002. – 413 с.

2. Красников, Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. В 2-х ч. Ч. 2 / Г.Я. Красников. – М.: Техносфера, 2004. – 535 с.

3. University software license and maintenance argeement. Argeement №: USLMA / VST / 1210. Date of argeement: December 8, 2010.

4. Новожилов, О.П. Основы цифровой техники: учеб. пособие / О.П. Новожилов. – М.: РадиоСофт, 2004. – 526 с.

ДАТЧИКИ СВЕРХМАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ РАЗЛИЧНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ

И. А. Стройкин, А. В. Демаков, Г. Ф. Карлова (научный руководитель)

Открытое акционерное общество «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов (НИИПП)»
г. Томск, ул. Красноармейская, д. 99а
Email: ivan.stroykin@mail.ru, karlovagf@yandex.ru

Проведён анализ методов создания датчиков слабых магнитных полей с применением микро- и наносистем на основе информации и измерения характеристик известных датчиков слабых магнитных полей. Сделан расчёт для микрополоскового резонатора с чувствительным элементом на основе органических материалов.

Проведён анализ методов создания датчиков слабых магнитных полей с применением микро- и наносистем на основе информации и измерения характеристик известных датчиков слабых магнитных полей. Показаны потенциальные преимущества использования органических материалов для использования в автоматизации транспортных комплексов.

В настоящее время для систем безопасности на транспорте, устройств в робототехнике и систем навигации двойного назначения требуются новые измерительные датчики сверхмалых магнитных полей с повышенными требованиями к чувствительности и точности, а также энергопотреблению и массогабаритным параметрам.

Измерение величины и направления индукции магнитного поля осуществляется с помощью специальных приборов-магнитометров. Основой любого магнитометра является чувствительный элемент – датчик (преобразователь) магнитного поля (обычно одной из его проекций на некоторое выделенное направление). Датчик создаёт сигнал, характеристики которого зависят от величины индукции магнитного поля. Для получения такого сигнала необходим источник энергии, так как индукция магнитного поля относится к пассивным величинам, которые непосредственно не создают сигнал измерительной информации. В табл. 1 представлены наиболее используемые преобразователи магнитного поля с различной чувствительностью к магнитному полю.

Таблица 1

Численное сравнение наиболее используемых преобразователей магнитного поля

Тип преобразователя магнитного поля (МП)	Элемент Холла	Тонкопленочный магниторезистор	Магнитоиндукционный датчик	Феррозонд
Минимальное разрешение, мкТл	1–10	0,4–0,85	0,01–0,02	0,0001–0,01
Число регистрирующих составляющих МП	1-3	1-2	1	1
Динамический диапазон, мкТл	±100	±(0,2–1)	±(1-200)	±1
Потребляемая мощность, мВт	10–50	30–90	1–5	5–50

В [1] приведены характеристики магниторезисторов. Изменение сопротивления образца в магнитном поле основано на эффекте Гаусса, который характеризуется возрастанием сопротивления проводника (или полупроводника) при помещении его в магнитное поле. Магниточувствительные элементы (МЧЭ) изготавливаются из полупроводниковых материалов, обладающих высокой подвижностью носителей заряда. К таким материалам относятся антимонид индия (InSb)и его соединения, арсенид индия (InAs), GaAs и др.

Если рассматривать не изменение полного сопротивления, а локальную характеристику образца – удельное сопротивление в магнитном полеρ(B) и без него ρ(0), то при учёте статистического разброса времён (и длин) свободного пробега:

$$D\rho(B) = \rho(B) - \rho(0) = \rho(0)\,(\mu B)^2. \qquad (1)$$

Чувствительность магниторезистивного элемента изменяется и при изменении угла между вектором магнитной индукции и плоскостью элемента. Эта зависимость выражается формулой:

$$(R_B - R_O)/\,R_O = [(R_B - R_O)/\,R_O]_{макс} \cdot \{\sin^2 \Phi / [1 + (\mu B)^2 * \cos^2 \Phi]\}, \qquad (2)$$

где R_B – сопротивление МЧЭ при воздействии магнитного поля (B = Bном); R_O – сопротивление МЧЭ при отсутствии магнитного поля (B = 0); Ф – угол между векторами напряженности электрического и магнитного полей.

В [2] рассмотрены датчики слабых магнитных полей на основе пермаллоя (NiFe). Принцип действия таких датчиков основан на анизотропном магниторезистивном эффекте, который заключается в способности пермаллоевой плёнки изменять своё сопротивление в зависимости от взаимной ориентации протекающего через неё тока и направления её вектора намагниченности. Внешнее магнитное поле поворачивает вектор намагниченности плёнки M на угол, величина которого зависит от направления и величины этого поля. Для тонкопленочных магниторезисторов на основе ферромагнитных плёнок анизотропное электрическое сопротивление материала МЧЭ в зависимости от угла Θ между направлением электрического тока через МЧЭ и направлением управляющего магнитного поля постоянной величины выражается следующей формулой (Фойгта – Томпсона) [1]:

$$r = r(\Theta) = r_0 * \sin^2(\Theta) + r_{90} \cdot \sin^2(\Theta), \qquad (3)$$

где r_{90} – удельное электрическое сопротивление материала МЧЭ при Θ = 90°; r_0 – удельное электрическое сопротивление материала МЧЭ при Θ = 0°.

Фирмой Honeywell предлагаются датчики HMC с различным числом чувствительных осей и минимальной разрешающей способностью 27 мк Гаусс. Для повышения чувствительности магниторезистор изготовлен в виде моста. При изменении сопротивления плёнки изменяется соответственно и напряжение на выходе моста, Для построения датчика четыре идентичных магниторезистивных плёнки соединяются по мостовой схеме и образуют плечи моста. Плёнки формируются осаждением тонкого слоя пермаллоя на кремниевую пластину. Каждое плечо моста формируют из нескольких магниторезистивных плёнок, параллельно ориентированных на подложке, последовательно соединённых между собой при помощи алюминиевых перемычек и защищённых сверху слоем нитрида тантала.

В [3] описан феррозондовый датчик FLC-100.Феррозондами называют чувствительные к воздействию внешних магнитных полей устройства, содержащие ферромагнитные сердечники и охватывающие их обмотки, в одну из которых подают переменный ток, а с другой снимают э.д.с., по величине которой и судят об измеряемом значении поля. Феррозонды относятся к индукционным преобразователям.

В [4] рассмотрены квантовые оптические датчики на основе эффекта Зеемана, позволяющие осуществить измерение индукции магнитного поля с чувствительностью 10^{-13}–10^{-15} Тл при характерных временах измерения 0,1 с. Недостатком их является громоздкость.

Принципиально новым видом квантовых датчиков является датчик, построенный на органическом материале [5]. Этот датчик основан на магнитном резонансе, возникающем в органических тонкоплёночных диодных структурах при подаче на них смещения и воздействии на них сигнала СВЧ определённой частоты ω и магнитного поля B_0. Магнитный резонанс детектируется по скачку тока через диод при изменении магнитного поля. Для измерения магнитного поля B_0 используется соотношение Планка:

$$h \cdot \omega = h \cdot \gamma \cdot B_0, \tag{4}$$

где h – постоянная Планка; γ·– гиромагнитное отношение.

Структура расположена над двумя взаимно расположенными полосками, изолированными один от другого. Принципиально такой датчик не имеет ограничений в динамическом диапазоне.

В работе приведены результаты измерения наиболее применимых сейчас малогабаритных датчиков слабых магнитных полей HMC 1001 и FLC 100. В табл. 2 приведены основные параметры этих датчиков и описанного в [5] экспериментального образца из органического материала.

Таблица 2

Основные параметры датчиков HMC 1001, FLC 100, MEN –PPV

Название	Чувствительность, мВ/Гс	Разрешающая способность, мкГс	Динамический диапазон, Гс
HMC 1001	3,2	27	± 2
FLC 100	$2{,}5*10^3$	$3*10^3$	± 1
MEN -PPV	70 нА/Гс	$13*10^6$	± 13

Для исследования возможности построения датчика слабых магнитных полей на основе органических материалов необходимо было получить диодную структуру из органических материалов, сделать расчёт полоскового резонатора и изготовить устройство для возбуждения, модуляции и детектирования электронного парамагнитного резонанса.

Полосковый резонатор представляет собой отрезок полосковой линии, на обоих концах которого осуществлен режим холостого хода. На рис. 1 показан полосковый резонатор, выполненный на микрополосковой линии (МПЛ). Его поперечные размеры так же, как поперечные размеры полосковой линии, выбираются из условия отсутствия высших типов волн и излучения из линии. Для определения геометрических размеров полоскового резонатора (ширины и высоты) воспользуемся формулой нахождения волнового сопротивления (Z_B) МПЛ с учётом токонесущего проводника:

$$Z_B = 314 * \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} * \frac{\left(1-\frac{t}{h}\right)}{\left(1+\frac{W}{h}\right)}, \tag{5}$$

где μ – магнитная проницаемость; ε – диэлектрическая проницаемость; t – толщина МПЛ; h – высота диэлектрической подложки; W – ширина МПЛ. Продольное сечение полуволнового резонатора на МПЛ и структура силовых линий электрического поля показаны на рис. 2.

Исходя из заданных параметров волнового сопротивления (Zв = 50 Ом), материала диэлектрика, резонансной частоты (1–10 ГГц) и высоты подложки, была рассчитана высота и толщина МПЛ: W = 2.324 мм, с использованием диэлектрической подложки, сделан-

ной из поликора; W = 0.745 мм, с использованием диэлектрической подложки, сделанной из стеклотекстолита; t = 0.08 мм. На основе рассчитанных параметров МПЛ будет создан микрополосковый резонатор с чувствительным элементом, выполненном на органических материалах.

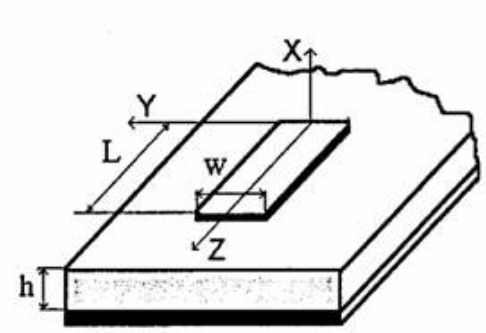


Рис. 1. Полосковый резонатор, выполненный на МПЛ

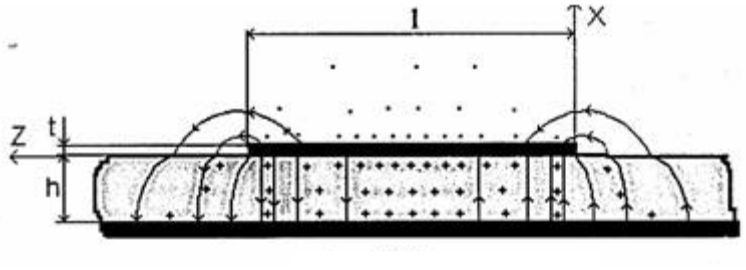


Рис. 2. Структура силовых линий электрического поля

Диод изготовлен из следующих материалов: слоя оксида индия-олова ~200 нм; слоя, инжектирующего дырки из поли (3,4-этилендиокситиофена) (50 нм толщиной), тонкого слоя ~200 нм из MEH-PPV и контакта из кальция ~25 нм толщиной и следующего за ним слоя алюминия (~50 нм толщиной). Приборы были изготовлены на подложках из стекла корнинг (кальций – борофосфатное стекло).

В НИИПП (Томск) разрабатываются технологии органических материалов и изделий из них. Такие изделия обладают малыми габаритами и энергопотреблением. Используя процесс печатной электроники, при котором на диэлектрические материалы наносятся чернила, содержащие органические молекулы, можно создавать гибридные сенсоры для контроля слабых магнитных полей.

Авторы благодарят зав. лабораторией Копылову Т.Н. за изготовление экспериментальных образцов.

Список литературы

1. Бараночников, М.Л. Микромагнитоэлектроника. Т. 1 / М.Л. Бараночников. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 544 с.

2. http://www.cimpel/ru/catalog/sensors/magnit/magnit01. Датчики для магнитометрии, навигации и электронных компасов. – С. 1–3.

3. Stefan Mayer Instruments. Magnetic Field Sensor FLC 100. – С. 1–2.

4. Арбузов Сергей Олегович. Квантовые магнитометры. http://st.ess.ru/index.htm

5. Robust absolute magnetometry with organic thin-film devices. W.J. Baker, K. Ambal, D.P. Waters, R. Baarda u.a. Nature communications, 2012, p. 1–7.

ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ СУБМИКРОННОГО БАЗИСА НА ИНТЕНСИВНОСТЬ ГЕНЕРИРУЕМЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОМПОНЕНТ БЕСФИЛЬТРОВЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Д. В. Шеховцов, А. И. Мушта

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14
Научно-исследовательский институт электронной техники
394042, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 5
E-mail: wexwex@mail.ru, micronano1441@yandex.ru

Проведен анализ и дана оценка влияния интегральной технологии на интенсивность генерируемых гармонических компонент МОП-транзистором в режиме умножения частоты для различных технологических базисов ряда субмикронных технологий.

Постановка задачи. Процесс умножения частоты гармонических колебаний, возможность реализации кратного преобразования сигналов в виде «систем на кристалле» представляет собой далеко не изученную область. Несмотря на возрастающий интерес к направлению проектирования интегральных умножителей частоты [1–6] в зарубежной и отечественной литературе отсутствуют данные исследований доступных технологий с субмикронными нормами на предмет реализуемости умножителей частоты. Проведение подобных исследований позволит дать оценку влияния используемого технологического процесса с субмикронными проектными нормами на интенсивность генерируемой гармонической компоненты, в частности, при использовании в умножителе МОП-транзисторов [2, 4], что, в свою очередь, упростит подбор соответствующего технологического базиса для проектирования устройств умножения частоты и сделает доступным контроль эффективности умножения.

Реализация задачи. Методика расчета предельных значений гармонических компонент выходного сигнала умножителя на МОП-транзисторах описана в [7]. Способ оптимального подбора параметров базируется на использовании метода аппроксимации сток-затворной характеристики МОП-транзистора и метода определения спектрального состава выходного сигнала. Указанная методика лежит в основе алгоритма[8] и программы [9] расчета предельных значений гармонических компонент выходного тока МОП-транзистора в режиме умножения частоты.

Сиспользованием программы [9] был произведен расчет значений второй гармоники тока выходного сигнала МОП-транзистора в режиме умножения для ряда широко применяемых технологий субмикронного и глубокого субмикронного базиса. Расчет выполнялся для ряда размеров, начиная от базовой (минимальной) поддерживаемой технологией ширины и заканчивая оптимальным значением габаритов, при котором наблюдается максимальная интенсивность генерируемой гармонической компоненты. В табл. 1 представлены расчетные данные тока второй гармоники при оптимальных габаритных параметрах МОП-транзисторов, определенных для технологий известных полупроводниковых фабрик с базисом различной размерности. Исследовались стандартные КМОП технологии на объемном кремнии зарубежных фабрик XFAB, HHNEC, TSMC, UMC.

Подтверждение верности расчетных значений производилось с помощью высокоточного моделирования в симуляторе Spectre САПР Cadence. В схеме УЧ [4] применялись типовые МОП-транзисторы из состава технологических библиотек, поставляемых фабрикой-изготовителем. В ходе моделирования для каждой технологии подбиралось фиксированное значение напряжения смещения МОП-транзистора, при котором достигалось максимальное значение выходного тока второй гармоники при оптимальном размере транзистора, определенном с использованием программы расчета предельных значений тока гармоник. Результаты моделирования сведены в табл. 2.

Таблица 1

Ток второй гармоники для оптимальных габаритов МОП-транзисторов, выполненных по субмикронным технологиям известных производителей

Название технологии	Фабрика	Проектные нормы, нм	Оптимальный размер транзистора	Значение тока второй гармоники, мкА
XH035	XFAB	350	0,35/5,4 мкм	25,29
UC1H	HHNEC	350	0,35/7 мкм	21,76
CZ6H	HHNEC	250	0,25/3,8 мкм	12,41
TSMC250NM	TSMC	250	0,25/3,6 мкм	14,43
XC018	XFAB	180	0,18/2,8 мкм	8,25
CA18	HHNEC	180	0,18/2.8 мкм	7,84
UMC018tech	UMC	180	0,18/2,8 мкм	9,17
TSMC180NM	TSMC	180	0,18/2,5 мкм	7,59
UMC130tech	UMC	130	0,13/2,2 мкм	5,36
EF130	HHNEC	130	0,13/2,0 мкм	5,03
UMC90tech	UMC	90	90/1400 нм	1,02
TSMC90NM	TSMC	90	90/1500 нм	1,10
TSMC65NM	TSMC	65	65/1000 нм	0,51
UMC65tech	UMC	65	65/1100 нм	0,58
TSMC50NM	TSMC	40	40/650 нм	0,22

Таблица 2

Ток второй гармоники для оптимальных габаритов МОП-транзисторов различных технологий, полученный в результате моделирования в приложении Spectre, и отклонение тока от расчетных значений

Название технологии	Фабрика	Проектные нормы, нм	Оптимальный размер транзистора	Значение тока второй гармоники, мкА	Отклонение от расчетного значения, %
XH035	XFAB	350	0,35/5,4 мкм	24,61	2,7
UC1H	HHNEC	350	0,35/7 мкм	21,08	3,1
CZ6H	HHNEC	250	0,25/3,8 мкм	12,05	2,9
TSMC250NM	TSMC	250	0,25/3,6 мкм	13,82	4,2
XC018	XFAB	180	0,18/2,8 мкм	8,00	3,0
CA18	HHNEC	180	0,18/2.8 мкм	7,46	4,8
UMC018tech	UMC	180	0,18/2,8 мкм	8,85	3,4
TSMC180NM	TSMC	180	0,18/2,5 мкм	7,36	3,0
UMC130tech	UMC	130	0,13/2,2 мкм	5,17	3,5
EF130	HHNEC	130	0,13/2,0 мкм	4,77	5,1
UMC90tech	UMC	90	90/1400 нм	0,98	4,1
TSMC90NM	TSMC	90	90/1500 нм	1,05	4,1
TSMC65NM	TSMC	65	65/1000 нм	0,48	4,7
UMC65tech	UMC	65	65/1100 нм	0,55	4,9
TSMC40NM	TSMC	40	40/650 нм	0,20	5,5

Общая зависимость значения генерируемой компоненты тока МОП-транзистора от размерности технологического базиса представлена на рис. 1, а отклонение расчетных значений тока от результатов моделирования и аппроксимирующая характеристики отклонения показаны на рис. 2. Значения тока и погрешности усреднены по ряду технологий в базисе одной размерности.

Анализ полученных результатов показывает, что эффективность генерации гармонической компоненты, соответствующей удвоенной частоте на входе МОП-транзистора уменьшается с уменьшением размерности базиса. При сравнении данных таблиц в части показателей выходного тока второй гармоники прослеживается общая тенденция к снижению значений результатов моделирования по отношению к расчетным значениям, что объясняется увеличением отклонения моделей реальных транзисторов от аппроксимирован-

ных характеристик МОП-транзисторов, являющихся базовой основой для работы программы расчета значений. Отклонение значения тока от расчетного не превышает 5,5 %, что является допустимым показателем при проектировании аналоговых устройств.

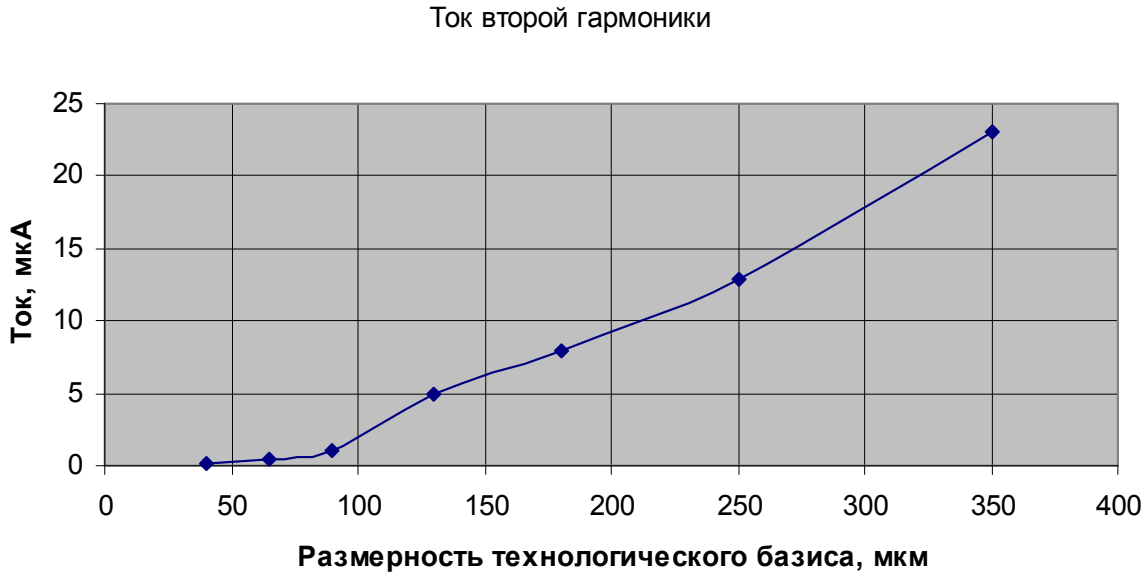


Рис. 1. Зависимость тока второй гармоники выходного сигнала МОП-транзистора от размерности технологического базиса

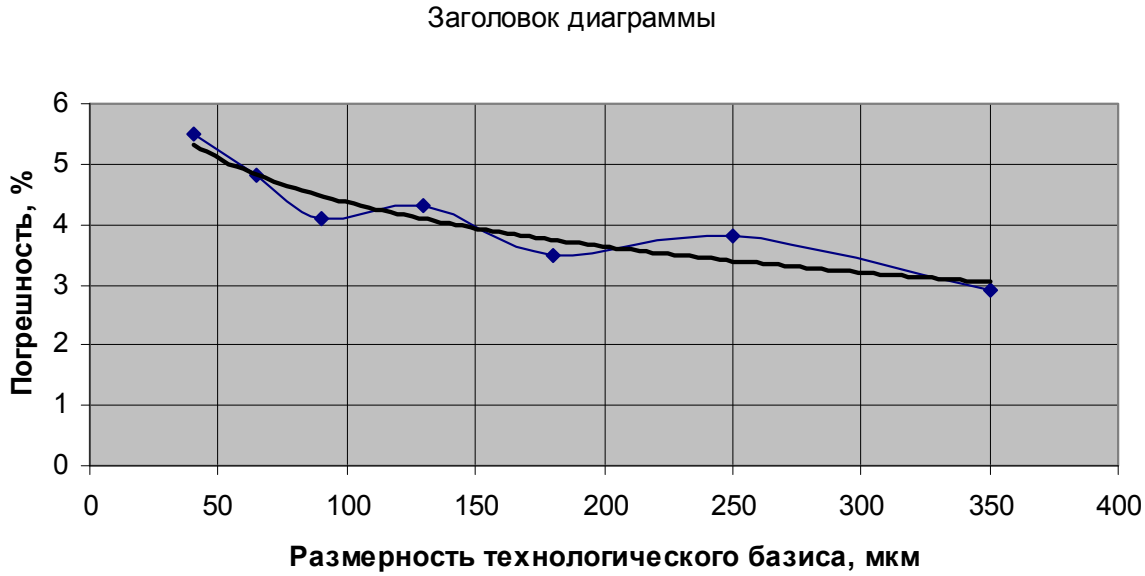


Рис. 2. Погрешность расчета тока второй гармоники выходного сигнала МОП-транзистора в технологических базисах с различной размерностью

Заключение. Проведенные исследования показали возможность анализа технологии с субмикронными и глубоко субмикронными нормами на предмет реализуемости и эффективности использования библиотечных компонентов и самой технологии для создания УЧ. Использование предложенной методики и программы позволяет провести полный анализ реализуемости умножителя частоты с требуемыми параметрами при использовании выбранной технологии, осуществить подбор элементной базы умножителя частоты. Исследования показали, что практическая реализация бесфильтровых умножителей принципиально возможна по субмикронной технологии в базисе любой размерности. Эффективность умножения уменьшается с переходом в наноразмерный технологический диапазон.

Список литературы

1. Пат. 2380822 Российская Федерация, МПК H03B 19/00. Гармонический умножитель частоты / О.П. Новожилов, М.И. Бочаров, Ю.С. Балашов и др.; № 2008100892/09; заявл. 09.01.2008; опубл. 27.01.2010. Бюл. № 3.

2. Пат. Российской Федерации 2405242 Гармонический удвоитель частоты / О.П. Новожилов, М.И. Бочаров, Ю.С. Балашов и др.; опубл. 27.11.2010 г., Бюл. № 33.

3. Сумин, А.М. Методика проектирования СФ блока преобразователя частоты в субмикронном технологическом базисе на основе синтезированных нелинейных реактивных элементов / А.М. Сумин, А.И. Мушта // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. – Т. 7. – 2011. – № 10. – С. 74–81.

4. Шеховцов, Д.В. Разработка структуры и схемных решений умножителей частоты гармонических колебаний для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами / Ю.С. Балашов, О.П. Новожилов, А.И. Мушта // Вестн. ВГТУ. – Т. 5. – 2009. – № 12.

5. Исследование нелинейных процессов преобразования частоты в смесителе на МОП-транзисторах с субмикронными топологическими нормами в интенсивной помеховой обстановке / А.И. Мушта, Ю.С. Балашов, И.В. Новосельцева и др. // Вестн. ВГТУ. – Т. 6. – 2010. – № 1.

6. Шеховцов, Д.В. Умножение частоты без колебательных систем в базисе субмикронного технологического диапазона [Текст] / Д.В. Шеховцов, А.И. Мушта // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2010. – 339 с.

7. Шеховцов, Д.В. Методика вычисления потенциальных значений преобразованных гармонических компонент на МОП-транзисторе в субмикронном технологическом базисе [Текст] / Д.В. Шеховцов, А.И Мушта // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун.т, 2012. – 453 с.

8. Алгоритм расчета потенциальных величин гармонических компонент тока МОП-структуры для технологического базиса с субмикронными топологическими нормами / Д.В. Шеховцов, А.И. Мушта, Ю.С. Балашов. – Свид. № 50201250297 от 02.03.2012, выдано Воронежским ОЦ НИТ ФГБОУ ВПО ВГТУ.

9. Программа расчета потенциальных величин гармонических компонент тока МОП-структуры для технологического базиса с субмикронными топологическими нормами / Д.В. Шеховцов, А.М. Сумин, Ю.С. Балашов. – Свид. № 50201250296 от 02.03.2012, выдано Воронежским ОЦ НИТ ФГБОУ ВПО ВГТУ.

ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА *TCAD*: МЕТОДИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ В ОБЛАСТИ ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ

И. Н. Гаврилюк, А. Ю. Окунев, А. А. Левицкий, О. В. Семенова (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: nordmarez@mail.ru

Представлены результаты анализа общих тенденций в развитии программных средств приборно-технологического моделирования полупроводниковых приборов и элементов интегральных схем. Рассмотрены вопросы, связанные с использованием таких программных средств в процессе обучения специалистов в области микроэлектроники и полупроводниковых технологий.

Введение

В настоящее время *TCAD* (*Technology Computer – Aided Design*) – технология автоматизированного проектирования является основным инструментом, используемым при разработке полупроводниковых приборов и элементов интегральных микросхем (ИМС) [1–4].

Одной из задач, эффективного использования средств *TCAD*, является подготовка и переподготовка специалистов, обладающих соответствующими компетенциями.

Целью данной работы является анализ общих тенденций в развитии программных средств приборно-технологического моделирования полупроводниковых устройств, а также рассмотрение методических вопросов, связанных с использованием этих программ в процессе подготовки специалистов в области электроники и наноэлектроники.

1. Общая характеристика программных средств TCAD

Моделирование в современных системах *TCAD* основано на решении связанной системы дифференциальных уравнений в частных производных, описывающих перенос заряда в полупроводниковых структурах. Это позволяет получить высокую точность прогнозирования характеристик для широкого диапазона устройств и технологий. В качестве базовых помимо известной диффузионно-дрейфовой модели используются модели на основе термодинамического и гидродинамического описания, а также квантовые модели.

Программные средства *TCAD* позволяют учитывать механические, электрофизические, тепловые и другие свойства полупроводниковых структур, такие, например, как степень легирования области полупроводника, профиль распределения примесей по глубине подложки, паразитные емкостные связи и глубина залегания переходов.

В настоящее время лидерами в среде автоматизированного проектирования являются программы *Synopsys* (*ISE*) *TCAD* и *Silvaco TCAD*. Данные пакеты позволяют моделировать и проектировать полупроводниковые приборы и устройства, учитывая процессы их производства, такие как ионная имплантация, диффузия, травление, напыление, литография и окисление полупроводниковых материалов. С помощью встроенных функций можно производить расчет статических и переходных характеристик диодов, полевых и биполярных транзисторов, тиристоров и приборов оптоэлектроники, а также сформировать параметры *SPICE* модели для дальнейшего схемотехнического проектирования.

Системы *Synopsys* и *Silvaco TCAD* ориентированы на проектирование как дискретных элементов электронной компонентной базы, так и элементов БИС и СБИС, и позволяют осуществлять сквозное моделирование отдельных элементов и интегральных полупроводниковых структур невысокой сложности в двух- и трехмерном приближении.

Рассмотрим основные тенденции развития программных средств *TCAD* на примере программ *Synopsys TCAD* и *Silvaco TCAD*.

2. *Synopsys TCAD*

Система приборно-технологического проектирования *Synopsys TCAD* построена на платформе *Sentaurus*, сформированной в 2004 году путем объединения передовых инструментов и технологий проектирования от компаний *Synopsys* и *ISE* (*Integrated Systems Engineering*). Базовая операционная система *Synopsys TCAD – Red Hat Enterprise Linux* [5].

В состав *Sentaurus* входят следующие компоненты (рис. 1):

– интерактивная среда для управления и отображения проектов – *Sentaurus Workbench*;

– программные модули для технологического моделирования – *Sentaurus Process*, *Taurus TSUPREM*-4, *Sentaurus Lithography* и *Sentaurus Topography*;

– средства для создания геометрических моделей структур – *Sentaurus Structure Editor*;

– инструменты моделирования устройств *Sentaurus Device*, *Taurus Medici*;

– средства для анализа электрических и механических характеристик, а также надежности внутренних межсоединений – *Raphael*, *Sentaurus Interconnect*;

– инструменты, предназначенные для установления связи между моделями процессов и отдельных компонентов схемы – *Seismos CX* и *Seismos LX*.

Графический интерфейс – *Sentaurus Workbench* – служит для разработки, организации и автоматического выполнения проектов в *Synopsys TCAD*. Интерфейс обеспечивает автоматизацию выполнения серий расчетов для выбора наилучших проектных решений, управление потоком информации, включая предварительную обработку файлов входных данных, параметризацию проектов, подготовку и запуск инструментов моделирования, ви-

зуализацию результатов в соответствующих программных модулях. Интерфейс включает инструменты работы с масками для создания, редактирования и организации технологического процесса. *Sentaurus Workbench* может выполнять автоматическое разделения проектной задачи на отдельные задания и распределять их в компьютерной сети.

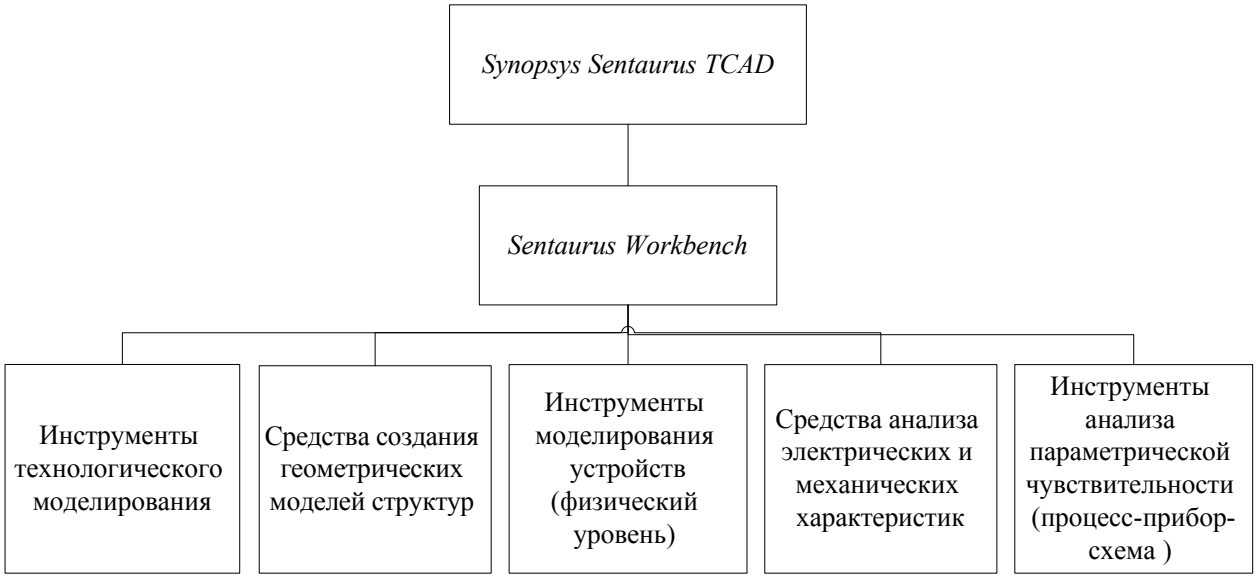


Рис. 1. Инструментальные средства *Synopsys Sentaurus TCAD*

Моделирование технологических процессов предусматривает пошаговое моделирование изготовления полупроводниковых приборов, например – транзисторов, и опирается на входные параметры на каждом этапе обработки. По результатам выполненных этапов производится анализ с помощью таких инструментов, как *Fammos TX* (расчет механических напряжений). Различные операции – ионная имплантация, диффузия и активация легирующей примеси, травление, осаждение, окисление и эпитаксиальное наращивание для различных полупроводниковых материалов моделируются с помощью численных алгоритмов. Типичными входными данными при этом служат условия процесса во время отдельных шагов изготовления – технологическая среда, температура, давление, и т.д. Результатом работы симулятора технологического процесса является двух- или трехмерная структура, которая может использоваться для моделирования устройства (рис. 2).

Sentaurus Structure Editor обеспечивает создание и редактирование двух- или трехмерных моделей устройств и трехмерную эмуляцию технологической обработки с использованием технологии *CAD* (рис. 3).

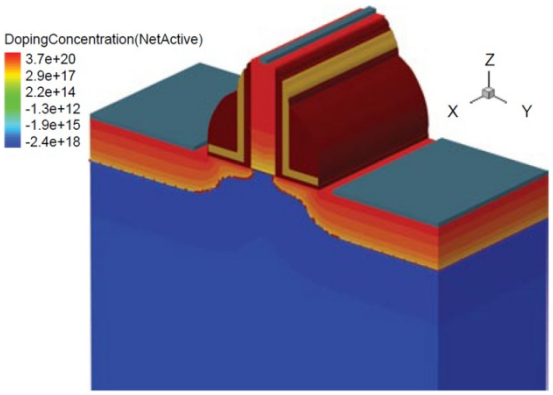


Рис. 2. Модель 45-нм *NMOS*-транзистора, полученная с помощью симуляции в *Sentaurus Process* [6]

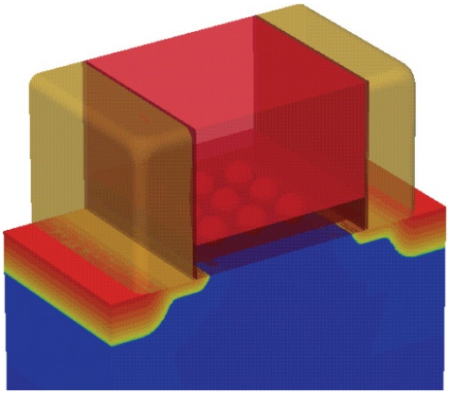


Рис. 3. Структура, сформированная в *Sentaurus Structure Editor* [6]

Редактор допускает при формировании моделей совмещение геометрических построений и операций эмуляции технологического процесса. Кроме того, *Sentaurus Structure Editor* позволяет визуализировать структуру с обновлением изображения по мере ее формирования. Программа работает на основе графического ядра *ACIS*®, широко используемого в различных программных средствах.

Система *Synopsys* включает два инструмента моделирования устройств – *Taurus Medici* и *Sentaurus Device*. Инструменты моделирования устройства обеспечивают расчет физических процессов в структурах и их электрических характеристик как отклик на внешние электрические, тепловые или оптические воздействия (рис. 5, 6).

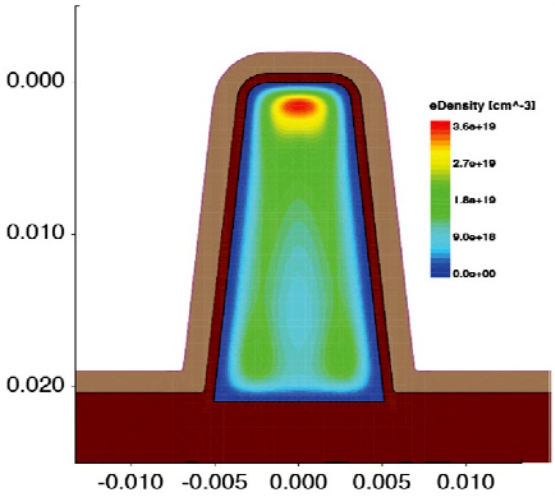


Рис. 4. Результаты моделирования плотности тока в структуре *nFinFET* [5]

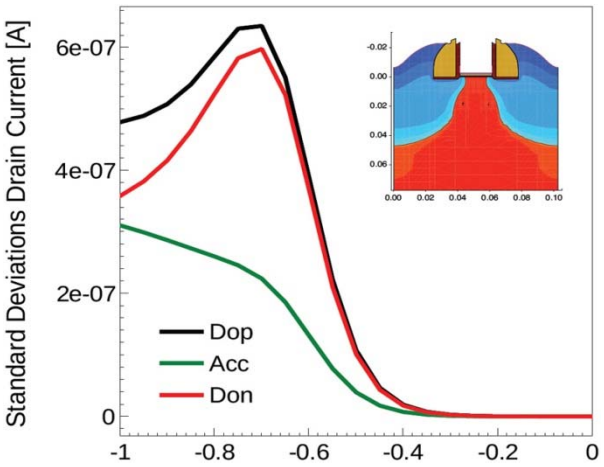


Рис. 5. Моделирование влияния вариаций уровня легирования на ток стока транзистора [5]

В качестве входной модели используется структура устройства, полученная либо с помощью инструментов симуляции технологического процесса (*Sentaurus Process*, *Taurus TSUPREM-4*), либо *CAD* модель, построенная с помощью *Sentaurus Structure Editor*.

В некоторых случаях требуется калибровка инструментов *TCAD* для технологии, так, чтобы они могли в большей степени соответствовать будущим разработкам. Для снижения затрат на разработку и решение технологических проблем применяется методология компактной модели (*PCM – process compact model*). Важным инструментом является библиотека калибровки (*Calibration Library*), состоящая из большого набора профилей *SIMS* (*Sales Information Management System*). Эта библиотека помогает определить чувствительность процессов к различным параметрам, позволяя оперативно выполнять оптимизацию.

Вариации параметров таких, например, как подвижность носителей заряда, ток утечки или пороговое напряжение – основная проблема для проектирования схем, повышения выхода годных. Эти вариации могут быть вызваны различными причинами, например, искажениями при литографии, механическими напряжениями. Инструменты *Seismos CX* и *Seismos LX* формируют карту влияния топологически зависимых физических изменений на отклонения электрических характеристик на уровне транзистора, обеспечивая возможность анализа параметрической чувствительности в системе «процесс-прибор-схема».

3. *Silvaco TCAD*

Silvaco TCAD позволяет моделировать полупроводниковые структуры и технологические процессы их изготовления и может использоваться для разработки отдельных полупроводниковых приборов и элементов интегральных устройств. Программа рассчитана на использование в среде *Microsoft Windows* или *Unix*-подобной системы (*Linux RedHat*) [7]. В *Silvaco TCAD* входят модули приборно-технологического моделирования и инструменты, обеспечивающие интерактивный режим работы.

К модулям симуляции процессов относятся программное обеспечение *VICTORY PROCESS* и *ATHENA*, включающее в себя несколько программных средств для моделирования процессов с использованием симулятора *SUPREM-4*. Модуль *ATHENA* предоставляет платформу для моделирования процессов, используемых в полупроводниковой промышленности: ионная имплантация, диффузия, окисление, физическое травление и осаждение, литография. Результатом работы симулятора технологического процесса является структура устройства, включая такие характеристики, как профиль распределения примесей (рис. 6), и которая может использоваться для моделирования в модуле симуляции устройства (рис. 7).

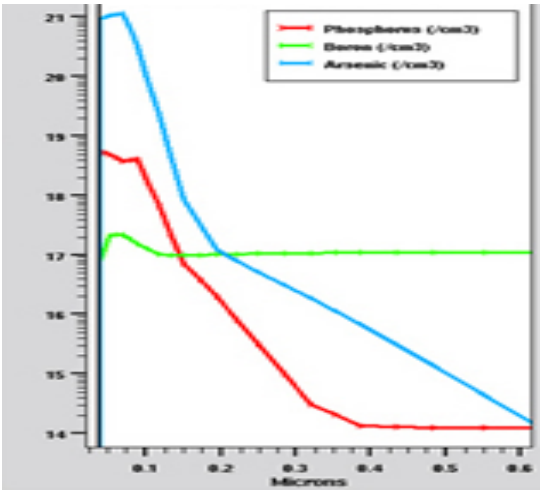


Рис. 6. Профиль распределения примесей в структуре 90-нм КМОП транзистора [7]

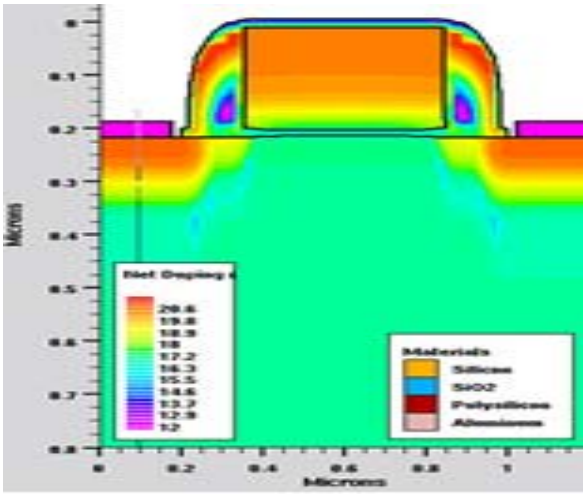


Рис. 7. Структура 90-нм КМОП транзистора, полученная на основе входных данных ATHENA [7]

Инструменты симуляции устройства представлены программой *ATLAS*, выполняющей расчет электрических, оптических и тепловых характеристик полупроводниковых приборов при заданных внешних воздействиях (напряжениях на электродах и т.д.). *ATLAS* содержит основанные на физическом описании средства анализа структур на постоянном и переменном токе, а также переходных процессов в двух- и трехмерном виде (рис. 8, 9).

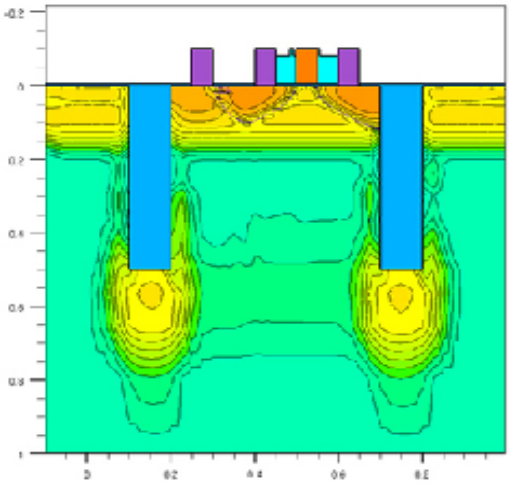


Рис. 8. Уровни легирования 50-нм *MOSFET* структуры в *Victory Process* на основе данных *ATLAS* [7]

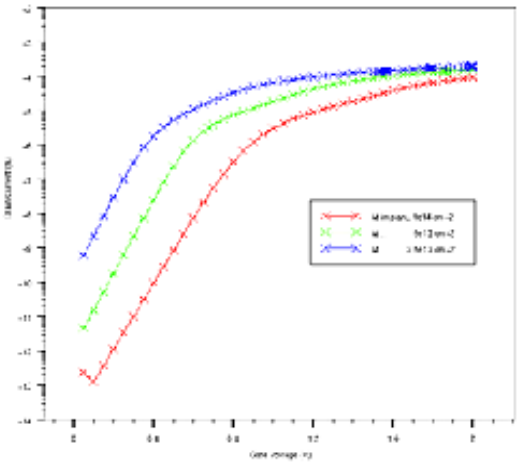


Рис. 9. ВАХ 50-нм *MOSFET* структуры для различных сопротивлений [7]

Совместное использование *ATHENA, VICTORY PROCESS* и *ATLAS* позволяет определить влияние параметров технологического процесса на электрические характеристики

устройства. Электрические характеристики, спрогнозированные в *ATLAS*, могут использоваться в качестве входных данных в *UTMOST* (программа для *SPICE* моделирования). Компактные модели, сформированные на основе полученных характеристик могут быть предоставлены разработчикам для предварительного проектирования схемы с использованием полупроводникового устройства.

Интерактивные инструменты (*DeckBuild*, *TonyPlot* 2D и 3D, *MaskViews* и *DevEdit* и т.д.) интегрированы в среду *Silvaco* и предоставляют интерфейс, обеспечивающий выполнение и визуализацию всех процессов моделирования (рис. 10, 11). *DeckBuild* – это основной инструмент для выполнения команд и взаимодействия нескольких продуктов *Silvaco TCAD*. Эта интерактивная среда, с которой начинает работу каждый продукт ветви *Silvaco TCAD*, включает в себя интерфейс для автоматического запуска других интерактивных инструментов (таких, как *TonyPlot*) из входного файла или из панели инструментов, а также содержит библиотеку, охватывающую множество технологий и материалов.

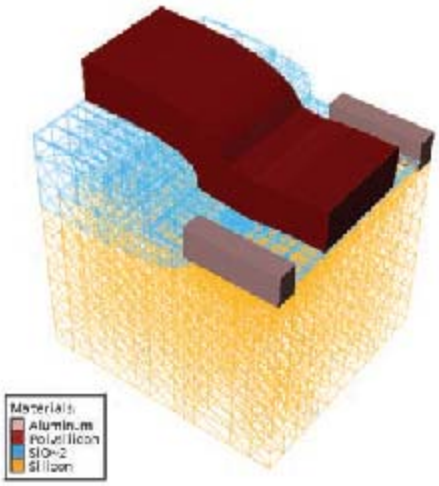


Рис. 10. Визуализация сетки для структуры *CMOS* транзистора [7]

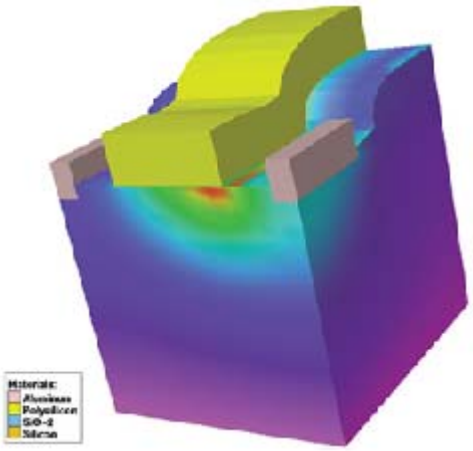


Рис. 11. Результат анализа трехмерной структуры *CMOS* транзистора [7]

Выводы

Анализ программных средств приборно-технологического моделирования полупроводниковых устройств показывает, что безусловными лидерами в этой области являются *Synopsys TCAD* и *Silvaco TCAD*. Идеология построения обеих систем имеет сходные черты, такие, например, как обеспечение возможности комбинирования различных инструментов приборного и технологического моделирования для внесения изменений в маршрут проектирования. В развитии обеих систем также наблюдаются общие тенденции, к которым, в частности, относится расширение функциональных возможностей инструментов моделирования для структур субмикронного и нанометрового размерного диапазона.

Успешное освоение систем *TCAD* при подготовке и переподготовке специалистов, занимающихся разработкой электронной компонентной базы, предполагает необходимость базовых знаний в области математики, физики, химии, физических основ электроники, материалов электронной техники, технологии полупроводниковых приборов, основ схемотехники и численного моделирования, а также ряда других дисциплин.

Представляется целесообразным развитие навыков применения *TCAD*-систем проводить в ходе освоения ряда специальных дисциплин. Это позволяет по мере изучения вопросов, связанных с проектированием, и технологией изготовления полупроводниковых приборов углублять специальные знания при решении прикладных задач.

Методически сквозная подготовка с применением *TCAD*-систем может быть представлена в виде последовательности взаимосвязанных блоков специальных дисциплин.

В этом случае первый блок должен быть посвящен физике полупроводников и моделям, используемым для описания полупроводниковых структур. Во втором блоке необходимо предусмотреть изучение физики полупроводниковых приборов. В третьем блоке следует использовать материал, относящийся к физическим основам технологии дискретных и интегральных элементов электроники, включая вопросы технологии ИМС.

Список литературы

1. Simon, L. 3D TCAD Simulation for Semiconductor Processes, Devices and Optoelectronics / L. Simon, F. Yue. – New York: Springer, 2012. – 292 p.

2. Hellings, G. High Mobility and Quantum Well Transistors: Design and TCAD Simulation / G. Hellings, K. De Meyer // Springer Series in Advanced Microelectronics 42, Springer Netherlands, 2013. – 140 p.

3. Асессоров, В.В. Моделирование полевых полупроводниковых приборов в САПР ISE TCAD: учеб. пособие / В.В. Асессоров, Г.В. Быкадорова, А.Ю. Ткачев. – Воронеж: ИПЦ ВГУ, 2007. – 27 с.

4. Перепеловский, В.В. Приборно-технологическое моделирование электронных устройств в среде Synopsys Sentaurus TCAD: лаб. практикум / В.В. Перепеловский, Н.И. Михайлов, В.В. Марочкин. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011. – 51 с.

5. TCAD news. Overview of Sentaurus I-2013.12. // Synopsys, Inc. – 20 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.synopsys.com (по запросу, дата обращения: 21.02.2014)/

6. TCAD news. Overview of Sentaurus I-2013.12. // Synopsys, Inc. – 20 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.synopsys.com (по запросу, дата обращения: 21.02.2014)/

7. Сайт компании Silvaco, Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.silvaco.com (дата обращения: 21.02.2014)/

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОННОГО КУРСА «ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ» НА ПЛАТФОРМЕ «MOODLE»

Б. Р. Ходжаев, В. И. Томилин (научный руководитель),
В. А. Бахтина (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: bkhodzhaev@gmail.com

Представлены результаты разработки электронного курса «Физико-химические основы технологии электронных средств» на платформе «Moodle». Курс состоит из двух частей. В первой части изложены теоретические положения, необходимые для понимания физико-химических закономерностей, присущих различным технологическим процессам, разработке методов их расчета и управления. Вторая часть, включающая в себя восемь тем, рассматривает современные технологические процессы. С целью закрепления знаний предусмотрено выполнение реферативных и лабораторных работ, а также курсового проекта. Каждая тема сопровождается тестовыми заданиями. Результаты заносятся в электронный журнал.

Электронная система обучения – это университетская система, позволяющая одновременно создавать учебные материалы, управлять процессом обучения и организовывать взаимодействие между его участниками. Многообразие инструментов, рассчитанных на реализацию широкого спектра педагогических технологий, и удобный интерфейс дают возможность реализовать электронный курс, поддерживающий учебный процесс независимо от формы обучения, а также эффективную организацию самостоятельной работы.

В этих условиях при построении учебного курса «Физико-химические основы технологии электронных средств» единственно возможным и методически оправданным остается дедуктивный подход к отбору учебного материала (от общего к частному). В данной

дисциплине такой подход должен базироваться на изложении фундаментальных физических и физико-химических закономерностей, присущих различным технологическим процессам, используемым при изготовлении приборов современной электроники, Подобный методологический подход положен в основу построения настоящего электронного курса. Авторский отбор материала определялся исключительно его применимостью к физико-технологическим проблемам электроники. Это, хотя и ограничивает круг рассматриваемых физических явлений, но, тем не менее, позволяет в достаточно компактной форме охватить наиболее значимые технологические процессы.

Электронный курс «Физико-химические основы технологии электронных средств» состоит из двух частей. В первой части, состоящей из 13 тем, с позиций термодинамики рассматриваются основные теоретические положения, необходимые для понимания физико-химических закономерностей, присущих различным технологическим процессам, разработке методов их расчета и управления. В процессе изучения первой части электронного курса также предусмотрено выполнение каждым студентом реферативной работы, посвященной новым материалам и технологиям, используемым при создании современных электронных устройств.

Вторая часть электронного курса, включающая в себя восемь тем, посвящена детальному рассмотрению современных технологических процессов на основе базовых теоретических сведений, рассмотренных в первой части.

Технологической базой для создания и реализации электронного курса «Физико-химические основы технологии электронных средств» послужила интерактивная система электронного обучения «Курсы СФУ» (ms.sfu-kras.ru), разработанная на платформе «Moodle».

Курс имеет блочную структуру, функционирование которой направлено на поддержку учебного процесса, включает в себя следующие функциональные блоки: информационно-содержательный, контрольно-коммуникативный и коррекционно-обобщающий.

Информационно-содержательный блок выполняет две функции – организационную и обучающую. Он содержит электронный учебник, рабочую программу, лабораторный практикум, курсовой проект, реферативную работу и календарный график.

Контрольно-коммуникативный блок обеспечивает выполнение обучающей, контролирующей, коммуникативной, организационной и рефлексивной функций. Данный блок содержит тесты по теоретическому материалу и электронные консультации, организованные в форме обмена информацией посредством инструментов связи образовательного портала – почты и чата. Это позволяет установить дидактическое общение между преподавателем и обучающимися, без чего невозможна эффективная самостоятельная учебная деятельность.

Коррекционно-обобщающий блок представлен в виде электронного журнала, фиксирующего результаты педагогического мониторинга образовательного процесса (текущие и итоговые результаты учебной работы, диагностику учебно-познавательного процесса и анализ результатов). Мониторинг позволяет совершенствовать содержание, структуру курса и стратегию обучения. Таким образом, данный блок обеспечивает выполнение организационной корректирующей, коммуникативной, рефлексивной и прогнозирующей функций.

Создание электронного учебного курса – это целенаправленный процесс, растянутый во времени. Процесс формирования курса условно можно разбить на шесть основных этапов. Это – планирование, проектирование, реализация, апробация, коррекция и адаптация, в соответствии с результатами применения в учебно-образовательном процессе.

На этапе планирования определяются общие цели и дидактические задачи. Осуществлялись поиск и формализация возможных методов их решения, на основе модели процесса обучения и характеристик имеющих данных и технологий. Производится оценка временных ресурсов, необходимых для разработки и формирования структуры курса.

На втором этапе, формулируются общие требования к электронному курсу, его структуре и содержанию, осуществляется отбор учебно-методического материала, разрабатываются принципы оценки результатов обучения и способы обратной связи.

С использованием указанных принципов разработан электронный теоретический курс по дисциплине «Физико-химические основы технологии электронных средств», система тестовых вопросов, позволяющая проводить текущий контроль, по завершению изучения каждой темы. Тестовые вопросы составлены с использованием стандартизованных методических указаний. Итоги тестирования заносятся в электронный журнал и сохраняются до завершения изучения курса.

Для закрепления знаний предлагается выполнение лабораторных работ. С этой целью разработано оригинальное программное обеспечение. Обратная связь между преподавателем и студентом обеспечивается в режиме «on line». Итоговая оценка заносится в электронный журнал.

В процессе изучения второй части курса предусмотрено выполнение курсового проекта. Разработана тематика курсового проекта, программное обеспечение, возможность получения задания и последующего выполнения в режиме «on line».

Электронный курс апробирован на кафедре «Приборостроение и наноэлектроника» в 2013/14 году в потоке студентов третьего курса. Этап апробации включал экспериментальную интеграцию разработанного курса в образовательный процесс и внесения необходимых корректив.

В настоящее время представленный в работе электронный курс включен в базу обучающих ресурсов СФУ.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОНТАКТОРОВ

М. А. Артюхова, К. А. Богачев, В. В. Жаднов (научные руководители)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
101000, Москва, ул. Мясницкая, 20
E-mail: maya.artyukhova@gmail.com

Рассматриваются методы прогнозирования надёжности электромагнитных контакторов.

Данное научное исследование (№ 14-05-0038) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд НИУ ВШЭ» в 2014 г. В различных отраслях человеческой жизни довольно широкое применение получили электромеханические управляющие элементы. Рассмотрим, что влияет на надежность подобного элемента. В общем виде модель интенсивности отказов подобного элемента можно представить как [1]

$$\lambda = \lambda_C + \lambda_K ,$$

где λ_C – интенсивность отказов соленоида; λ_K – интенсивность отказов контактора.

Соленоид позволяет переводить электрическую энергию в механическую. Из определения соленоида следует, что это разновидность электромагнита. Соленоид – это односложная катушка цилиндрической формы, витки которой намотаны вплотную, а длина значительно больше диаметра. Характеризуется значительным соотношением длины намотки к диаметру оправки, что позволяет создать внутри катушки относительно равномерное магнитное поле. Соленоиды могут использоваться для контроля движения различных компонентов, таких как клапан или контактор.

Надежность типичного соленоида зависит от конструкции катушки, длины шага и окружающей среды, в которой он эксплуатируется [2]. Первичные модели отказа соленоида включают в себя одно или более замыкание витка или открытость катушки (размыкание обмотки), обычно вызываемую перегревом.

Базовая интенсивность отказа, основанная на данных производственного опыта, может быть использована как оценка интенсивности отказа соленоида λ_C в его рабочей среде [3]:

$$\lambda_{\text{С}} = \lambda_{\text{б}} \cdot C_T \cdot C_{\text{П}} \cdot C_{\text{ч}} ,$$

где $\lambda_{\text{б}}$ – базовая интенсивность отказов соленоида; $C_{\text{Т}}$ – температурный коэффициент; $C_{\text{П}}$ – коэффициент применения; $C_{\text{ч}}$ – используемая частота операций/час.

Оценка температурного коэффициента $C_{\text{Т}}$ проводится по следующей формуле[3]:

$$C_T = \left(\frac{1}{1.5^{\varphi}} \right)^3 ,$$

где

$$\varphi = \frac{\left(T_Д - T_P \right) - 20}{10} ,$$

где $T_{\text{Д}}$ – допустимая температура работы соленоида; °С; $T_{\text{Р}}$ – температура работы соленоида, °С.

Часто соленоиды применяют в электромагнитных контакторах как управляющий элемент. Контакторы предназначены для включений и отключений силовых электрических

цепей при нормальных режимах работы. Частота операций может доходить до нескольких тысяч в час. Применяются, в основном, в промышленности для коммутации постоянного или переменного тока, при управлении мощными электродвигателями.

Срок службы контактора обычно ограничивается контактами, зависящими от физических, химических и электрических явлений. Отказ электрического контакта обычно определяется путем повышения контактного сопротивления на величину, превосходящую начальное значение примерно в два раза. Интенсивность отказов контактора записывается как [3]

$$\lambda_K = \lambda_{K.б} \cdot V^m \cdot I^n, \quad (1)$$

где λ_K – интенсивность отказов контактора, отказов/10^6 операций; $\lambda_{K.б}$ – базовая интенсивность отказов, отказов/10^6 часов; V – напряжение, проходящее через контактор, В; I – ток через контактор, А; m – константа напряжения; n – константа тока.

Формулу (1) можно переписать в более общем виде для резистивной нагрузки по переменному току [3]:

$$\lambda_K = \lambda_{K.б} \cdot C_v \cdot C_I,$$

где λ_K – интенсивность отказов контактора, отказов/10^6 операций; $\lambda_{K.б}$ – базовая интенсивность отказов контактора с резистивной нагрузкой, 1,1·отказов/10^6 операций; C_V – коэффициент зависящий от напряжения контактора, C_I – коэффициент, зависящий от тока контактора.

Коэффициент C_V для контакторов переменного тока (рис. 1) определяется из следующего уравнения [3]:

$$C_V = \left(\frac{V}{V_0}\right)^{0,75},$$

где V – рабочее напряжение, В; V_0 – номинальное напряжение, В.

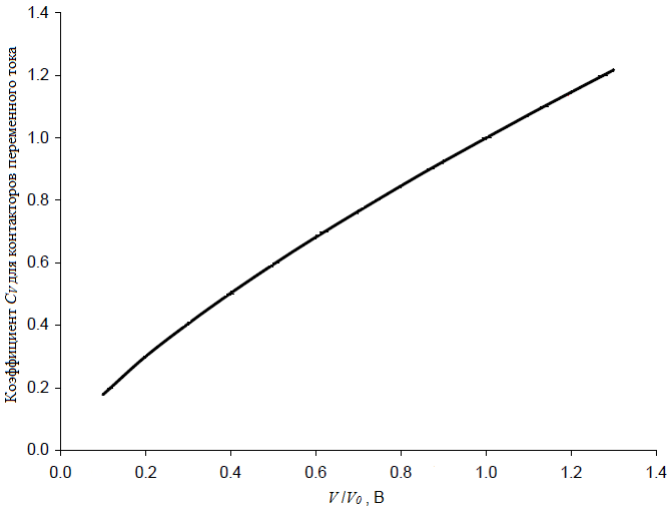


Рис. 1. Зависимость коэффициента C_V от соотношения рабочего и номинально напряжений

Коэффициент C_I для контакторов переменного тока (рис. 2) определяется из следующего уравнения [3]:

$$C_I = 3,50\left(\frac{I}{I_0}\right)^{1,14},$$

где I – рабочий ток, А; I_0– номинальный ток, А.

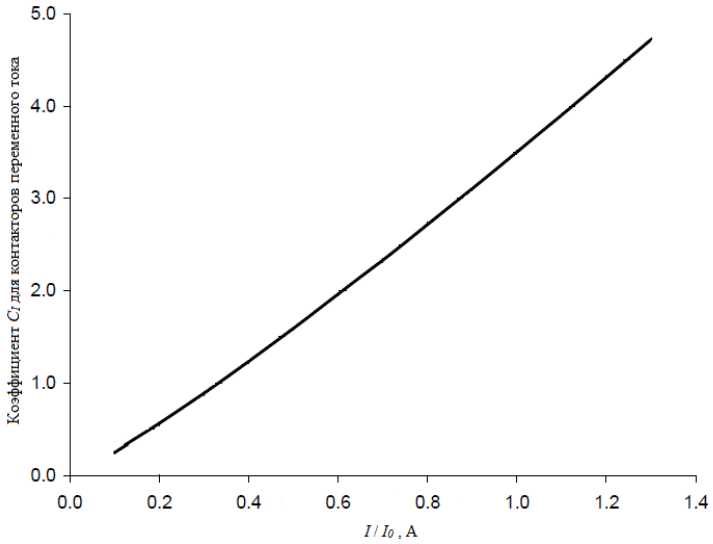


Рис. 2. Зависимость коэффициента C_I от соотношения рабочего и номинального токов

Для индуктивной нагрузки по переменному току добавляется коэффициент мощности и формулу (1) принимает следующий вид [3]:

$$\lambda_K = \lambda_{K.б} \cdot C_V \cdot C_I \cdot C_M ,$$

где $\lambda_К$ – интенсивность отказов контактора, отказов/10^6 операций; $\lambda_{К.б}$ – базовая интенсивность отказов контактора с индуктивной нагрузкой, 3,6·отказов/10^6 операций; C_V – коэффициент зависящий от напряжения контактора; C_I – коэффициент, зависящий от тока контактора; $C_М$ – коэффициент, учитывающий мощность.

Нагрузки по постоянному току образуют больший дуговой разряд, чем нагрузки по переменному току. Уравнение интенсивности отказов контактора с нагрузками постоянного тока записывается следующим образом [3]:

$$\lambda_К = \lambda_{K.б} \cdot C_V \cdot C_I ,$$

где $\lambda_К$ – интенсивность отказов контактора, отказов/10^6 операций; $\lambda_{К.б}$ – базовая интенсивность отказов контактора с постоянной нагрузкой, 2,5·отказов/10^6 операций; C_V – коэффициент зависящий от напряжения контактора, C_I – коэффициент, зависящий от тока контактора.

Коэффициент C_V для контакторов постоянного тока равен [3]:

$$C_V = \left(\frac{V}{V_0} \right)^{1,33} .$$

Коэффициент C_I для контакторов постоянного тока равен [3]:

$$C_I = 4,20 \left(\frac{I}{I_0} \right)^{1,30} .$$

Применение контакторов в ответственных узлах различных электронных систем делает важной задачу оценки их надежности [4]. При этом стоит отметить, что к контакторам относятся не только громоздкие промышленные электромагнитные устройства, которые применяются для замыкания цепей с большими токами, но и различные пускатели и реле, применяемые повсеместно.

Создание программного модуля на основе приведенной модели позволит разработчикам с повышенной точностью прогнозировать надежность на ранних этапах проектирования электронных средств [5, 6].

Список литературы

1. MIL-HDBK-217. Reliability Prediction of Electronic Equipment.
2. Артюхова, М.А. Оценка безотказности соленоидов / М.А. Артюхова // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ: материалы конф. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2014. – С. 192.
3. NSWC-11. Handbookof Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment.
4. Маркин, А.В. Методы оценки надежности элементов механики и электромеханики электронных средств на ранних этапах проектирования / А.В. Маркин, С.Н. Полесский, В.В. Жаднов // Надежность. – 2010. – № 2. – С. 63–70.
5. Zhadnov, V. Methods and means of the estimation of indicators of reliability of mechanical and electromechanical elements of devices and systems / V. Zhadnov // Reliability: Theory & Applications. – 2011. – Vol. 2, No 4. – P. 94–102.
6. Жаднов, В.В. Методы и средства оценки показателей надежности механических и электромеханических приборов и систем / В.В. Жаднов // Датчики и системы. – 2013. – № 4. – С. 15–20.

ПРОЕКТНАЯ ОЦЕНКА НАДЁЖНОСТИ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ С УЧЁТОМ УСЛОВИЙ ГЕРМЕТИЗАЦИИ

Д. О. Карчевский, С. Н. Полесский (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
101000, Москва, ул. Мясницкая, 20
E-mail: dokarchevskiy_1@edu.hse.ru

Для наиболее эффективной работы бортовой радиоэлектронной аппаратуры, необходима герметизация. Интенсивность отказов прокладки напрямую влияет на вероятность успешной работы устройства в герметичных условиях. Интенсивность отказов прокладки в свою очередь зависит от многих факторов.

Данное научное исследование (№ проекта 14-05-0038) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд НИУ ВШЭ» в 2014/2015 гг. В нашей области надёжностью является свойство радиоэлектронной аппаратуры сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования. В бортовой радиоэлектронной аппаратуре согласно ГОСТ РВ 20.39.304.98 [1] пятый класс аппаратуры подразделяется на четыре группы:

- 5.1 – условия, пригодные для человека, например, это относится к оборудованию, расположенному на МКС, коэффициент надёжности аппаратуры в этих условиях равен 1.
- 5.2 – условия, при которых аппаратура находится в герметичной полости, заполненной газом, коэффициент надёжности аналогичен предыдущему – 1.
- 5.3 – условия, в которых отсутствует полная герметизация, что может привести к некорректной работе оборудования. Коэффициент надёжности увеличивается в четыре раза по сравнению с вышеприведёнными.
- 5.4 – условия отсутствия защиты от попадания космического мусора на оборудование.

Коэффициент может колебаться от восьми до тридцати двух(!).

От этого коэффициента зависит надёжность каждой детали, а значит и надёжность всего аппарата в целом. Причём, так как аппарат зачастую состоит из множества деталей, коэффициент надёжности каждой из которых зависит от её герметичности, то можно представить, насколько сильно изменится надёжность и вероятность безотказной работы всего

прибора, при его разгерметизации. Вероятность безотказной работы устройства можно посчитать по формуле:

$$P_{БРЭА} = P_{ЭЧ}(t) * P_{МЧ}(t), \quad (1)$$

где $P_{БРЭА}$ – вероятность безотказной работы за время t; $P_{ЭЧ}(t)$ – вероятность безотказной работы электронной части аппаратуры; $P_{МЧ}(t)$ – вероятность безотказной работы механической части аппаратуры.

Вероятность безотказной работы устройства, как видно из формулы (1), напрямую зависит от вероятностей безотказной работы электронной и механической частей аппарата, которые можно высчитать из интенсивности отказов прибора в режиме эксплуатации:

$$P_{МЧ} = e^{-\lambda_{МЧ} * t}, \quad (2)$$

где $\lambda_{МЧ}$ – интенсивность отказов механической части аппаратуры.

$$P_{ЭЧ} = e^{-\lambda_{ЭЧ} * t}, \quad (3)$$

где $\lambda_{ЭЧ}$ – интенсивность отказов механической части аппаратуры.

$$P_{БРЭА} = e^{-\lambda_{БРЭА} * t}, \quad (4)$$

где $\lambda_{БРЭА}$ – интенсивность отказов механической части аппаратуры.

Если развернуть формулу (1) с помощью (2,3,4), то можно вывести:

$$e^{-\lambda_{БРЭА} * t} = e^{-\lambda_{МЧ} * t} * e^{-\lambda_{ЭЧ} * t};$$
$$\lambda_{БРЭА} = \lambda_{ЭЧ} + \lambda_{МЧ}.$$

$\lambda_{ЭЧ}$ можно высчитать с помощью российского справочника «Надёжность электрорадиоизделий» [2], а для подсчёта $\lambda_{МЧ}$, необходимо посчитать интенсивность отказа прокладки, обеспечивающей герметизацию. Для этих расчётов необходимо адаптировать англоязычный справочник NSWC-11 [3], чья метрическая система не позволяет использовать его данные в России без перевода в принятые у нас единицы измерения. $\lambda_{МЧ}$ можно найти по следующей формуле:

$$\lambda_{МЧ} = \sum_{i=0}^{n} \lambda_i + \lambda_G, \quad (5)$$

где $\sum_{i=0}^{n} \lambda_i$ – сумма интенсивностей отказов составляющих прибора; λ_G – интенсивность отказа прокладки.

Согласно этому справочнику λ_G зависит от базовой интенсивности отказов прибора и различных коэффициентов, связанных с условиями эксплуатации, как это и следует из нижеприведённой формулы:

$$\lambda_G = \lambda_{G,B} * \prod_{i=1}^{n} C_i, \quad (6)$$

где $\lambda_{G,B}$ – базовый коэффициент отказа прокладки; С – коэффициенты, зависящие от условий эксплуатации, а именно:

C_P – модификатор, зависящий от давления газа;

C_Q – модификатор, зависящий от допустимой утечки;

C_{PL} – модификатор, зависящий от размера прокладки;

C_H – модификатор, зависящий от твёрдости прокладки и допустимого нажима на неё.

C_F – модификатор, зависящий от гладкости поверхности;

C_V – модификатор, зависящий от вязкости жидкости;

C_T – модификатор, зависящий от температуры;
C_N – модификатор, зависящий от загрязняющих веществ.
Теперь мы можем построить математическую модель λ_G (см. рис. 1).

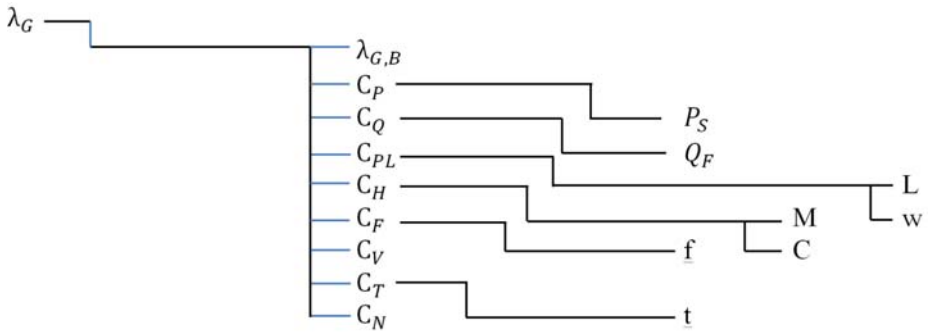


Рис. 1. Математическая модель интенсивности отказов прокладки: P_S – давление газа; Q_F – допустимая утечка; L – длина прокладки; w – минимальная ширина прокладки; M – твёрдость прокладки; C – допустимый нажим на прокладку; f – гладкость поверхности; t – температура

Коэффициент C_Q зависит от допустимой утечки газа согласно нижеприведённым формулам:

$$\begin{cases} C_Q = \dfrac{0{,}1502147533 * 10^{-7}}{x}, \text{при } x > x_0; \\ C_Q = 4{,}2 - 0{,}289252547 * 10^{9} * x, \text{в ином случае;} \end{cases}$$

На рис. 2 показан график зависимости величины коэффициента утечки от размера допустимой утечки.

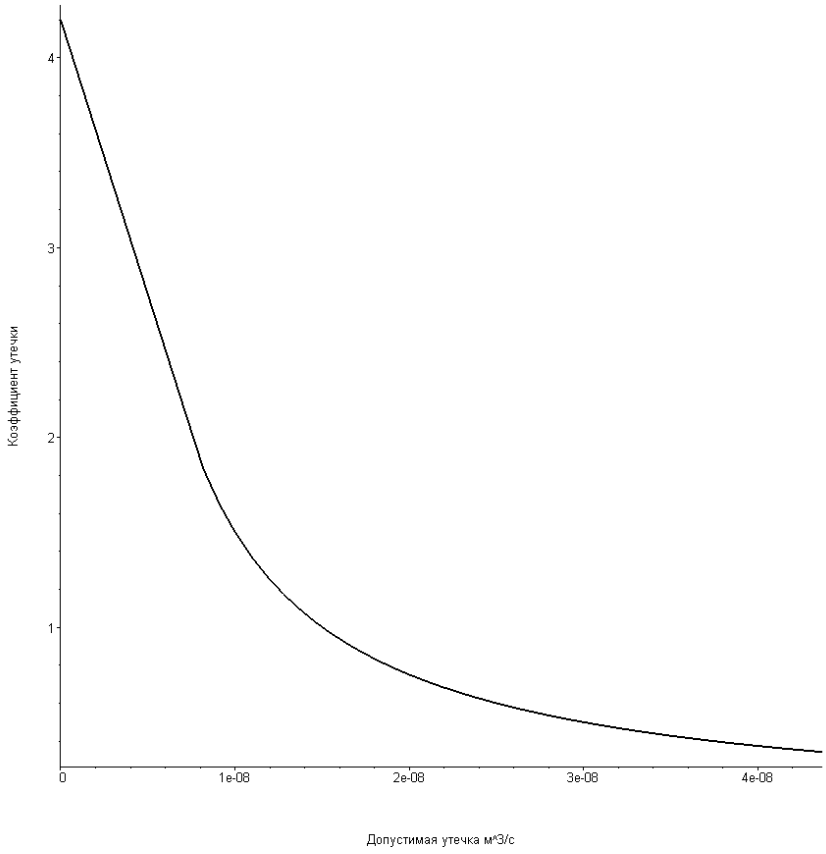


Рис. 2. График зависимости C_Q от Q_F

Отсюда можно вычислить прямую зависимость λ_G от Q_F. Для этого я принял значения всех остальных коэффициентов равными одному, базовый коэффициент отказа прокладки был взят мною из справочника. Этот график можно увидеть на рис. 3.

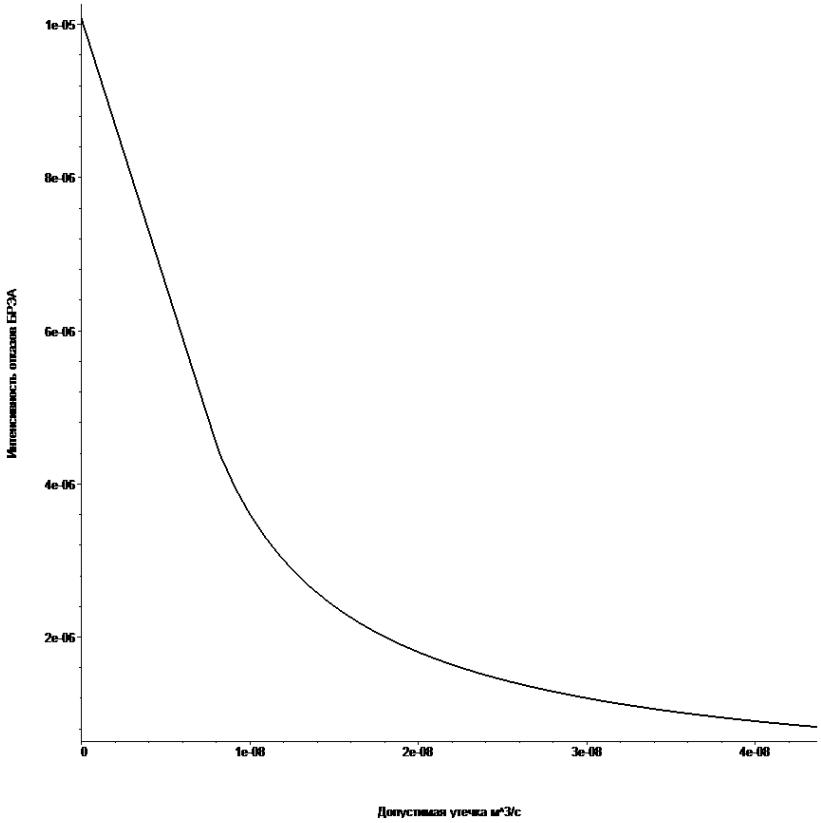


Рис. 3. График зависимости λ_G от Q_F

На рис. 4 показан график прямой зависимости интенсивности отказов прокладки от давления газа.

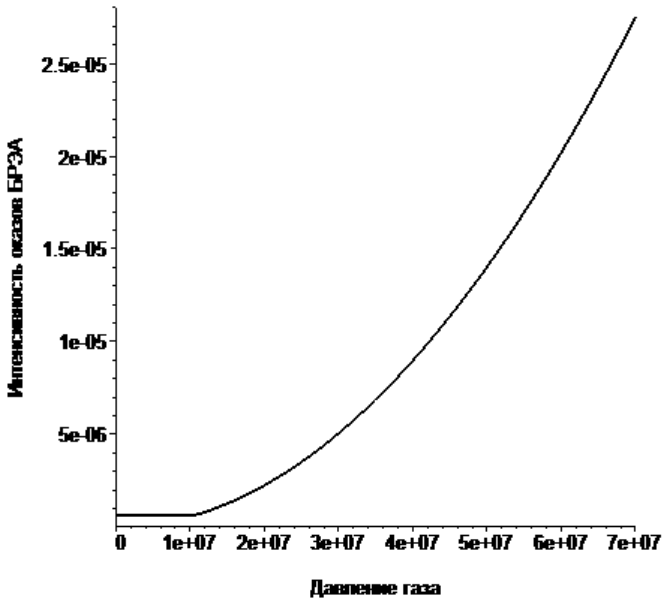


Рис. 4. График зависимости λ_G от P_S

Как видно из математической модели (см. рис. 1), на интенсивность отказов прокладки, а как следствие и на интенсивность отказов радиоэлектронного оборудования влияет множество факторов, каждый из которых влияет на результат в значительной степени. Поэтому сейчас важно и актуально считать надёжность, не забывая и о герметичности.

Список литературы

1. ГОСТ РВ 20.39.304-98 Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования стойкости к внешним воздействующим факторам.
2. Справочник «Надёжность электрорадиоизделий».
3. NSWC-11. Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment.

ИНТЕНСИВНОСТЬ ОТКАЗОВ НАСОСОВ И ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ИХ НАДЕЖНОСТЬ

П. А. Цыганов, К. А. Богачев (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
101000, Москва, ул. Мясницкая, 20
E-mail: patsyganov@edu.hse.ru

Рассматривается модель интенсивности отказов насосов. Оценивается влияние эффектов кавитации и вихревания, а также различных конструктивных факторов на работу насоса и его надежность.

Данное научное исследование (№14-05-0038) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд НИУ ВШЭ» в 2014 г. Насосы – один из наиболее часто используемых механических компонентов в технических устройствах, которые в значительной степени определяют их надежность [1]. В настоящее время в системах охлаждения радиоаппаратуры применяются огромное количество насосов разнообразных типов. Такое разнообразие приводит к необходимости рассмотрения многочисленных методов расчета их показателей надежности [2, 3].

Важным параметром этого класса устройств является интенсивность отказов насоса ($\lambda_н$), которая рассчитывается по формуле [4]:

$$\lambda_н = \lambda_у + \lambda_в + \lambda_п + \lambda_к + \lambda_{рч}, \quad (1)$$

где $\lambda_у$ – интенсивность отказов всех уплотнителей; $\lambda_в$ – интенсивность отказов вала насоса; $\lambda_п$ – интенсивность отказов подшипников; $\lambda_к$ – интенсивность отказов корпуса насоса; $\lambda_{рч}$ – интенсивность отказов рабочей части.

Вал насоса имеет очень высокую надежность в отличие от других компонентов насоса. Интенсивность отказов вала насоса в среднем в 8 раз ниже интенсивности отказов уплотнителей и в 3 раза ниже, чем у шарикового подшипника. Возможность разрушения вала насоса независимо от других компонентов насоса весьма мала. Тем не менее, вал насоса подвержен серьезным нагрузкам и необходимо подбирать правильный режим работы насоса, чтобы не допустить высоких нагрузок, которые могут вызвать смещение, деформацию или прогиб вала и его повышенный износ. Деформация вала насоса возможна при потоке жидкости, отличном от номинального. Если поток жидкости не оптимален для данного насоса, то крыльчатка насоса испытывает повышенную нагрузку. Из-за разницы давлений в рабочей области возникает дисбаланс и отклонение вала.

Корпус насоса достаточно надежный компонент. Интенсивность его отказов достаточно низка относительно других компонентов насоса. Срок службы корпуса насоса может достигать до 10 лет, в отличие от подшипников, у которых средний срок службы составляет 1–2 года. При правильном проектировании корпуса его интенсивность отказов может составлять $0{,}001 \cdot 10^{-6}$ ч$^{-1}$.

Подшипники наиболее уязвимая часть насоса. Хоть они и являются недорогими компонентам, выход из строя насоса по их вине ведет к дорогостоящему простою всей системы, который может привести к значительным затратам. Короткий срок службы подшипников в насосе вызван рядом проблем, таких как разбалансировка вала, ротора, недостаток смазки, чрезмерная температура, наличие влаги в корпусе насоса.

Рабочая часть насоса – это механизм, предназначенный для переноса жидкости со входа насоса на его выход. Так как механизмы в каждом типе насосов различны, то их интенсивность отказов сильно варьируется. Например, поршневые насосы должны иметь большую стойкость к циклическим нагрузкам, в отличие от роторных насосов [5].

На надежность насоса оказывают большое влияние различные факторы, наиболее опасными из которых являются эффекты кавитации и вихревания. Эффект кавитации – это образование пузырьков газа в жидкости и их дальнейшее схлопывание из-за воздействия подвижных частей насоса. Эффект кавитации возникает в областях пониженного давления. Такие области в насосе возникают, например, в местах искривления трубопроводов. В таких местах скорость потоков жидкости различна и из-за различия скоростей возникают турбулентные зоны, которые и приводят к образованию пузырьков. Схлопывание пузырьков ведет к повышению вибрации и акустическим ударам. Этот эффект весьма опасен, поскольку приводит к повреждению вала, ротора и рабочей части насоса. В насосах эффект кавитации может быть легко обнаружен и устранен изменением конфигурации трубопроводов [6].

Вихревание в центробежных насосах вызвано недостаточной высотой жидкости во входном трубопроводе или неправильным потоком жидкости. Вихревание приводит к понижению производительности насоса, вибрациям и шумной работе и схоже с эффектом кавитации, с той разницей, что вихревание – обратимый эффект. Вихревания можно избежать изменением потока жидкости или повышением давления в трубопроводе.

К менее опасным факторам относятся интерференция и коррозия. Эффект интерференции – это расширение частей насоса из-за нагрева во время работы. Тепловое расширение является опасным, если материалы, из которых изготовлен насос, подобраны неверно. Для центробежного насоса интерференция опасна при возникновении эффекта кавитации, которая вызывает вибрации и дисбаланс насоса. Проблема интерференции решается правильным подбором деталей с учетом их механических и тепловых свойств.

Таким образом, в математическую модель интенсивности отказов насоса (1) включены интенсивности отказов компонентов насоса. Для того чтобы выполнить расчет надежности насоса, необходимо провести расчеты интенсивностей отказов всех его компонентов с учетом внешних, технологических и эксплуатационных факторов, влияющих на надежность насоса.

Список литературы

1. Маркин, А.В. Методы оценки надежности элементов механики и электромеханики электронных средств на ранних этапах проектирования / А.В. Маркин, С.Н. Полесский, В.В. Жаднов // Надежность. – 2010. – № 2. – С. 63–70.

2. Жаднов, В.В. Методы и средства оценки показателей надежности механических и электромеханических приборов и систем / В.В. Жаднов // Датчики и системы. – 2013. – № 4. – С. 15–20.

3. Zhadnov, V. Methods and means of the estimation of indicators of reliability of mechanical and electromechanical elements of devices and systems / V. Zhadnov // Reliability: Theory & Applications: e-journal. – 2011. – Vol. 2, No 4. – P. 94–102.

4. NSWC-11. Handbook of reliability prediction procedures for mechanical equipment.

5. Жабо, В.В. Гидравлика и насосы /В.В. Жабо, В.В. Уваров. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.

6. Карелин, В.Я. Кавитационные явления в центробежных и осевых насосах / В.Я. Карелин. – М.: Машиностроение, 1975. – 336 с.

DEVELOPMENT OF ELECTRICAL WIRING AUTOMATED DESIGN ALGORITHM

Alexander S. Nikitin, Alexander M. Fen, Sergey I. Tregubov

Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo street, 26
E-mail: xr91@mail.ru

Nowadays, 3Delectrical wiring design automation is less covered by EDA&CAD systems, than its other aspects (solid modeling, simulation analysis, printed circuit boards' development). This article offers an algorithm of electrical wiring design automation realization and an algorithm of computer aided development of design documentation package for electrical wiring aspect. The algorithms are based on EDA system *AltiumDesigner* and CAD system *SolidWorks.* As a case study, existing instrument manufacturing plant was taken.

3D Electrical wiring design automation implies achieving the following goals:

– Development of Basic Circuit Diagram by means of *EDA*-system with introduction of additional criteria for differentiation of electrical and printed-circuit wiring;

–Provision of circuits automated fragmentation;

– solid modeling of device chassis;

– solid modeling of device electrical harnesses;

– automated development of Design Documentation Package (harness assembly drawing, wire table, wires length etc.);

– filling libraries of standard and frequently used elements of electrical harnesses;

– selection of software to realize aforesaid items with maximum efficiency and minimum implementation cost.

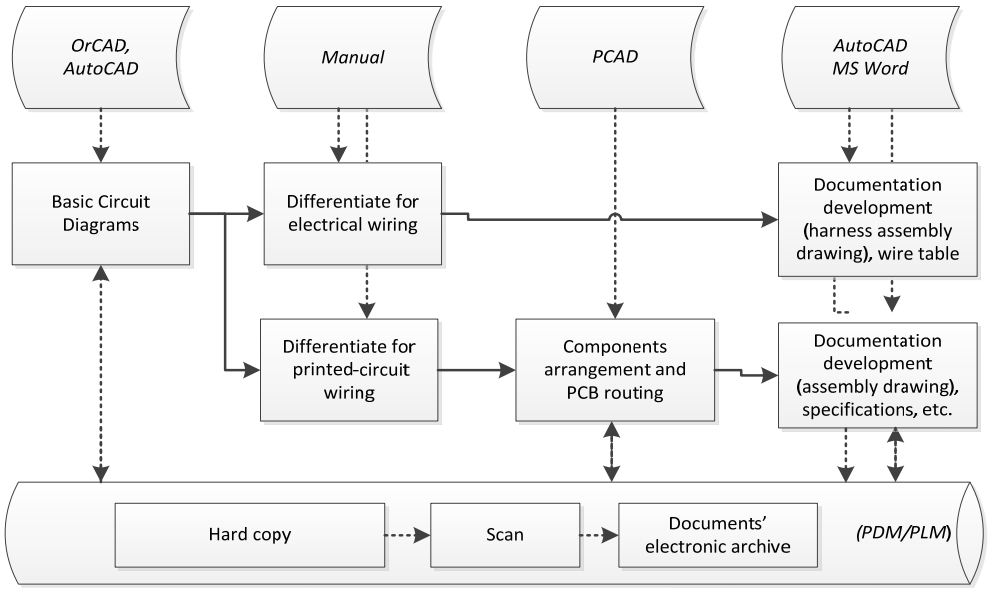


Fig. 1. Block Flow Diagram of design process at the instrument plant under consideration

Under existing design development system at the organization under consideration (fig. 1), a circuit engineer develops electrical and functional diagrams and delivers them to a design engineer. The design engineer divides electrical circuits into electrical and printed-circuit wiring, develops components (radioelements etc.) arrangement and PCB routing, designs an assembly drawing of chassis and electrical harness. The resulting deliverables package includes the device assembly drawing, harness assembly drawing, wire table, specifications etc.

Figure 1 demonstrates the following:

– the software is used as an electronic drafting machine;

– the software does not allow to use the historic data from one package into another one which leads to general inconsistencies within the work cycle and to the increase of human factor influence;

– all engineering data derived from individual design procedures are delivered to the next design stage in the form of hard copies that causes an additional digitization and reconverting work;

– device(unit) solid model is not kept up to date (or is not available whatsoever) on the stage of electrical harness development.

Analyzing CAD-systems available on the market with regard to 3D electrical wiring design automation, several criteria can be established for comparison purposes: electrical harnesses solid modeling potential, possibility to integrate with ECAD-systems (wire tables import) and project implementation cost per one workstation.

The comparison results are given in table 1 below.

Table 1

Potential of 3D electrical wiring design automation systems

System	Characteristics								
	Specialization	Model type		Curvature radius analysis	Wire length analysis	Harness assembly drawing	Tables generation	Wire tables import from other *ECAD*	Realization cost (per workstation)
		Wire	Harness						
KOMPAS	General*	-	3*D*	+	+	+	-	-	780 $
Solid Works		3*D*		+	+	+	WT, etc.	+	1000-2000 $
Solid Edge		3*D*		-	+	-	-	+	≈ 10.000 $
AutoCAD Inventor		3*D*		+	+	-	WT	+	300 $
Catia	Mechanical engineering	-	3*D*	+	+	+	-	+	2000-8000 $
NX		2,5*D*		+	+	part.	-	+	10000-20000$
Creo E/Pro		3*D*		+	+	+	WT, etc.	+	≈ 6000 $
E3	Wide range**	2*D*		+	+	+		+	3000-10000$
Mentor				+	+	+		+	8000-12000 $
E-Plan				+	+	+		+	≈ 6000$

* Generalspecializationmeansthatthesystemismissingtoolsforhighly-specializedtasksbutalmostany task can be fulfilled with the system standard set of tools within creased man hours.

** Wide range specialization means that the system has a complete set of tools both for general and highly-specialized tasks.

Based on table 1, the most suitable system is *Solidworks, having* the necessary functionality and lowest realization cost. As a complement EDA-system for *Solidworks* was suggested system *Altium Designer (AD).* Facilities of circuit diagram editor and net list's export in *AD* together

with specialized *Solidworks* module «*SWR*-Электрика» allow to organize efficient automated solid modeling and electrical wiring system with device live 3D model (fig. 2).

The main advantage of suggested design scheme for the organization is the fact that they have already installed (as an experimental automation solution) *Altium Designer* and *Solidworks* systems. Integrated design cycle on this base could be achieved with minimum investments, less labor input and give the result sooner than any other system would.

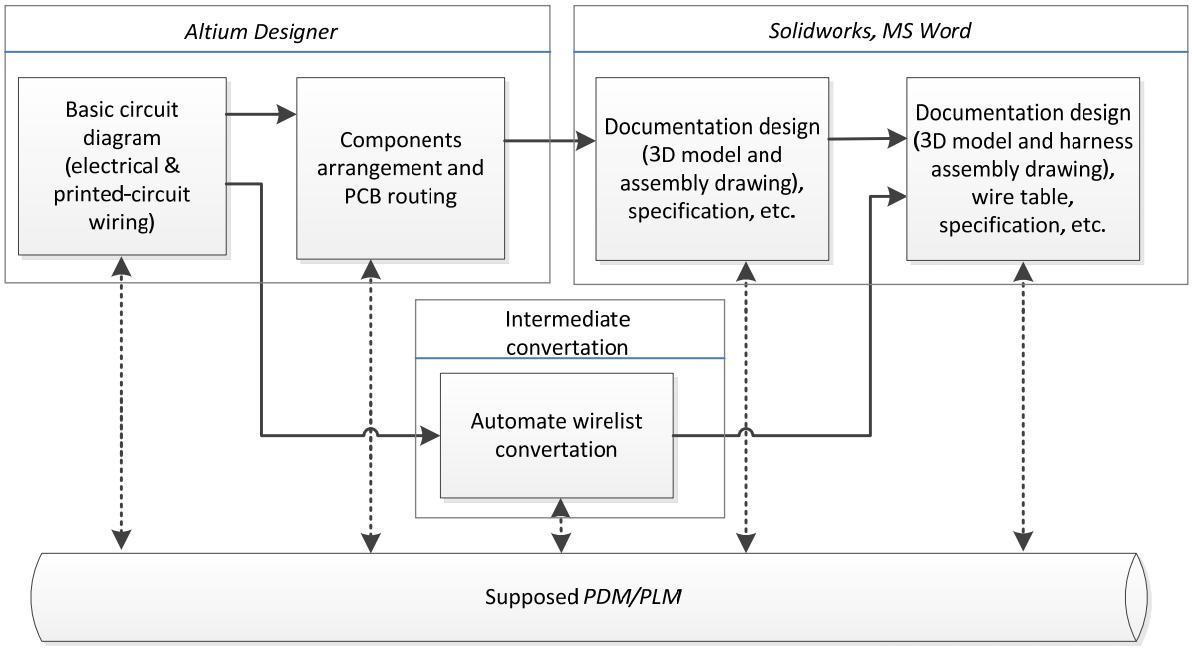


Fig. 2. Integrated design in *AltiumDesigner – Solidworks* systems

Actions for *AltiumDesigner* + *Solidworks* system implementation:

1) Input data (electrical, functional diagrams) should be developed in *AltiumDesigner.* Solid models, assembly drawings etc. should be developed in *Solidworks*.

2) Basic circuit diagram should be developed in two separate sheets for electrical and printed-circuit wiring. There should be defined some criteria to differentiate circuits for electrical and printed-circuit wiring and bound zones of developer's responsibilities.

3) Provide conversion of *AltiumDesigner*'s export data (net list) to «*SWR*-Электрика» format. It is necessary to develop specialized software to convert the data, circuits fragmenting, circuits attributes (wire brand, cross section, shield, twist).

4) For the most efficient design automation *Solidworks* elements library is necessary (electrical harnesses attachments, holdings, radioelements etc.) and appointment of responsibles to fill and administrate the libraries.

Potential advantages:

1) Design automation of electrical wiring;

2) Reduction of the human factor influence (reduction of the number of mistakes associated with transfer and reconversion of data between design stages).

Potential disadvantages:

1) Increase of labor input at the circuit design and engineering design stages; as well as labor input required for the system implementation.

СОЗДАНИЕ РАЗДЕЛА БАЗЫ ДАННЫХ КЛАССА «ПРУЖИНЫ» ДЛЯ СИСТЕМЫ АСОНИКА-К-СЧ

И. Л. Лушпа, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
101000, Москва, ул. Мясницкая, 20
E-mail: Illushpa@edu.hse.ru

Данная работа посвящена разработке и созданию раздела базы данных класса «Пружины» для системы АСОНИКА-К-СЧ. Рассматривается создание алгоритма, изучение и классификация входных данных, основные принципы работы с базами данных.

Данное научное исследование (№ проекта 14-05-0038) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд НИУ ВШЭ» в 2014 г. В современной радиоэлектронике важное место занимает оценка надежности разрабатываемой и выпускаемой аппаратуры. Вовремя произведенный расчет и анализ результатов позволяют ещё на ранних этапах внести изменение в изделие, тем самым сократить время создания и сэкономить силы и средства.

Как показано в [1] на оценку надежности влияют не только электрорадиоизделия, но и механические элементы. «Ручной» расчет надежности представляет собой достаточно утомительный процесс, поэтому целесообразно создать программный модуль расчета, который будет выдавать результат интенсивности отказов, при этом пользователю придётся вводить «вручную» минимальной количество параметров, что будет связано с использованием универсальной базы данных.

На основе обзора современных программных комплексов [2] был сделан вывод о том, что слабыми местами зарубежных программных средств являются базы данных механических элементов, поэтому в качестве основы была выбрана российская программа АСОНИКА-К-СЧ, а в качестве методики расчета интенсивностей отказов взята методика, приведенная в стандарте NSWC [3].

В качестве СУБД в системе АСОНИКА-К используется Oracle. Рассмотрим создание раздела базы данных для механических элементов класса «Пружины».

На первых этапах проектирование базы данных были рассмотрены и изучены математические модели интенсивностей отказов [4–7], на основе которых был сделан вывод о том, что параметры и коэффициенты этих моделей можно разделить на три группы:

– эмпирические коэффициенты;
– параметры технических условий;
– параметры, вводимые пользователем.

Из данной классификации, можно сделать вывод, что в базе будут храниться два типа параметров: эмпирические коэффициенты и параметры ТУ. Математическая модель данных, отвечающих этой классификации, имеет вид:

$$\begin{cases} C = [IN: NAME \neq \varnothing] \\ SQL = [C \cap NOMER: NOMER \neq \varnothing] \\ F1 = [C \cap B: SQL = Nomer \cup Name; Ident, Name \neq \varnothing] \\ F2 = B \cap V \cap E: Ident \neq \varnothing \\ R = F2 \cap Q: IN, SQL, C, F1, F2 \neq \varnothing \end{cases}$$

где IN – множество входных данных; C – множество значений таблицы CLASS; NAME – множество названий классов; NOMER – множество номеров классов; SQL – множество запросов в базу данных; B – множество значений таблицы FORMINTOT; F1 – множество математических моделей выбранного класса; F2 – множество математических моделей класса со всеми параметрами и коэффициентами; V – множество значений таблицы

VARSFE; E – множество значений таблицы FORMSFE; Ident – множество идентификаторов формул; R – результат отображения данных.

База данных, использующаяся в системе АСОНИКА-К-СЧ, имеет иерархическую структуру, показанную рис. 1.

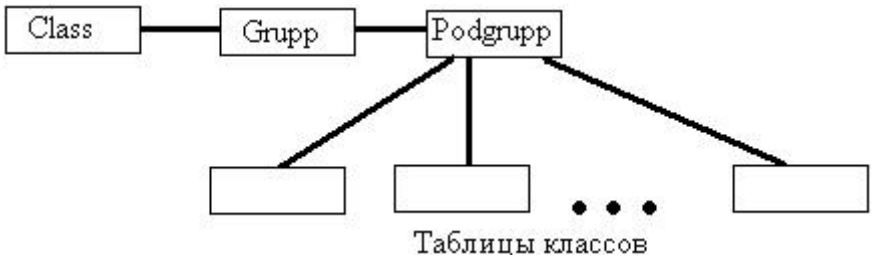


Рис. 1. Иерархия базы данных системы АСОНИКА-К-СЧ

На этой основе была построена логическая модель раздела базы данных для класса «Пружины», приведенная на рис. 2.

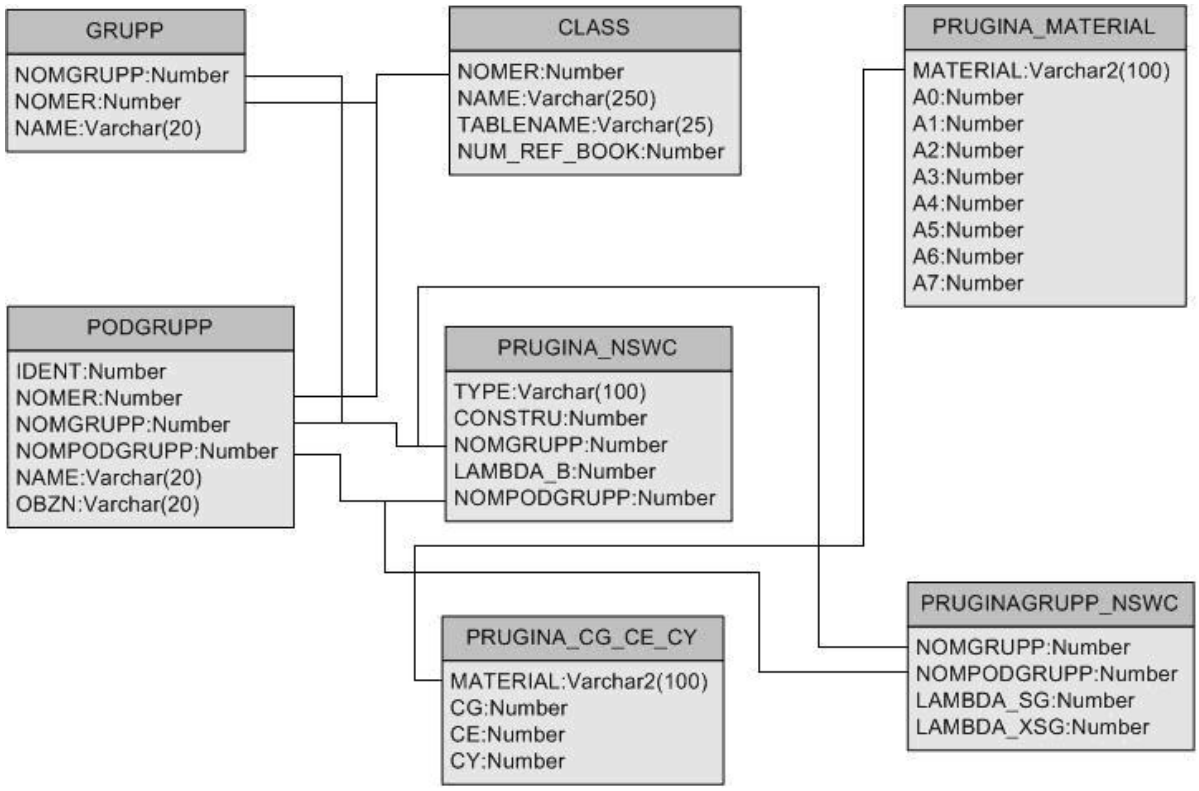


Рис. 2. Логическая модель данных для класса «Пружины»

На рис. 2 введены следующие обозначения: PRUGINA_NSWC – главная таблица класса, в которой хранятся в основные данные; PRUGINA_CG_CE_CY – вспомогательные таблицы, используемые для хранения поправочных коэффициентов; PRUGINA_MATERIAL – главная таблица описания материалов, используемых для пружин, в которой хранятся коэффициенты аппроксимации температурной зависимости модуля упругости; PRUGINA_GRUPP – вспомогательная таблица, в которой хранятся номера подгрупп класса.

На рис. 3 в качестве примера приведена таблица PRUGINA_NSWC.

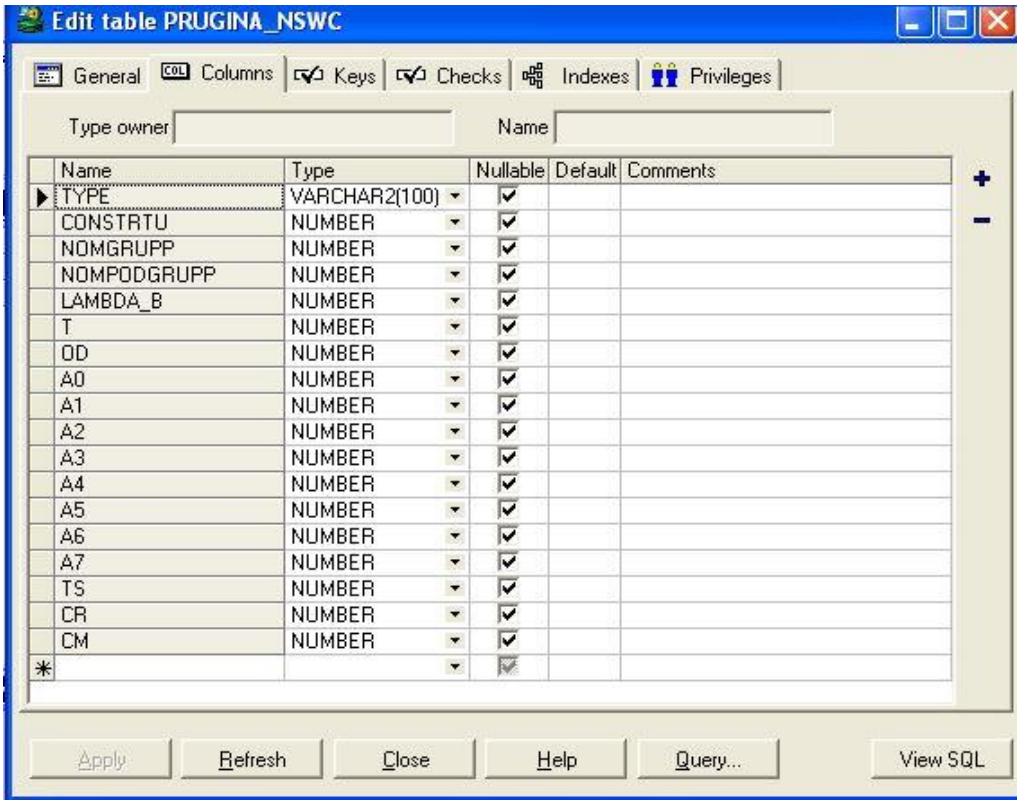


Рис. 3. СУБД Oracle: Главная таблица класса «Пружины»

Особенностью раздела базы данных данного класса является таблица PRUGINA_MATERIAL. На интенсивность отказов серьезно влияет ряд параметров, связанных с характеристиками материала, в частотности с модулем упругости, который при изменении температуры меняет своё значение:

$$E_M(t) = A_7 \cdot t^7 + A_6 \cdot t^6 + A_5 \cdot t^5 + A_4 \cdot t^4 + A_3 \cdot t^3 + A_2 \cdot t^2 + A_1 \cdot t + A_0,$$

где t – рабочая температура; $A_7, A_6, A_5, A_4, A_3, A_2, A_1, A_0$ – коэффициенты аппроксимации.

На рис. 4, в качестве примера, приведена зависимость модуля упругости стали марки Ст3сп5 от температуры.

Таблица PRUGINA_MATERIAL показана на рис. 5.

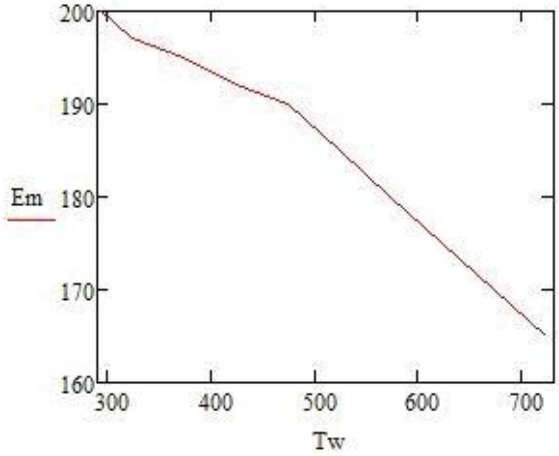


Рис. 4. График зависимости модуля упругости от рабочей температуры стали марки Ст3сп5

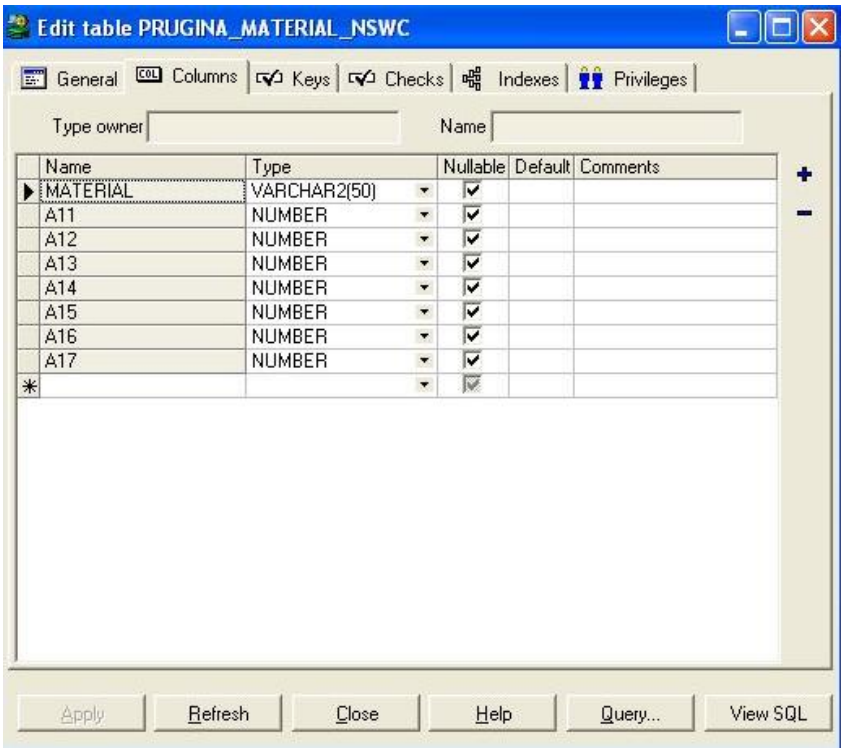


Рис. 5. СУБД Oracle: Главная таблица описания материалов класса «Пружины»

Так как в базе данных системы АСОНИКА-К-СЧ хранятся не только численные значения, но и математические модели интенсивностей отказов и их параметров, то для создания кодов этих формул используется программа Koder (см. рис. 6).

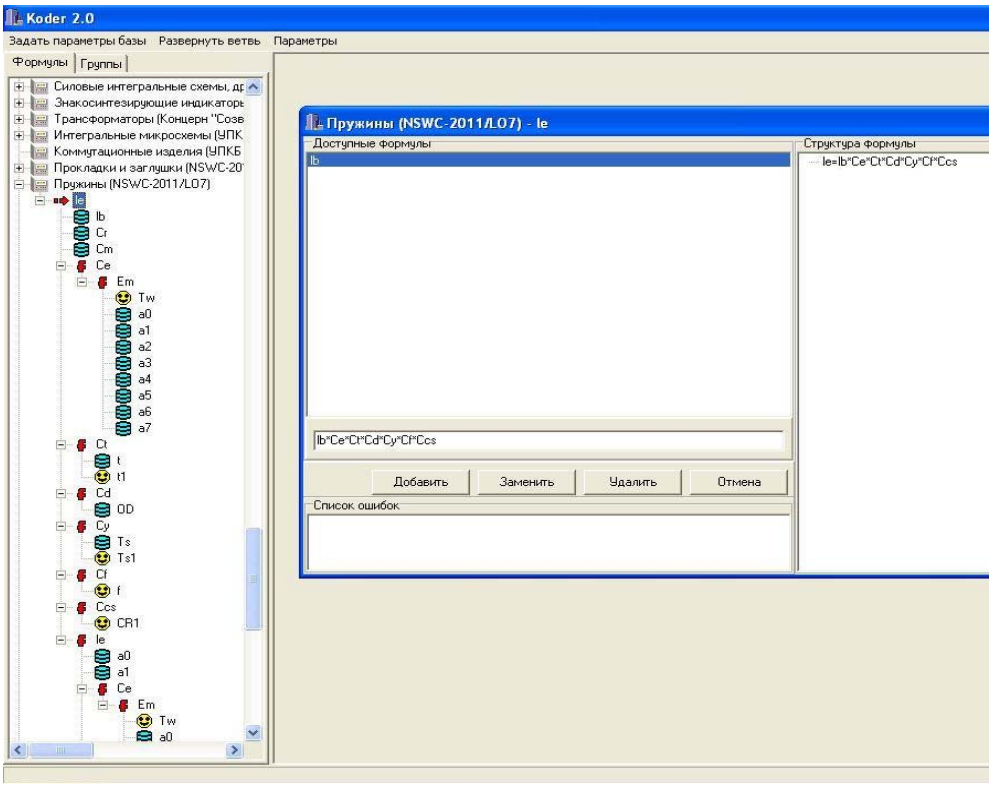


Рис. 6. Программа Koder: Интерфейс пользователя

Таким образом, разработанный раздел базы данных для класса «Пружины», позволяет не только сократить объем исходных данных и избежать возможных ошибок при вводе информации, но и обеспечить воспроизводимость результатов расчетов интенсивностей отказов пружин за счет использования единой базы данных.

Список литературы

1. Лушпа, И.Л. Обзор основных методик расчета надежности механических элементов / И.Л. Лушпа // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2014. – С. 173.

2. Лушпа, И.Л. Обзор современных программных комплексов расчета безотказности механических и электромеханических элементов / И. Лушпа, М. Монахов // Сб. тр. VII Междунар. науч.-практ. конф. учащихся и студентов. 1 ч. ; под ред. Ю.А. Романенко, Н.А. Анисинкиной, О.А. Солошенко. – Протвино: Управление образования и науки, 2014. – С. 128–130.

3. NSWC-2011/LE10. Handbook of Reliability prediction Procedures for Mechanical Equipment.

4. Монахов, М.А. Исследование модели интенсивности отказов изогнутых кольцевых пружин / М.А. Монахов, В.М. Фокин, И.Л. Лушпа // Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского. X Всеросс. науч.-техн. конф.: сб. тез. докл. Всеросс. науч.-техн. конф. Москва, 12 апр. 2013 г. – М.: Изд. дом Академии им. Н. Е. Жуковского, 2013. [Электронный ресурс]: 1 электрон, опт. диск (CD-ROM).

5. Монахов, М.А. Исследование модели интенсивности отказов механических элементов класса «Пружины» / М.А. Монахов, В.М. Фокин, И.Л. Лушпа // Инновационные информационные технологии: материалы междунар. науч.-практ. конф. Т. 3. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2013. – С. 443–446.

6. Монахов, М.А. Исследование модели интенсивности отказов пружин скручивания / М.А. Монахов, В.М. Фокин, И.Л. Лушпа // Новые информационные технологии в автоматизированных системах: материалы шестнадцатого науч.-практ. семинара. – М.: Ин-т электроники и математики национального исследовательского ун-та «Высшая школа экономики», 2013. – С. 128–131.

7. Монахов, М.А. Исследование модели интенсивности отказов волнообразных кольцевых пружин / М.А. Монахов, В.М. Фокин, И.Л. Лушпа // Новые информационные технологии: тезисы XXI Междунар. студенческой школы-семинара – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2013. – С. 122–123.

РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННО-СПРАВОЧНОЙ БАЗЫ ДАННЫХ ДЛЯ ОЦЕНКИ БЕЗОТКАЗНОСТИ МЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ КЛАССА «РЕЗЬБОВЫЕ СОЕДИНЕНИЯ»

М. А. Монахов, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
101000, Москва, ул. Мясницкая, 20
E-mail: mamonakhov@edu.hse.ru

Рассматривается вопрос оценки безотказности радиоэлектронной аппаратуры с учетом механических элементов класса «Резьбовые соединения» и описывается процесс создания базы данных для автоматизированного расчета надежности данного класса с использованием математической модели, приведенной в американском стандарте NSWC-2011.

Данное научное исследование (№ 14-05-0038) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд НИУ ВШЭ» в 2014 г. В современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), для сборки конструкции используют различные соединения: резьбовые, паяные, сварные,

клееные и другие. Основным преимуществом резьбовых соединений является то, что они разъемные, то есть позволяют разбирать оборудование для проведения ремонта и технического обслуживания.

Надежность резьбовых соединений зависит от ряда факторов, таких как прочность материалов, усталостные характеристики, виды нагрузок и другие. В американском стандарте надежности механических элементов NSWC-2011 [1], приведена математическая модель интенсивности отказов для резьбовых соединений. Данная модель имеет вид:

$$\lambda_f = \lambda_{f,b} \cdot C_{SZ} \cdot C_L \cdot C_T \cdot C_I \cdot C_K, \quad (1)$$

где λ_f – эксплуатационная интенсивность отказов; C_{SZ} – поправочный коэффициент, учитывающий главный диаметр соединения; C_L – поправочный коэффициент, учитывающий вид нагрузки; C_T – поправочный коэффициент, учитывающий рабочую температуру; C_I – поправочный коэффициент, учитывающий влияние вибрационных воздействий; C_K – поправочный коэффициент, учитывающий технологические особенности соединения.

Более подробное описание математической модели приведено в [2]. Каждый поправочный коэффициент, в свою очередь, либо содержится в БД, либо рассчитывается по формуле, коэффициенты которой, либо содержатся в БД, либо вводятся пользователем, а в редких случаях имеют какую-либо свою формулу. Поэтому все данные, необходимые для расчета, делятся на 3 группы:

– группа e – коэффициенты, содержащиеся в БД;

– группа f – коэффициенты, рассчитывающиеся по формуле;

– группа i – коэффициенты, которые вводит пользователь [5].

Исходя из предложенной выше классификации, построено дерево всех коэффициентов данного класса (рис. 1).

На основе дерева коэффициентов, создаются таблицы класса. Модель БД в нотации теории множеств описана в [4]. Подробное описание общих таблиц БД приведено в [6, 7]. Для класса «Резьбовые соединения» к общим таблицам добавляются таблицы данного класса (рис. 2).

Данная модель позволяет наполнять БД типономиналами элементов, которые расположены в таблице REZBA_NSWC и, согласно классификации [2], в ней будут содержаться эмпирические коэффициенты и параметры ТУ на каждый конкретный элемент данного класса.

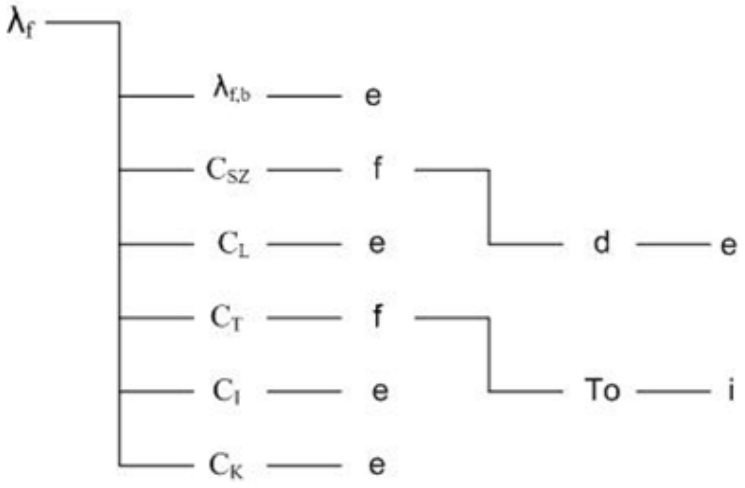


Рис. 1. Дерево коэффициентов класса «Резьбовые соединения»

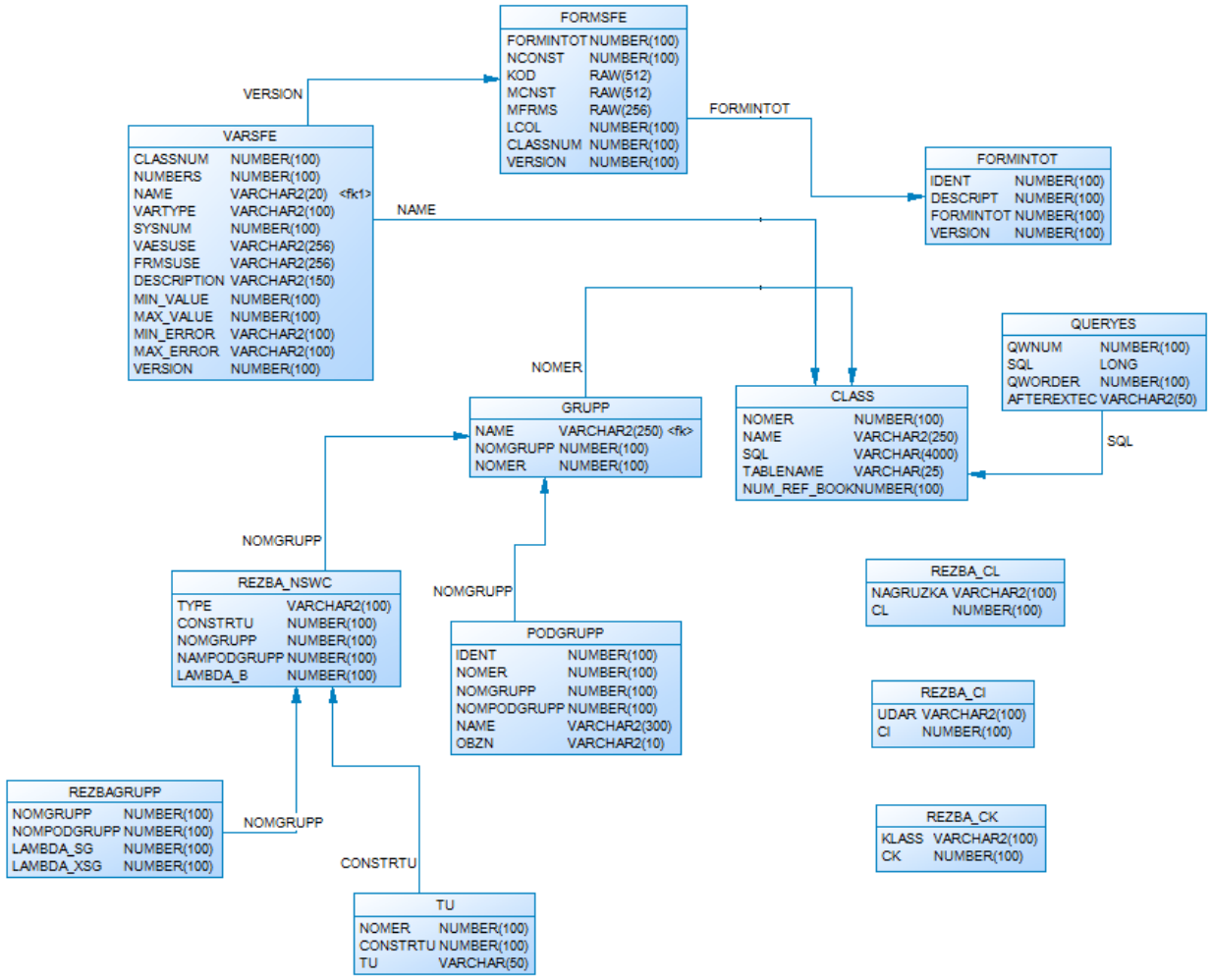


Рис. 2. Физическая модель БД с таблицами класса «Резьбовые соединения»

Такой подход при создании программного средства расчета безотказности механических элементов позволяет, в отличие от других программных средств, существенно упростить автоматизированный расчет, что снижает трудозатраты.

Список литературы

1. NSWC-2011/LE10. Handbook of reliability prediction procedures for mechanical equipment.

2. Монахов, М.А. Исследование характеристик надежности механических элементов класса «Резьбовые соединения» / М.А. Монахов, В.М. Фокин, И.Л. Лушпа // Системные проблемы надежности, качества, компьютерного моделирования, кибернетических, информационных и телекоммуникационных технологий в инновационных проектах (Инноватика-2013). – М.: Энергоатомиздат, 2013. – С. 101–103.

3. Монахов, М.А. Разработка базы данных по характеристикам надежности механических элементов / М.А. Монахов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всеросс. науч. Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всеросс. межвуз. науч. конф. Муром, 1 февр. 2013 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. – С. 187.

4. Монахов, М.А. Разработка модели информационно-справочной базы данных для оценки безотказности электронных средств с учетом механических элементов / М.А. Мо-

нахов // Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов НИУ ВШЭ. Материалы конференции. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2014. – С. 68.

5. Монахов, М.А. Разработка базы данных программного комплекса АСОНИКА-К для расчета надежности радиоэлектронной аппаратуры с учетом механических элементов / М.А. Монахов // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов МИЭМ: тез. докл. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2013 с.

6. Жаднов, В.В. Автоматизация проектных исследований надёжности радиоэлектронной аппаратуры / В.В. Жаднов, Ю.Н. Кофанов, Н.В. Малютин, Е.П.Власов, И.В. Жаднов, С.П. Замараев, А.С. Измайлов, К.В. Марченков, С.Н. Полесский, С.А. Пращикин, В.В. Сотников. – М.: Радио и связь, 2003. – 156 с.

7. Жаднов, В.В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств / В.В. Жаднов, А.В. Сарафанов – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2012. – 464 с.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОРНЕВОГО ПОДХОДА

О. Е. Васильев, С. В. Ефимов (научный руководитель)

Томский политехнический университет
634050*, Россия, г. Томск, пр. Ленина,* 30
E-mail: CoreySF@mail.ru

Предложен подход к идентификации линейных динамических объектов управления по полученным данным переходных характеристик объекта. Представленный подход позволяет вычислять параметры (полюса и нули) передаточной функции объекта управления. Числовой пример показывает эффективность представленного подхода.

Задача идентификации объектов управления является актуальным вопросом в разработке автоматизированных систем. Зная математическую модель объекта, то есть его структуру и параметры, можно повысить эффективность управления им [1].

Постановка задачи. Пусть задан линейный динамический объект. Ставится задача по реакции объекта $y(t)$ на единичное ступенчатое воздействие $x(t)$ определить структуру и параметры передаточной функции (ПФ) объекта $W(s)$.

Существующие подходы. Существует множество различных методов и подходов к идентификации объектов. Самыми распространенными являются частотный метод, метод наименьших квадратов, идентификация с помощью переходной функции другие [2].

Не смотря на достаточно простую реализацию перечисленных выше методов, они обладают теми или иными недостатками:

- низкое качество (точность) идентификации;
- невозможность получения ПФ с нулями;
- непригодность при колебательных переходных процессах.

Предлагаемый подход. Выходной сигнал в области изображения имеет вид

$$Y(s) = \frac{W(s)}{s}. \tag{1.1}$$

Пусть объект описывается ПФ

$$W(s) = \frac{k(s-N_1)(s-N_2)\ldots(s-N_m)}{(s-s_1)(s-s_2)\ldots(s-s_n)}. \tag{1.2}$$

Тогда (1.1) с учетом (1.3)

$$Y(s)=\frac{k(s-N_1)(s-N_2)\ldots(s-N_m)}{(s-s_1)(s-s_2)\ldots(s-s_n)}\cdot\frac{1}{s}. \tag{1.3}$$

Представим (1.3) в виде суммы дробей [3]

$$Y(s)=k\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\prod_{m=1}(N_m-s_i)}{s_i(s-s_i)\prod\limits_{\substack{n=1\\n\neq i}}(s_i-s_n)}+\frac{\prod_{m=1}N_m}{s\prod_{n=1}s_n}\right]. \tag{1.4}$$

Выполнив обратное преобразование Лапласа, получим

$$y(t)=k\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\prod_{m=1}(N_m-s_i)}{s_i\prod\limits_{\substack{n=1\\n\neq i}}(s_i-s_n)}e^{s_it}+\frac{\prod_{m=1}N_m}{\prod_{n=1}s_n}\right]. \tag{1.5}$$

Согласно [4] при единичном ступенчатом воздействии коэффициент передачи

$$K=\frac{k\prod_{m=1}N_m}{\prod_{n=1}s_n}. \tag{1.6}$$

Упростив (1.5), имеем

$$y(t)=K\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\prod_{m=1}(1-\frac{s_i}{N_m})}{\prod\limits_{\substack{n=1\\n\neq i}}(\frac{s_i}{s_n}-1)}e^{s_it}+1\right]. \tag{1.7}$$

Выполнив ряд математических преобразований, получим

$$\sum_{i=1}^{N}\frac{\prod_{m=1}(1-\frac{s_i}{N_m})}{\prod\limits_{\substack{n=1\\n\neq i}}(\frac{s_i}{s_n}-1)}e^{s_it}=f. \tag{1.8}$$

где $f=\frac{y(\mathrm{T})}{K}-1$; T – время дискретизации; y(T) – дискретные значения выходного сигнала объекта.

На основании (1.8) составим систему уравнений, заменив T и $y(T)$ дискретными значениями исходной кривой переходного процесса, выбирая точки экстремума

$$\begin{cases} \sum\limits_{i=1}^{N} \dfrac{\prod\limits_{m=1}(1-\dfrac{s_i}{N_m})}{\prod\limits_{\substack{n=1 \\ n\neq i}}(\dfrac{s_i}{s_n}-1)} e^{s_i T} = f_1 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \sum\limits_{i=1}^{N} \dfrac{\prod\limits_{m=1}(1-\dfrac{s_i}{N_m})}{\prod\limits_{\substack{n=1 \\ n\neq i}}(\dfrac{s_i}{s_n}-1)} e^{s_i T} = f_{n+m} \end{cases}. \qquad (1.9)$$

Решение системы (1.9) – нули и полюсы искомой ПФ объекта. Используя (1.6), получим соотношение для вычисления коэффициента передачи

$$k = \frac{K\prod\limits_{n=1} s_n}{\prod\limits_{m=1} N_m}.$$

При решении системы (1.9) численными методами требуется задание начальных значений искомых полюсов и нулей ПФ.

Согласно правилу Ишлинского работу подавляющего большинства объектов с приемлемой для практики точностью можно описать дифференциальным уравнением второго-третьего порядка [5]. Следовательно, пусть ПФ идентифицируемого объекта содержит не более трех полюсов и одного нуля.

В [6] представлены соотношения, связывающие прямые (перерегулирование, время регулирования) и косвенные корневые (колебательность, степень устойчивости) показатели качества

$$t_p \approx \frac{3}{\eta}, \qquad (1.10)$$

$$\sigma = e^{\frac{-\pi}{\mu}}. \qquad (1.11)$$

На основании (1.10) и (1.11) начальные значения полюсов

$$\mathrm{Re}(s_{1,2}) \approx \frac{3}{t_p},$$

$$\mathrm{Im}(s_{1,2}) \approx -\frac{\pi}{\ln(\sigma)}\mathrm{Re}(s_{1,2}).$$

Существует соотношение

$$t_m = \frac{\pi - \sum\Phi - \sum\varphi}{\mathrm{Im}(s_{1,2})}, \qquad (1.12)$$

где t_m – время достижения максимума; φ и Φ – углы, образованные доминирующим полюсом и другим полюсом или соответственно нулем системы и положительным направлением оси абсцисс корневой плоскости [4].

Согласно (1.12), выражение для начального значения искомого действительного нуля имеет вид

$$N \approx \mathrm{Re}(s_{1,2}) - \frac{\mathrm{Im}(s_{1,2})}{tg(\Phi)}.$$

Пример. Пусть реакция объекта на единичное ступенчатое воздействие имеет вид, как показано на рис. 1.

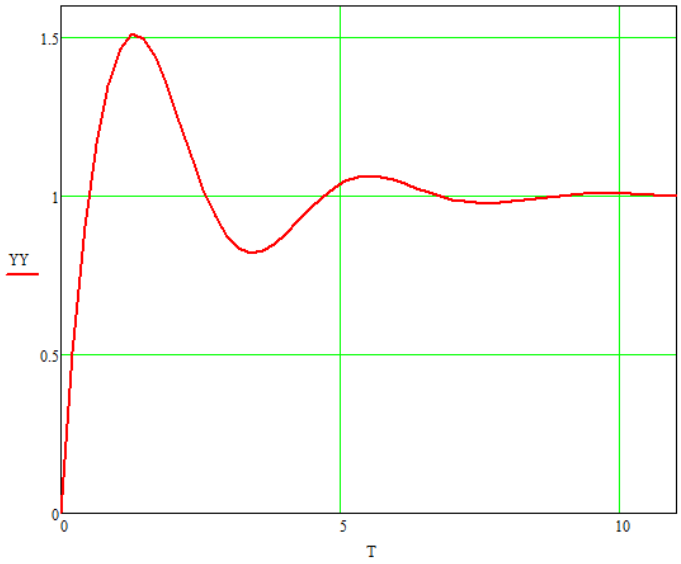


Рис. 1. Заданная переходная характеристика

Представим ПФ объекта в виде

$$W(s) = \frac{k(s-N)}{(s-s_1)(s-s_2)(s-s_3)}. \qquad (2.1)$$

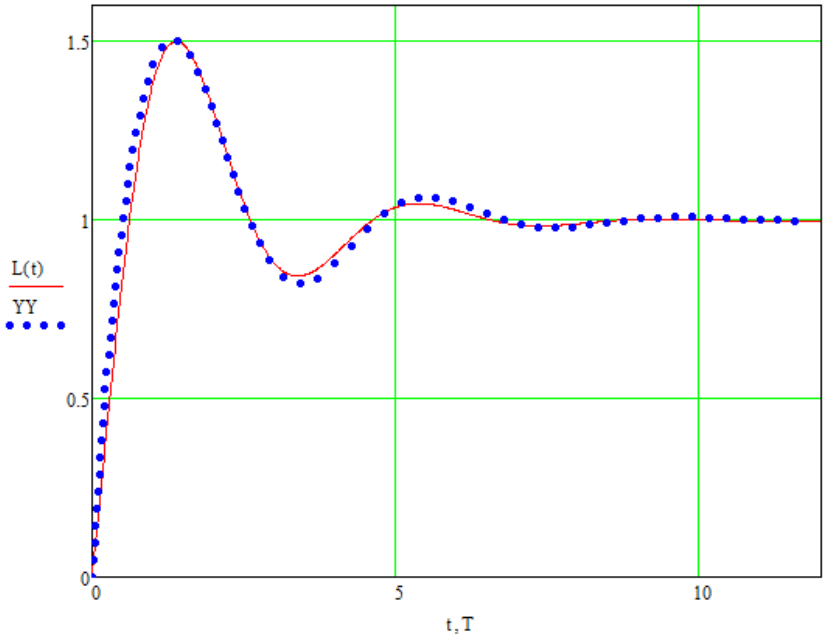


Рис. 2. Результаты идентификации

Применив предлагаемый подход: определив прямые показатели качества, составив систему нелинейных уравнений (1.9), а также определив начальные значения искомых нулей и полюсов ПФ, получены её параметры: $s_{1,2} = -0{,}588 \pm 1{,}575j$; $s_3 = -6{,}655 \cdot 10^5$; $N = -1{,}693$; $k = 1{,}108 \cdot 10^6$. Результаты идентификации представлены на рис. 2.

Среднеквадратическое отклонение составило $\sigma = 4{,}015\%$.

Заключение. Показаны недостатки существующих подходов идентификации объектов.

Предложен подход к идентификации линейных динамических объектов управления на основе корневого подхода.

Рассмотрен числовой пример.

Список литературы

1. Ефимов, С.В. Анализ и синтез стационарных и интервальных систем управления на основе зависимости расположения их полюсов и нулей от прямых показателей качества: автореферат дис. канд. техн. наук: 05.13.01 / С.В. Ефимов. – Томск, 2011. – 18 с.

2. Коновалов, В.И. Идентификация и диагностика систем / В.И. Коновалов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 156 с.

3. Lei Chen, Junghong Li, Ruifeng Ding. Identification for the second-order systems based on the step response // Mathematical and Computer Modelling.

4. Удерман, Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем / Э.Г. Удерман. – М.: Наука, 1972. – 448 с.

5. Определение передаточной функции по осциллограммам входного и выходного сигналов способом наименьших квадратов / Автоматизация производственных процессов. URL: http://ru-auto.info/post/102819504450034/ (дата обращения: 01.03.2014).

6. Ефимов, С.В. Определение прямых показателей качества на основе расположения нулей и полюсов передаточной функции / С.В. Ефимов, М.И. Пушкарев // Автометрия. – 2011 – Т. 47 – № 3. – С. 113–119.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ КЛАССА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ В ВИДЕ СИСТЕМЫ СТРУКТУРНО И ЛОГИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ ПРОЕКТНЫХ ПРОЦЕДУР

Д. Э. Цыганков, И. В. Горбачев, А. Ф. Похилько

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: d.tsygankov@ulstu.ru

Рассматривается формирование САПР класса радиотехнических устройств на основе структурно-логического представления. Отображены такие этапы, как анализ компонентов класса, сводящийся к выделению системы проектных параметров и принимаемых ими значений, а так же формирование формального представления процесса проектирования компонентов данного класса, и процедурной модели построения трехмерных информационных образов этих компонентов. Описана структура программной реализации и отображен результат ее работы.

Достижение интероперабельности остается серьезной проблемой, создающей значительные трудности для полноценного обмена результатами проектной деятельности между различными САПР. Однако предлагаемые на данный момент подходы к решению этой проблемы не могут быть реализованы по целому ряду причин [1].

Представление проектных решений в функционально адаптивной форме и их программная реализация в виде функционально адаптированных САПР является подходом, который позволяет не только нивелировать проблему интероперабельности в системах 3D-проектирования, но и обеспечить сохранение структурно-логической целостности проект-

ных решений. При этом решения описываются как совокупность методов, необходимых для их формирования (например, логические, математические операции и пр.) [2].

Функционально адаптированные системы автоматизированного проектирования (*ФА САПР*) – это системы проектирования технического объекта (либо целого класса объектов), набор функциональности которых позволяет осуществлять проектирование такого объекта, не требуя выхода за рамки имеющейся функциональности, при этом обеспечивая модифицируемость (адаптивность) решения в данных рамках [1]. В процессе построения ФА САПР проводится анализ класса проектируемых технических объектов, формируются его формальное представление и процедурная модель.

Анализ класса проектируемых устройств проводится с целью выделение ряда проектных параметров – параметров, обладающих физическим смыслом и полностью определяющих трехмерные информационные образы этих компонентов [4].

Для примера, рассматривается класс радиотехнических устройств «Антенны рупорные волноводные», включающий в себя пять компонентов: открытый конец волновода, рупоры *E*- и *H*-секториальные, а так же клиновидный и пирамидальный рупоры (рис. 1).

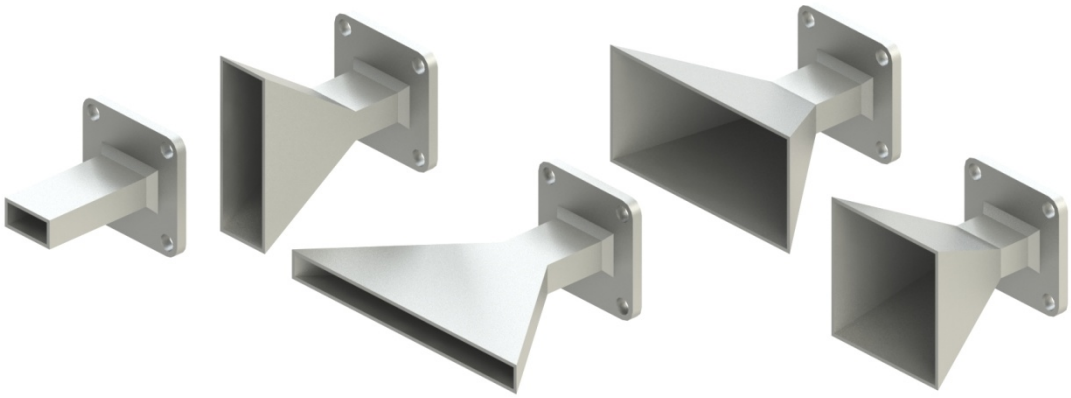


Рис. 1. Класс радиотехнических устройств «Антенны рупорные волноводные»

Вначале выделяются проектные параметры, общие для всех компонентов класса. Для рупорных волноводных антенн это высота и ширина сечения волновода ($a \times b$), тип фланца (T_f), длина участка волновода (L_w), толщина стенок волновода (t_w), материал (m) и тип напыления (s_m). Затем выделяются параметры, свойственные некоторым объектам. Для секториальных и клиновидного рупоров это ширина рупора в *E*- и *H*-плоскости (r_E, r_H), а так же длина рупора в соответствующей плоскости (l_E, l_H). Для рупора пирамидального это те же параметры, но вместо длины рупора в конкретной плоскости имеется параметр длины рупора в обеих плоскостях (l).

После выделения всей совокупности проектных параметров, ставится вопрос о принимаемых ими значениях. Дело в том, что одни параметры могут принимать целые интервалы значений, а другие – лишь дискретные значения. Так как все входные параметры задаются пользователем, то на них накладываются различного рода условия [4]. Свободные значения интерактивно вводятся пользователем, при условии попадания задаваемого значения в диапазон $[P_{min} \ldots P_{max}]$ (отличие двух ближайших значения зависит от введенного шага дискретизации Δt); а дискретные значения интерактивно выбираются пользователем из предварительно заданных «нормализованных» значений, условие для них – строгое соответствие выбранного варианта предлагаемым.

Нормализованные значения определяются по справочной и научно-технической литературе, применимой к проектируемому техническому объекту. Рупорные антенны входят в состав волноводного тракта СВЧ, а следовательно, значения нормализованных проектных параметров определяются в соответствии с ГОСТ 20900-75 и ГОСТ 13317-89.

В табл. 1 представлены выделенные проектные параметры класса «Антенны рупорные волноводные», их буквенное обозначение, а так же указан тип ввода их значений.

Таблица 1

Проектные параметры класса «Антенны рупорные волноводные»

Проектный параметр	Обозначение	Тип ввода
Высота и ширина сечения волновода	$a \times b$	Выбор нормализованных значений проектных параметров
Тип фланца	T_f	
Материал	m	
Тип напыления	s_m	
Толщина стенок волновода	t_w	
Длина участка волновода	L_w	Интерактивный ввод значений проектных параметров
Ширина рупора в *E*-плоскости	r_E	
Ширина рупора в *H*-плоскости	r_H	
Длина рупора в *E*-плоскости	l_E	
Длина рупора в *H*-плоскости	l_H	
Длина рупора в обеих плоскостях	l	

После указания типа ввода значений входных параметров, формируется формальное представление процесса проектирования класса устройств, представляющее собой последовательность проектных процедур, составляющих процесс проектирования [1]. Формальное представление класса рупорных волноводных антенн имеет следующий вид:

$$\begin{gathered} FrMd^{Ant.}_{Horn} = \{(di_1, dv_1, Dpc_1^{a\times b}), (di_2, dv_2, Dpc_2^{T_f}), (di_3, dv_3, Dpc_3^{m}), (di_4, dv_4, Dpc_4^{s_m}), \\ (di_5, dv_5, Dpc_5^{t_w}), (di_6, dv_6, Dpe_6^{L_w}), (di_7, dv_7, Dpe_7^{r_E}), (di_8, dv_8, Dpe_8^{r_H}), (di_9, dv_9, Dpe_9^{l_E}), \\ (di_{10}, dv_{10}, Dpe_{10}^{l_H}), (di_{11}, dv_{11}, Dpe_{11}^{l}), (di_{12}, dv_{12}, Dpb_{12}^{Oew}), (di_{13}, dv_{13}, Dpb_{13}^{Hes}), \\ (di_{14}, dv_{14}, Dpb_{14}^{Hhs}), (di_{15}, dv_{15}, Dpb_{15}^{Hp}), (di_{16}, dv_{16}, Dpb_{16}^{Hw}) \}, \end{gathered} \quad (1)$$

где $FrMd^{Ant.}_{Horn}$ – множество проектных процедур, необходимых для проектирования компонентов класса «Антенны рупорные волноводные»; di_i – порядковый номер выполнения i-й проектной процедуры (i = 1…16); dv_i – номер ветви альтернативы, к которой принадлежит i-я проектная процедура; Dpc_i – проектная процедура выбора нормализованных значений входных проектных параметров $a \times b$, T_f, m, s_m, t_w, при i = 1…5 соответственно; Dpe_i – проектная процедура интерактивного ввода значений входных проектных параметров L_w, r_E, r_H, l_E, l_H, l, при i = 6…11 соответственно; Dpb_i – проектная процедура построения трехмерного информационного образа компонентов класса «Антенны рупорные волноводные»: открытого конца волновода (при i = 12), рупоров *E*- и *H*-секториального (при i = 13, 14 соответственно), рупоров клиновидного и пирамидального (при i = 15, 16 соответственно).

Номер ветви альтернативы (dv_i) уникален для каждого компонента класса; он определяет проектный маршрут. Для проектных процедур, являющихся общими, $dv_i = 0$.

Проектная процедура выбора нормализованных значений параметров (Dpc_i) представляет собой функцию, на выходе которой могут быть лишь дискретные значения проектных параметров. Например, при интерактивном вводе значения длины волны (λ), данная процедура подбирает соответствующие высоту и ширину сечения волновода ($a \times b$), что представлено на рис. 2. При этом число возможных дискретных значений ($S_i^{a\times b}$), соответствующих отдельным проектным маршрутам, на выходе процедуры ограничено.

Проектная процедура интерактивного ввода значений параметров (Dpe_i) – это функция, на выходе которой может быть получено множество значений параметров, при этом их число контролируется шагом дискретизации Δt – количественной мерой, отличающей

два ближайших значения. Например, при задании длины участка волновода (t_w), пользователь может ввести значения от *0* (равноценно отсутствию участка волновода) до $t_{w\,max}$. При этом все значения, получаемые на выходе процедуры, относятся к единому проектному маршруту, но делают уникальным итоговое проектное решение. На рис. 3 представлены проектные решения, соответствующие одному проектному маршруту, и отличающиеся только значением проектного параметра – ширины раскрыва рупора в *H*-плоскости (r_H).

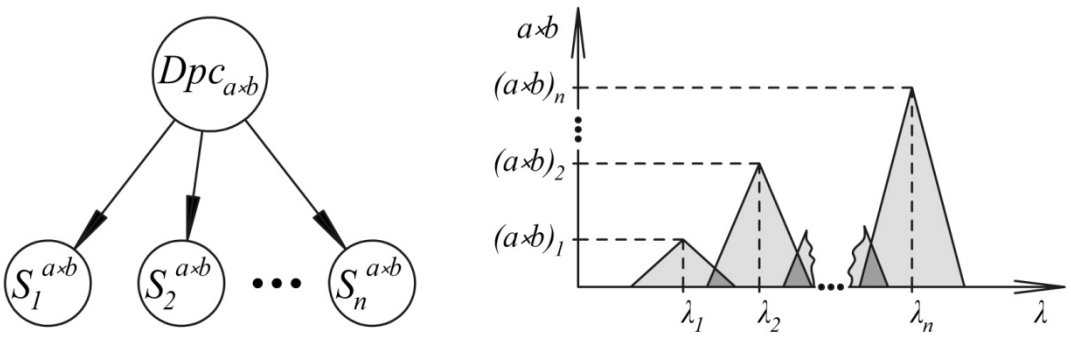


Рис. 2. Структура проектной процедуры выбора нормализованных значений параметров

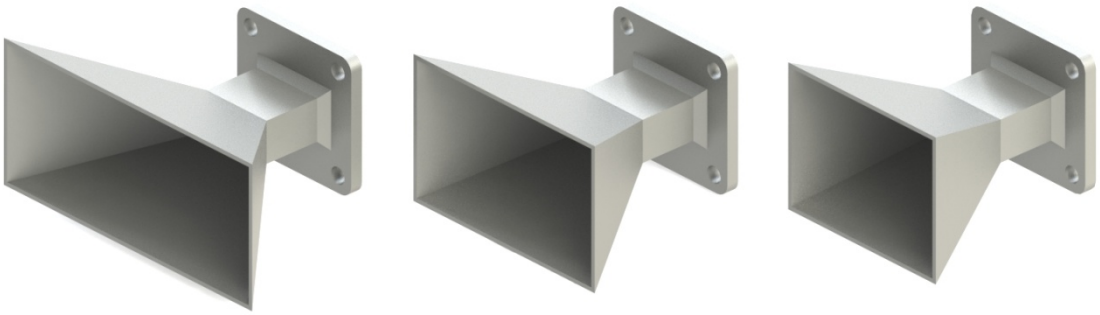


Рис. 3. Проектные решения, соответствующие одной ветви проектного маршрута

Проектная процедура построения трехмерных информационных образов (Dpb_i) является основной при программной реализации, так как она отображает принцип функционирования ФА САПР [2]. *IDEF0*-модель проектной процедуры построения трехмерного информационного образа представлена на рис. 4.

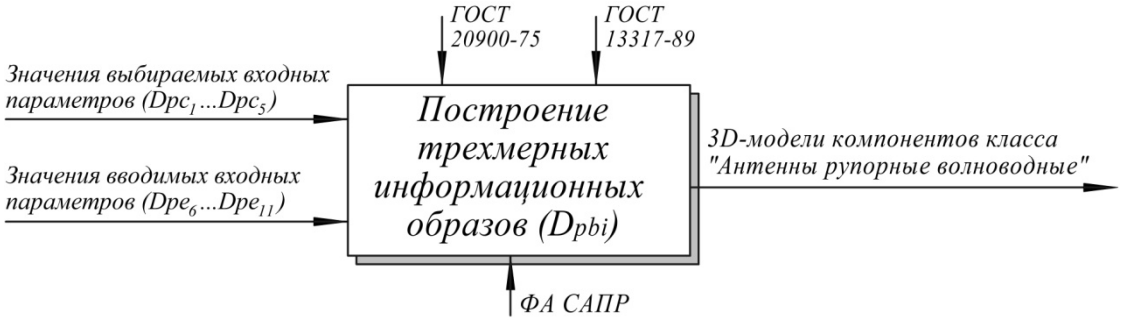


Рис. 4. Проектная процедура построения информационных 3D-образов

Данная процедура представляет собой упорядоченную последовательность проектных процедур, являющихся функциями от значения входных (или промежуточных) проектных параметров [4]. При этом каждая процедура имеет порядковый номер выполнения и номер ветви альтернативы.

Выделение проектных процедур, входящих в состав процедуры построения информационных 3D-образов, происходит на основании структурного анализа всех компонентов, составляющих класс, цель которого – выделение общих и уникальных составных частей, обладающих физическим смыслом.

У компонентов класса рупорных антенн выделяются пять составных частей. Общие части: фланец и участок волновода; уникальные части: секториальный рупор, пирамидальный рупор и клиновидный рупор. Разделение рупоров объясняется различным набором входных параметров и необходимых для их построения проектных операций. После выделения составных частей проектируемых устройств формируется процедурная модель.

Процедурная модель построения трехмерных информационных образов компонентов класса «Антенны рупорные волноводные» имеет следующий вид:

$$PrcMd^{Ant.}_{Horn} = \{(di_1, dv_1, Dpf_{Fl}), (di_2, dv_2, Dpf_{Wg}), (di_3, dv_3, Dpf_{Sh}), (di_4, dv_4, Dpf_{Ph}), (di_5, dv_5, Dpf_{Wh})\}, \quad (2)$$

где $PrcMd^{Ant.}_{Horn}$ – множество проектных процедур, участвующих в построении трехмерных информационных образов компонентов класса «Антенны рупорные волноводные»; Dpf_{Fl} – проектная процедура построения фланца; Dpf_{Wg} – проектная процедура построения участка волновода; Dpf_{Sh} – проектная процедура построения секториального рупора; Dpf_{Ph} – проектная процедура построения пирамидального рупора; Dpf_{Wh} – проектная процедура построения клиновидного рупора.

Для каждой из составных частей формируется собственная функция, аргументами которой является определенный набор проектных параметров, определяющих ее модель.

Таким образом, происходит распределение исходных проектных параметров на процедуры, для выполнения которых они необходимы. При этом, проектные параметры могут быть исходными как для всех, так и для единичных процедур.

На основе процедурной модели строится структура формирования проектного решения. Так, в зависимости от выбранного компонента, проектное решение ($DSol^{3D}_{Horn}$) формируется по следующей формуле:

$$DSol^{3D}_{Horn} = \{(1,0,Dpf_{Fl}) \cup (2,0,Dpf_{Wg}) \cup \cup ((3,1,Dpf_{Sh}) \cap (3,2,Dpf_{Sh}) \cap (3,3,Dpf_{Ph}) \cap (3,4,Dpf_{Wh}))\} \quad (3)$$

Как видно, в результате проектирования, на выходе может быть получено пять различных типов проектных решений, соответствующих числу компонентов класса, представленных на рис. 1. При этом в ряде случаев, решения на различных проектных маршрутах могут быть идентичны. Например, представленная на рис. 5 трехмерная модель соответствует одновременно клиновидному рупору с условием $l_E = l_H$ и пирамидальному рупора с условием $l = l_H = l_E$.

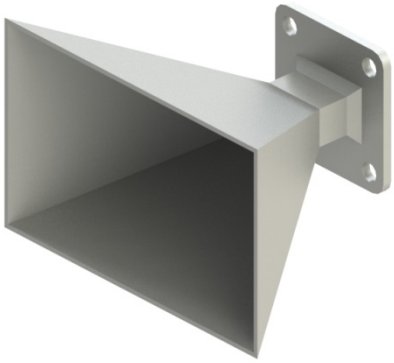


Рис. 5. Проектное решение, соответствующее двум различным ветвям проектных маршрутов

Несмотря на то, что трехмерные информационные образы одинаковы, решения относятся к различным ветвям проектных маршрутов, но значения выходных проектных параметров (таких как ширина диаграммы направленности, коэффициент усиления и др.) будут совпадать, подтверждая эквивалентность этих решений.

На основе формального представления, программным путем разрабатываются окно отображения компонентов класса, в котором, после выбора компонента, выводится панель задания значений проектных параметров, на основании которых формируется проектное решение. Программная реализация сформированной процедурной модели представляет собой код проектных процедур (и входящих в их состав проектных операций), и их дальнейшее выстраивание в порядке, определяемом выбранным элементом класса.

Структурно-логическое связывание проектных процедур, происходящее в ходе программной реализации, позволяет осуществлять проектирование класса устройств, при этом оставаясь в строгих рамках правил и алгоритмов, определяемых стандартами и техническими требованиями. Следовательно, достаточно задать исходные данные – техническое задание, чтобы получить на выходе решение, удовлетворяющее как ему, так и НТД.

Полученные в результате функционирования разработанной ФА САПР 3D-модели могут быть сохранены в формате ISO 10303 STEP [3], обеспечивающем их дальнейшее открытие, обработку и сохранение в любых современных САПР.

Список литературы

1. Tsygankov, D. Formation of functionally adapted CAD systems of waveguide SHF devices / D. Tsygankov, I. Gorbachev, A. Pokhilko // Interactive Systems: Problems of Human - Computer Interaction. – Collection of scientific papers. – Ulyanovsk: USTU, 2013. – P. 284–288.

2. Цыганков, Д.Э. Формирование функционально адаптированных САПР классов технических объектов / Д.Э. Цыганков // Междисциплинарные исследования в области математического моделирования и информатики: материалы науч.-практ. internet-конф. – Ульяновск: SIMJET, 2013. – С. 140–144.

3. Похилько, А.Ф. САПР Антенны рупорные волноводные / А.Ф. Похилько, И.В. Горбачев, Д.Э. Цыганков // РОСПАТЕНТ. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013617512 от 15.08.2013.

4. Горбачев И.В. Формирование инструментов проектирования устройств волноводного тракта СВЧ / И.В. Горбачев, А.Ф. Похилько, Д.Э. Цыганков // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ, 2013. – С. 274–277.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ В ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ

В. П. Собина, А. В. Турецкий, О. Ю. Макаров (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: vadimsobina@gmail.com

Предлагается усовершенствование процесса проектирования радиоэлектронных модулей (РЭМ) путем использования искусственного интеллекта, а именно экспертной системы в совокупности с базой знаний, соответствующей данной области.

Экспертные системы стали активно развиваться в 70-х – 80-х годах. С того времени было создано множество разнообразных экспертных и диагностических систем, большая часть которых действует и сегодня. Самыми известными из них являются MYCIN, служащая для диагностики и лечения инфекционных заболеваний, и PROSPECTOR, предназначенная для геологической разведки месторождений полезных ископаемых.

Самая популярная область применения экспертных систем – медицина. Исследования работы ЭС MYCIN, проведенные в Стэндфордском университете, показали, что система оказалась чрезвычайно эффективна для диагностики инфекций и обучения врачей, а ее механизм логического вывода E-MYCIN был успешно применен для создания многих других ЭС, таких, как NEOMYCIN и PUFF для исследования легочных заболеваний.

В 1984 году система PROSPECTOR точно предсказала существование месторождения молибдена, оцененного в многомиллионную сумму [5].

В качестве современных ЭС можно назвать быстродействующую систему OMEGAMON (фирма Candle, с 2004 г. IBM) для отслеживания состояния корпоративной информационной сети и G2 (фирма Gensym) – коммерческую экспертную систему для работы с динамическими объектами.

Итак, экспертная система – это вычислительная система, в которую включены знания специалистов о некоторой узкой предметной области в форме базы знаний. Экспертные системы должны уметь принимать решения вместо специалиста в заданной предметной области [4].

Преимущества экспертных систем перед человеком-экспертом:

1) Постоянство. Человеческая компетенция ослабевает со временем. Перерыв в деятельности человека-эксперта может серьёзно отразиться на его профессиональных качествах.

2) Простота передачи знаний. Передача знаний от одного человека другому – долгий и дорогой процесс. Передача искусственной информации – это простой процесс копирования программы или файла данных.

3) Устойчивость и воспроизводимость результатов. Экспертные системы устойчивы к «помехам». Человек же легко поддается влиянию внешних факторов, которые непосредственно не связаны с решаемой задачей. Эксперт-человек может принимать в тождественных ситуациях разные решения из-за эмоциональных факторов. Результаты экспертной системы – стабильны.

4) Стоимость. Эксперты, особенно высококвалифицированные обходятся очень дорого. Экспертные системы, наоборот, сравнительно недороги. Их разработка дорога, но они дёшевы в эксплуатации [3].

Исходя из всех вышеперечисленных преимуществ и успешных примеров применения, предлагается использовать ЭС в процессе проектирования радиоэлектронных модулей и средств.

Экспертная система должна обладать следующими тремя основными чертами:

1) содержать базу знаний человека-эксперта в данной области, позволяющих найти решение проблемы на основе опыта эксперта;

2) иметь возможность усовершенствования – пополнения базы знаний экспертом;

3) уметь моделировать процесс человеческого мышления для решения неструктурированных и неформализованных задач, которые требуют для своего решения знания и опыт профессионала.

Для создания прототипа экспертной системы, решающей проблемы проектирования РЭМ необходимо наполнение базы знаний соответствующими знаниями в данном направлении. Для определения будущей конструкции РЭМ необходимо учитывать знания и опыт эксперта-профессионала применительно к различным требованиям, таким как:

- минимальные габариты и вес будущего устройства;
- оптимальный температурный режим;
- устойчивость к внутренним и внешним электрическим и магнитным полям и помехам;
- устойчивость к различным механическим нагрузкам;
- надежность;
- эргономичность изделия и др.

Таким образом, база знаний должна быть наполнена знаниями эксперта в данных областях.

Для построения прототипа экспертной системы решено использовать оболочку «Малая экспертная система 2.0». Она представляет собой простую экспертную систему, использующую байесовскую систему логического вывода. Она предназначена для проведения консультации с пользователем в какой-либо прикладной области (на которую настроена загруженная база знаний) с целью определения вероятностей возможных исходов и использует для этого оценку правдоподобности некоторых предпосылок, получаемую от пользователя. Для создания новой или редактирования уже имеющейся базы знаний разработан собственный редактор, что весьма удобно. Оболочка является бесплатной.

База знаний для данной ЭС представляет собой текстовый файл (который в дальнейшем может быть зашифрован), включающий три секции со следующей структурой:

1) Описание базы знаний, имя автора, комментарий и т.п.
2) Свидетельство № 0 (любой текст)
   Свидетельство № 1
   Свидетельство № 2
   ...
   Свидетельство № N.
3) Исход № 0, P [, i, Py, Pn]
   Исход № 1, P [, i, Py, Pn]
   Исход № 2, P [, i, Py, Pn]
   ...
   Исход № M, P [, i, Py, Pn]

Смысл первых двух секций вполне понятен из приведённой схемы. Последняя секция требует более подробного рассмотрения. В ней перечисляются правила вывода: каждое задаётся в отдельной строке; перечисление заканчивается с концом файла.

В начале описания правила вывода задаётся исход, вероятность которого меняется в соответствии с данным правилом. Это текст, включающий любые символы, кроме запятых. После запятой указывается априорная вероятность данного исхода (P), т.е. вероятность исхода в случае отсутствия дополнительной информации. После этого через запятую идёт ряд повторяющихся полей из трёх элементов. Первый элемент (i) – это номер соответствующего вопроса (симптома, свидетельства). Следующие два элемента (Py = P(E/H) и Pn = P(E/неH)) – соответственно вероятности получения ответа «Да» на этот вопрос, если возможный исход верен и неверен. Эти данные указываются для каждого вопроса, связанного с данным исходом.

Значения P(E/H) и P(E/неH), подставленные в теорему Байеса [2], позволяют вычислить апостериорную вероятность исхода, т.е. вероятность, скорректированную в соответствии с ответом пользователя на данный вопрос:

$$P(H/E) = P(E/H) * P(H)/(P(E/H) * P(H) + P(E/неH) * P(неH)) \quad (1)$$

или

$$Рапостериорная = Py * P/(Py * P + Pn * (1 – P)). \quad (2)$$

Вероятность осуществления некой гипотезы H при наличии определенных подтверждающих свидетельств E вычисляется на основе априорной вероятности этой гипотезы без подтверждающих свидетельств и вероятностей осуществления свидетельств при условиях, что гипотеза верна или неверна.

Заключение

Практическое применение подобной ЭС на предприятиях или в учебном процессе направлено на снижение временных и материальных затрат, а значит на увеличение эффективности работы и повышение квалификации специалистов.

Список литературы

1. Андрейчиков, А.В. Интеллектуальные информационные системы: учебник / А.В. Андрейчиков, О.Н. Андрейчикова. – М.: Финансы и статистика, 2004.

2. Нейлор К. Как построить свою экспертную систему: пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 286 с.: ил.

3. Материалы сайта http://www.aiportal.ru

4. Материалы сайта http://www.tadviser.ru

5. Материалы сайта http://www.interface.ru

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА НА МАЛЫХ ПРЕДПРИЯТИЯХ РАДИОПРИБОРОСТРОЕНИЯ

К. О. Похабов, Р. С. Трегубов, С. И. Трегубов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: konstantin_pohabov@mail.ru

Приведены достоинства электронного документооборота на малых производственных предприятиях радиоприборостроения. Описаны его преимущества перед бумажным документооборотом. Представлен способ перехода от бумажной документации к электронной.

Интеграции данных об изделии представляет собой технологию управления всеми данными об изделии (*PDM*) и процессами, создающими и использующими эти данные в течение всего жизненного цикла изделия (ЖЦИ).

Преимущества от внедрения *PDM*-технологий на небольших производственных предприятиях, как правило, не вызывают сомнения. Главными плюсами являются возможность управления всеми данными об изделии и информационными процессами ЖЦИ и создание единого информационного пространства, которое позволяет структурировать хранение данных по изделиям. Доступ к данной информации возможно осуществлять с рабочих мест сотрудников, тем самым появляется возможность уменьшить затраты времени на проектирование и разработку изделия. Кроме того, использование *PDM*-систем позволяет контролировать как общий ход проектных работ, так и выполнение конкретных операций.

Все процессы на любом предприятии неразрывно связаны с документацией и документооборотом. Из этого следует, что для проведения оптимизации производственных процессов необходимо сначала произвести оптимизацию документооборота. Одним из способов такого совершенствования является переход от бумажной документации к электронной, поскольку первая имеет ряд недостатков, например:

- неизбежная потеря документов;
- попадание документов и информации, содержащейся в них, третьему лицу;
- накопление множества документов, назначение и источник появления которых неясны;
- большие затраты времени на подготовку и согласование документов, как следствие – малая скорость обработки информации, а значит – медленная реакция на новые воздействия;
- невозможность обеспечить быструю передачу исходных документов и информации должностным лицам, принимающим решения;
- трудность установления истории работы с документами;
- непроизводственные затраты рабочего времени на поиск необходимого документа и на формирование тематической подборки документов.

Оценку документооборота в ряде малых производственных предприятий радиоприборостроения можно провести по схеме типа *IDEF0*, представленную на рис. 1.

Данная схема иллюстрирует документооборот, который существует на большинстве предприятий производственной отрасли. Чаще всего он представлен в виде бумажной документации, которая замедляет деятельность организации. Основными проблемами, с которыми сталкиваются такие предприятия, являются: передача информации в бумажном виде, личный контроль выполнения хода производственных и проектных работ, затрачивающий время, которое возможно было бы использовать на непосредственные трудовые обязанности. Вследствие чего, руководитель при выдаче задания и планировании трудового процесса вынужден затрачивать время на проведение личных встреч с подчиненными и обсуждение этапов предполагаемых работ. Кроме того, трудности вызывают отсутствие единого сервера для хранения информации о продукции и единого информационного пространства, вследствие чего происходит сокращение эффективности всего производства. В свою очередь, это может привести к снижению рентабельности предприятия и ослаблению его позиций на рынке.

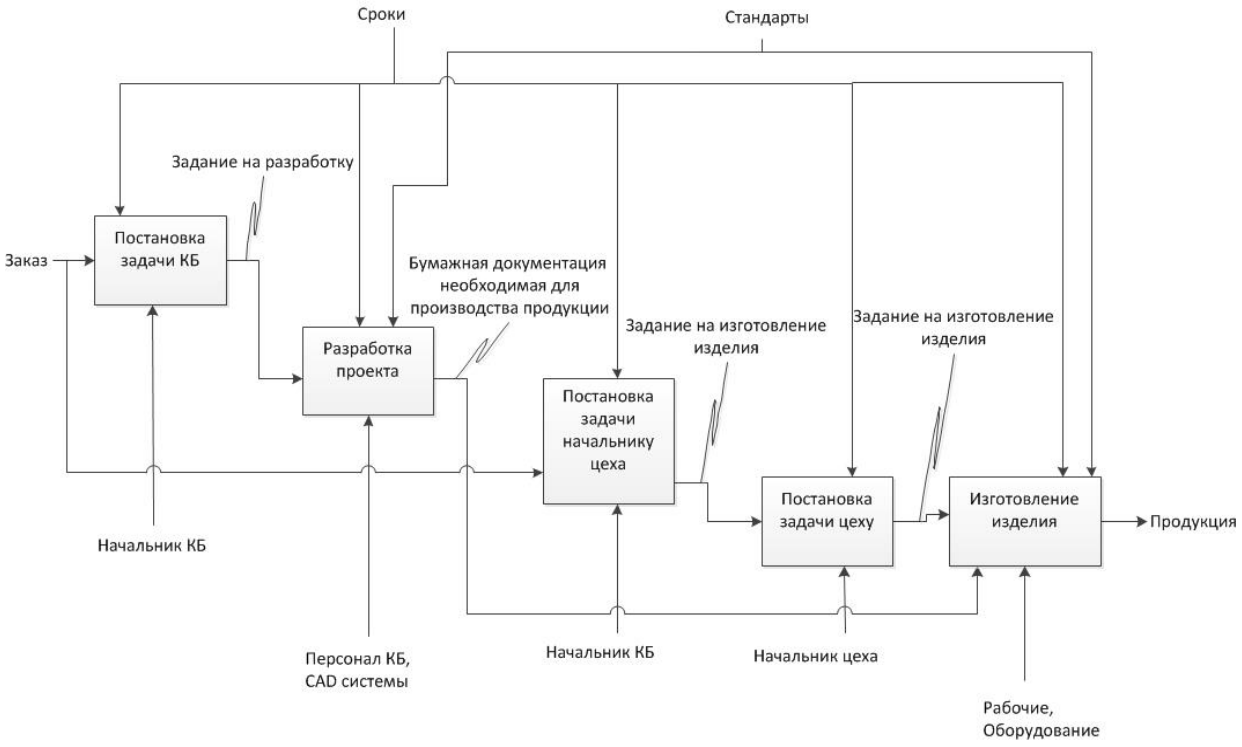


Рис. 1. Схема IDEF0 документооборота малого производственного предприятия

Еще одним недостатком бумажного документооборота становится необходимость выделения отдельного места для хранения бумажной документации, но не каждая организация имеет такую возможность.

Несмотря на то, что некоторые документы могут быть представлены в электронном виде, без единого информационного пространства, они хранятся на каждом ПЭВМ отдельно. Поэтому они часто дублируются, повторяются, и это приводит к накоплению лишней документации и путанице в ней.

Если же правильно выстроить систему электронного документооборота, это обеспечит ряд преимуществ и новых возможностей:

- унификация работы с документами и оптимизация их движения между структурными подразделениями;
- усиление контроля за работой сотрудников, автоматизация систем менеджмента качества;

- снижение расходов на бумажный документооборот и оптимальное объединение электронного и бумажного документооборота;
- облегчение взаимодействия специалистов различных подразделений;
- сокращение сроков на обработку документации;
- принятие оптимальных управленческих решений, благодаря удобству анализа четко структурированной информации по всем бизнес-процессам и документообороту;
- повышение эффективности работы каждого сотрудника и организации в целом.

Один из вариантов современного документооборота изображен на схеме типа *IDEF0*, представленной на рис. 2.

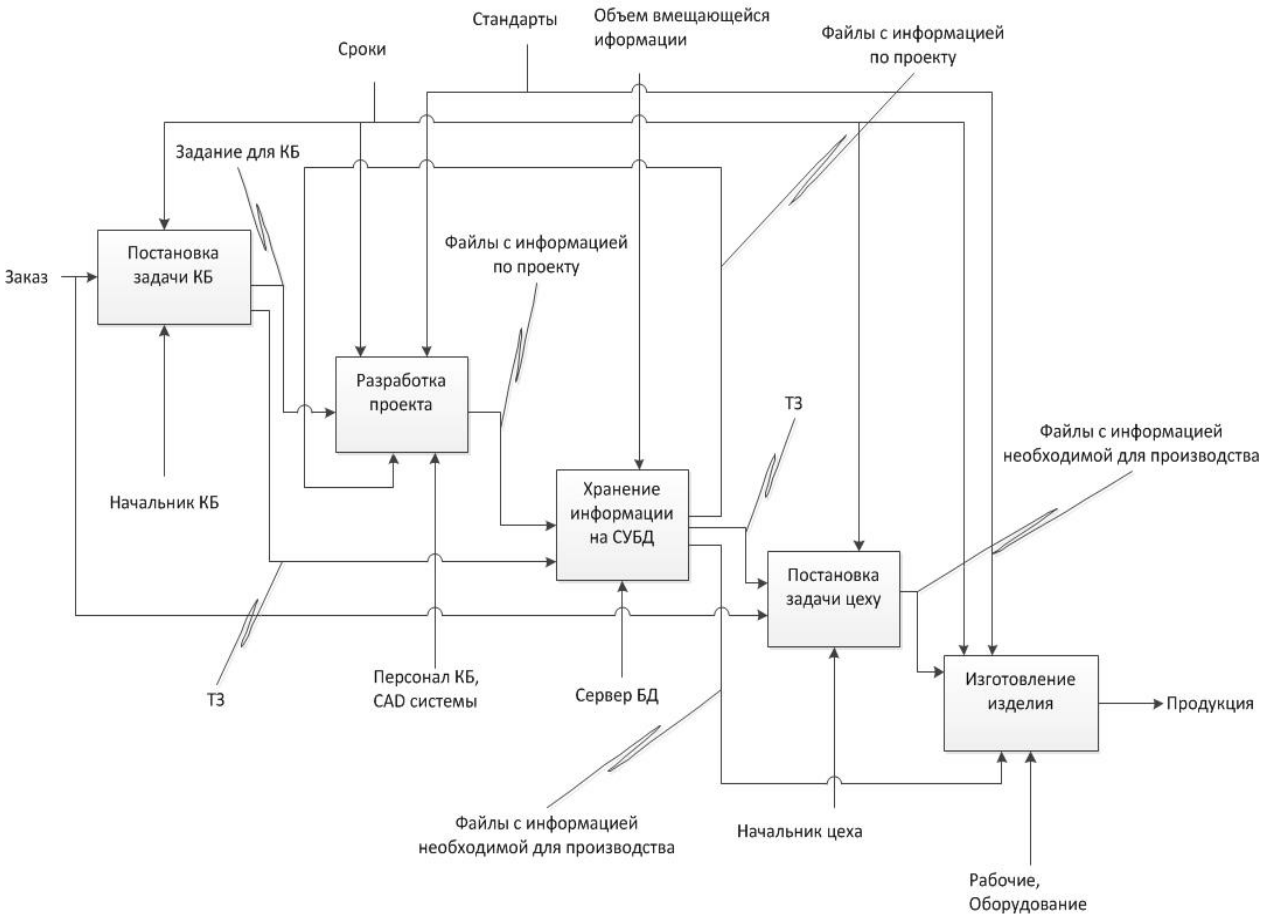


Рис. 2. Схема электронного документооборота малого производственного предприятия

Для перехода предприятия на электронный документооборот необходимо объединить всех участников ЖЦИ в одну локальную сеть с доступом к серверу управления базами данных (СУБД). При таком подходе информацию по изделию можно добавлять и хранить на едином сервере, откуда ей смогут воспользоваться все сотрудники предприятия, связанные с производством данной продукции. В это случаи, получаемая информация всегда актуальна, а возможность ее потери - минимальна. Кроме того, место, необходимое для хранения документов, снижается до объемов жесткого диска сервера.

Все эти изменения приведут к существенному ускорению документооборота и экономии рабочего времени сотрудников. Документы в электронном виде обладают повышенной безопасностью и конфиденциальностью; упрощается архивный поиск документов, появляется возможность отслеживания работ по выпущенным документам. Электронный документооборот делает более прозрачной работу всех участников ЖЦИ и повышает эффективность работы предприятия в целом.

Список литературы

1. Технологии PLM и ИЛП [Электронный ресурс]: электрон. журнал. – Электрон. дан. – Режим доступа http://www.cals.ru/emag/ – загл. с экрана.

2. Ширяев, Н. К вопросу о сравнении и выборе *PLM/PDM*-решений / Н. Ширяев // САПР и графика. Март/2013. 28 – 31 с.

3. Directum [Электронный ресурс]: информационный портал – Электрон. дан. – Режим доступа http://www.directum.ru/425833.aspx – загл. с экрана.

ВОПРОСЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Ю. А. Каленчиц, Н. П. Томилина, С. И. Трегубов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: yura77707@mail.ru

Приведены задачи технологической подготовки производства. Описаны функциональные возможности трёх различных CAM-систем.

В современном мире процесс изготовления печатных плат достаточно трудоёмкий. Он включает в себя этап подготовки к производству, который играет немаловажную роль. Технологическая подготовка данных к производству может составлять значительную долю затрат и нуждается в специалистах, обладающих знаниями технологии производства и способных работать со специализированными программами типа *CAM*.

Как правило, данные полученные при автоматизированном проектировании печатных плат (ПП) в формате *PCB* невозможно использовать при технологической подготовке. Для решения данной проблемы появились различные *CAM*-системы. Такие системы являются специализированным программным обеспечением и служат для решения поставленных задач перед технологической подготовкой к производству:

1. Подготовка и оптимизация проекта под производственные возможности, которая включает в себя:

- *DRC*-проверку (поиск узких мест между проводниками, контроль ширины проводников);
- редактирование отдельно взятых проводников и контактных площадок (изменение размеров);
- мультиплицирование плат (размещение нескольких плат на одной заготовке);
- каплевидное сглаживание стыков проводника и контактной площадки;
- вычисление площади металлизации.

2. Создание *gerber*-файлов для фотоплоттера.

3. Создание *gerber*-файла трафарета для последующего изготовления.

4. Подготовка данных для станков с ЧПУ и для программы автоматического поверхностного монтажа, создание программы промежуточного и заключительного электро-контроля.

Более того, применение *CAM*-систем помогает устранять большинство ошибок, возникающих при проектировании и, благодаря этому, уменьшать процент брака при производстве.

В зависимости от используемых *CAD*-систем, подготовка к производству может осуществляться различными *CAM*-программами и модулями.

На сегодняшний день, одной из наиболее популярных систем проектирования среди разработчиков является *AltiumDesigner*. Более поздние версии этой системы поддерживают

модель сквозного проектирования – программные модули (проектирования, моделирования и пр.) имеют «горячую» (в реальном времени) связь с друг с другом. Такая модель позволяет решить проблему импорта/экспорта файлов между *CAD* и *CAM*-модулями.

В системе *AltiumDesigner* модулем, отвечающим за подготовку данных к производству –*CAMtastic.* Ранняя версия этого программного средства является приложением к пакетам *P-CAD* и *Protel* и поставлялась бесплатно. Более поздняя версия уже считается автономным продуктом. *CAMtastic* имеет все необходимые функции: генерировать *gerber*-файлы для создания трафаретов и фотошаблонов, файлы для сверления и фрезерования.

В последней версии *CAMtastic DXP*, построенной на базе интегрированной среды проектирования *DesignExplorer*, исправлены ошибки с обработкой таблиц метрических апертур и русских шрифтов. Добавлена возможность обработки формата *Gerber*, появился макрорекордер, позволяющий автоматизировать большинство процедур с помощью специального языка *ClientBasic*, введена поддержка формата *ODB++*, в версии 2004 года также возможно генерировать файлы для электро-контроля в общепринятом формате *IPC-D-356A*.

Так же к достоинствам можно отнести простоту интерфейса (рис. 1).

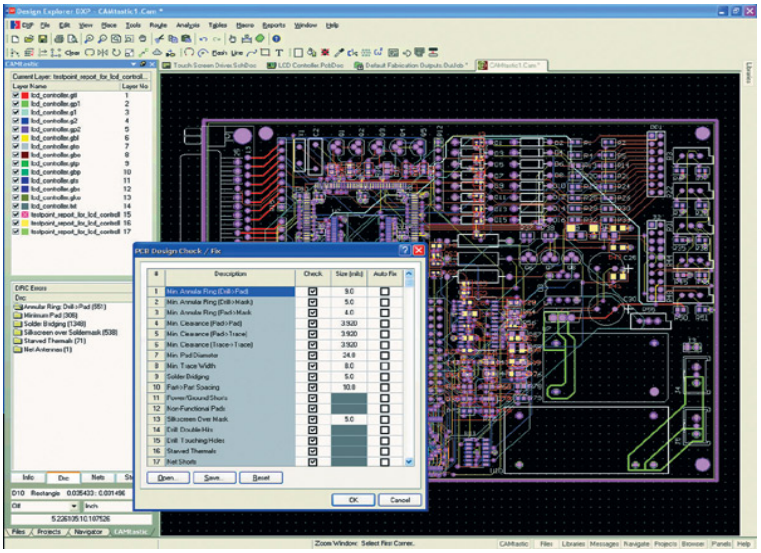


Рис. 1. Графический интерфейс программного средства *CAMtastic*

К минусам данного программного продукта можно отнести отсутствие возможности подготовки данных для программы поверхностного монтажа, вычисления площади металлизации, также мультиплицирования плат на заготовке.

В целом, несмотря на то, что программа достаточно проста, она обладает всеми необходимыми функциями.

Другой популярной системой проектирования является *Mentorgraphics.* Этот комплекс программных средств считается одним из самых сложных в проектировании ПП. Пакет поддерживает модель сквозного проектирования. Модулем, отвечающим за технологическую подготовку, является *FablinkXE* (рис. 2).

Данное программное средство интегрировано с программой проектирования *MentorExpeditionflow*, что позволяет осуществлять обмен данными об обнаруженных ошибках между модулями в реальном времени.

Возможности программы:

- мультиплицирование плат на одной заготовке;
- простота размещения платы на заготовке (задается указанием строк/столбцов матрицы и шагом смещения по осям X/Y, а также необходимостью централизации матрицы относительно панели);
- возможность поворота, смещения и зеркального отражения платы на заготовке;

- функция *CupperBalancing* (создание на технологическом поле полигона из медной сетки);
- детализация отдельных областей путём выносок, которые изменяются синхронно с изменениями в плате;
- нанесения линий для скрайбирования;
- вывод данных для производства (аналогичный выводу в *Expedition PCB*) в виде информации по изготовлению фотошаблонов, по сверлению и фрезерованию (*Gerber-,Drill-,Cut-* и *Row*-файлы);
- простановка необходимых размеров и документирование панели в виде *pdf*-файла;
- подготовка данных в формате *.txt* для программы автоматизированного поверхностного монтажа.

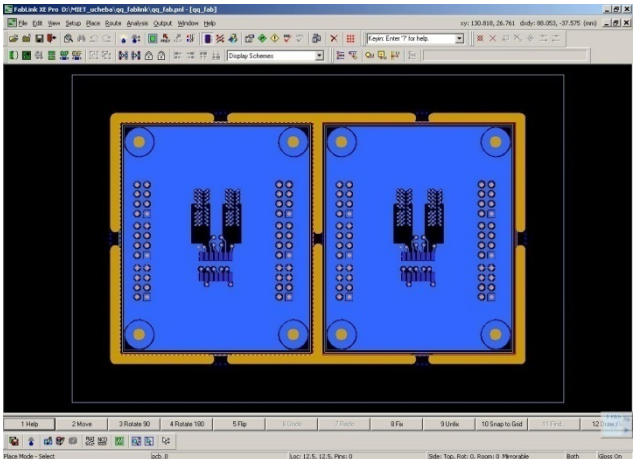


Рис. 2. Графический интерфейс программного средства *FablinkXE*

К плюсам можно отнести возможность автоматизировать процесс посредством создания макросов. Так же есть возможность представлять свои предложения по доработке программы непосредственно компании-разработчику.

К минусам можно отнести то, что программа поставляется только вместе с пакетом *MentorExpeditionflow* и не может функционировать автономно. Отсутствует возможность создания программы для электро-контроля. Ещё одним недостатком является высокая цена программного средства.

Альтернативой таким модулям, как *FabLinkXE* и *CAMtastic* могут служить автономные *CAM*-системы. Наиболее распространенной специализированной программой для технологической подготовки производства считается *CAM*350.

Ранее облегченная версия этого продукта поставлялась с пакетом *ACCEL EDA*, поэтому имела схожую с ней идеологию и позволяла загружать проект платы не в виде набора *gerber*-файлов, а файл *PCB* с сохранением информации об электрических связях. Сейчас же функциональные возможности *CAM*350 достаточно широки, программа способна решать все задачи, поставленные перед технологической подготовкой производства. Более того, в последней версии добавлены:

- модуль *ProjectExplorerBar*, позволяющий расширить графический интерфейс за счёт функций просмотра;
- поиск цепей, компонентов, *D*-кодов и других элементов проекта возможен из любого редактора, что позволяет упростить верификацию данных;
- функция *FlipPanel* позволяет зеркалить платы при мультиплицировании;
- модуль *StreamCheck* имеет функции фильтрации ошибок, возникающих из-за проблем с обеспечением точности при переводе координат из дюймов в метрическую систему и наоборот;

- функция «горячей связи» с *CAD*-системой *MentorGraphics*, которая обеспечивает отсылку данных об обнаруженных ошибках в *gerber*-файлах обратно в систему проектирования [3].

Помимо этого, *CAM*350 обладает достаточно простым и удобным интерфейсом (рис. 3).

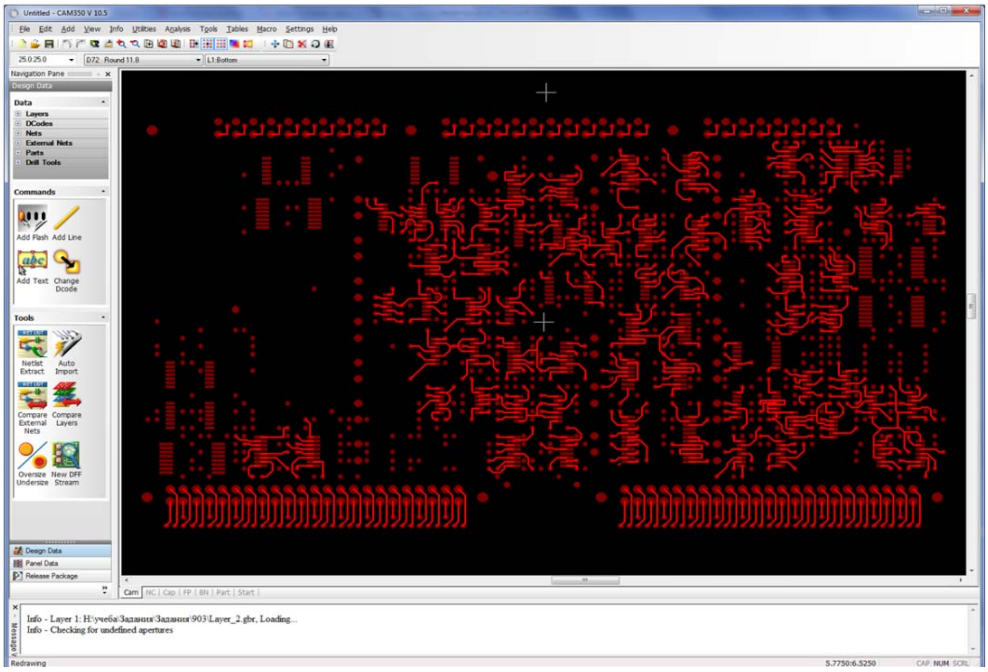


Рис. 3. Графический интерфейс программы *CAM350*

К достоинствам также можно отнести возможность автоматизации большинства операций путём встраивания макросов (в *CAM*350 встроен язык программирования *Basic*) и детальную *DRC*-проверку.

Сведения о цене достаточно расплывчаты. Цена последних версий находится в среднем ценовом сегменте CAM-систем.

Заключение

Рассмотрев несколько *CAM*-систем можно подвести итог. Функциональные возможности *CAMtastic* позволяют решать большую часть задач, поставленных перед технологической подготовкой к производству. Однако, наряду с этим, их недостаточно для подготовки данных на крупных производствах ПП высокого класса точности.

В тоже время, функциональные возможности модуля *FabLinkXE* на порядок выше. Но, тем не менее, модуль *FabLinkXE* может конкурировать с автономными *CAM*-программами только при использовании системы проектирования MentorGraphics, что делает его малоэффективным программным средством.

Альтернативой модулю *FabLinkXE* может служить программа *CAM*350. Программа *CAM*350 способна проводить детальную подготовку и оптимизацию высокотехнологичных проектов под производственные возможности. Из-за соотношения цена – качество *CAM*350 является наиболее распространённой программой для подготовки к производству в России.

Список литературы

1. Потапов Ю. Обзор САПР печатных плат / Ю. Потапов // Новости микроэлектроники [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/03_04/7.htm.

2. FablinkXE. Система проектирования многоплатных технологических панелей интегрированная со средой AutoActive [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.cathedra.me/cathedra/mentor_graphics/activity/PCB/fablinkXE.php

3. Технологии в электронной промышленности. Компания DownStreamTechnologies выпустила новую версию пакета подготовки производства печатных плат CAM350 v10. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.tech-e.ru/899.php

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РЕГУЛИРОВОЧНЫХ И НАСТРОЕЧНЫХ РАБОТ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Е. И. Кротова

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
150000, г. Ярославль, ул. Советская, 14
E-mail: ken@uniyar.ac.ru

Предлагается использовать в качестве критерия оценки качества регулировочных и настроечных работ вид распределения выборочных значений регулировочных параметров, который определяется с помощью параметра идентификации, обеспечивающего однозначность и точность проводимой операции.

Регулировка и настройка радиоэлектронных изделий является основной операцией радиотехнического производства. Под регулировочными и настроечными операциями (РНО), согласно определений, понимают комплекс работ по доведению параметров радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) до величин, соответствующих требованиям технических условий (ТУ), и обеспечивающих допуск разброса параметров, который гарантирует эффективное функционирование аппаратуры в условиях эксплуатации.

Проведение РНО необходимо, чтобы устранить погрешности изготовления деталей, радиокомпонентов, элементов и сборки узлов, в том числе предопределенных заранее.

РНО включают настройку резонансных систем, сопряжение электрических параметров отдельных узлов со всей аппаратуры в целом, установку определенных режимов блоков и узлов, подгонку некоторых элементов и т. д.

РНО – это ряд операций, не изменяющих схему и конструкцию изделия, а лишь компенсирующих неточность изготовления радиокомпонентов и сборки элементов РЭА собственного производства.

Различают эксплуатационную и заводскую регулировку. Если изготавливается опытный образец изделия, то процесс регулировки может сопровождаться частичным изменением электрической схемы и конструкции.

Регулировку проводят на специализированных рабочих местах регулировщиков, содержащих комплект измерительных приборов.

Регулировка может осуществляться до достижения заданных параметров по измерительным приборам или сравнением ненастроенного узла с эталонным образцом (метод электрического копирования) с последующей подстройкой до требуемого значения.

Широкое распространение на предприятиях получили технологические инструкции по регулировке, которые содержат перечень измерительной и регулировочной аппаратуры, приспособлений и инструмента, структурную схему рабочего места последовательную методику процесса регулировки по пунктам, перечень характерных неисправностей и способы их обнаружения и устранения, порядок сдачи ОТК отрегулированного узла и указания по технике безопасности.

На современных предприятиях все чаще применяется автоматизированная регулировка серийных изделий. Для ознакомления с этой методикой необходимо изучить способы математического моделирования регулировочных работ. Они сводится к функциональ-

ному описанию параметров регулировки. Параметр изделия ε – заданная функция многих переменных ε = f(x, y, z, ...) [1].

Каждый из выходных параметров изделия $\varepsilon_1 \ldots \varepsilon_n$ представляет собой функцию многих переменных, т. е.

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= f(x, y, z, ...); \\ \varepsilon_2 &= f(x,y,z, ...); \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots.. \\ \varepsilon_n &= f(x, y, z, ...); \end{aligned} \qquad (1)$$

где x, y, z – параметры входящих в схему деталей, элементов, узлов.

Цель регулировки заключается в получении по всем параметрам удовлетворения условия

$$|\varepsilon_{oi} - |\varepsilon_i| \le \varepsilon_{доп}, \qquad (2)$$

где ε_{oi} – номинальное значение выходного параметра по ТУ; ε_i – фактическое значение *i*-го параметра, полученное в результате регулировки; $\varepsilon_{доп}$ – допустимое значение погрешности *i*-го параметра.

Для объекта регулировки в целом, РНО можно представить как процесс оптимизации, осуществляющий поиск экстремума некоторой обобщенной функции качества Q изделия j, определяемой совокупностью значений варьируемых параметров $\varepsilon_j\{x_j, y_j, z_j, ...\}$, или совокупностью частных функций качества q. К частным функциям q можно отнести: статистическую погрешность системы, среднеквадратическую погрешность в определенном режиме работы, время переходного процесса и т.д.

Если $Q = \sum_{i=1}^{n} q_i$, то частные функции качества желательно выбирать так, чтобы они определялись одним-двумя варьируемыми параметрами ε_j:

$$Q = \sum_{j=1}^{n} q(\varepsilon_j) \to \text{extr}. \qquad (3)$$

Все РНО можно классифицировать по тем признакам, которые применяют в качестве критериев выполнения задач [2, 3].

Процессы регулировки подразделяются на процессы, оптимизирующие обобщенные, частные или комбинированные функции качества системы.

Частные функции являются логической или аналитической зависимостью между фазовыми координатами настраиваемой системы в определенном типовом режиме работы и информационными сигналами.

Обобщенные функции качества составляют логическую или аналитическую зависимость между регулируемыми координатами системы для различных режимов работы и информационными сигналами.

Комбинированные функции качества являются сочетаниями обобщенных и частных функций качества.

Функции качества РНО разделяются на процессы, использующие принципы поисковой настройки, аналитической настройки или сочетания принципов поисковой и аналитической.

Поисковая настройка осуществляет изменение варьируемых параметров настраиваемой системы путем поиска условий экстремума оптимизируемой функции качества. При этом необходимо вводить пробные (тестовые) сигналы. Поисковые системы регулировки по способу поиска экстремума можно разделить на системы с независимым поиском, когда абсолютные значения скоростей изменения варьируемых параметров не зависят от отклонения

текущего значения функции качества от экстремального значения, и системы с зависимым поиском, когда скорости изменения варьируемых параметров являются функциями отклонения текущего значения оптимизируемой функции качества от экстремального значения.

По организации движения к экстремуму поисковые системы регулировки делят на системы с разнесенными пробными и рабочими шагами и системы с совмещенными пробными и рабочими шагами.

При пробном шаге определяются направления изменения варьируемых параметров, а при рабочем шаге проводится изменение варьируемых параметров. Во втором случае изменяются варьируемые параметры и делается оценка влияния этих изменений на оптимизируемую функцию качества.

Аналитические (без поисковые) системы регулировки для получения информации о состоянии системы используют стимулирующие сигналы, имитирующие реальные сигналы, поступающие в систему в процессе функционирования, или специальные пробные сигналы.

По виду использования дополнительной информации без поисковые системы делятся на системы, использующие информацию о входном воздействии, частотных и временных характеристиках, процессах на границах устойчивости и комбинированную с использованием сочетаний указанных выше видов информации [1, 2].

Рис. 1. Автоматизированное рабочее место регулировщика

Качество выполнения РНО оценивается по определенным критериям качеств. Критериями качества РНО могут служить вид функции распределения погрешностей регулировки изделий или вид распределения контролируемых параметров с учетом установленного допуска [4, 5].

Установлены закономерности формирования выходных параметров в зависимости от назначения электрических схем. Доказано, что распределения выходных параметров редко описываются нормальным законом распределения, [3]. Реальные распределения выходных параметров отличаются между собой и от нормальных своей асимметричностью и островершинностью. Эти характеристики распределений, оцениваются коэффициентами асимметрии А и эксцесса ε, могут быть использованы в качестве критериев при анализе электрических схем и выполнении РНО с учетом получаемых распределений.

Однако, для однозначной идентификации вида распределения этих коэффициентов недостаточно. Для повышения точности идентификации вида распределения предлагается комплексный параметр D, являющийся комбинацией контрэксцесса χ, коэффициента асимметрии А и энтропийного коэффициента $k_э$ [4]:

$$D = k_э / \chi + \mathrm{A}, \tag{4}$$

$$k_э = \Delta_э / \sigma, \tag{5}$$

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}, \tag{6}$$

$$A = \frac{\mu_3}{\sigma^3}. \tag{7}$$

где σ – среднеквадратичное отклонение параметра (СКО); $\Delta_э$ – энтропийное значение погрешности (в расчетах берется погрешность прибора); μ_3 – момент третьего порядка.

Идентификация производиться для массивов всех выборочных значений параметров регулировки $\varepsilon_1 \ldots \varepsilon_n$, заданных выражением (1).

В электрических схемах, где регулировка осуществляется элементами настройки с плавно изменяющимися параметрами (потенциометры, переменные конденсаторы, подстроечные индуктивности), вид функции распределения выборочных значений выходных параметров близок к нормальному закону распределения. Математическое ожидание таких распределений при отсутствии систематических погрешностей измерительных приборов близко к номинальному значению самого параметра. Разброс выходных параметров настроенных изделий, характеризуется среднеквадратичным отклонением и определяется случайными погрешностями измерений. Значения коэффициентов асимметрии у нормальных распределений близки к нулю. При регулировке электрических схем подбором элементов, имеющих дискретные параметры, и элементами с плавно изменяющиеся параметрами, получаемые распределения характеризуются заметными асимметричностью.

Большую асимметричность и деформацию вершины имеют распределения выходных параметров изделий, в которых регулировка осуществляются подбором элементов с дискретными параметрами.

Взаимозависимые РНО выполняют с помощью подбора параметров двух или более элементов, которые могут быть общими для нескольких независимых электрических цепей. Это могут быть аттенюаторы сигналов, схемы генераторов сигналов, имеющие общие элементы колебательных контуров, многопредельные линии задержки. Перестройка или замена элементов таких схем отражается на всех параметрах изделия, зависящих от этих элементов. При взаимозависимых регулировочных операциях вид распределения значений регулируемых параметров значительно отличается от нормальных распределений. Математическое ожидание выходных параметров изделия может сильно отличаться от номинального значения. Асимметрия распределений явно выражена как левосторонняя, так и правосторонняя. Эксцесс таких распределений положителен, т.к. регулировщик стремиться получить параметры схемы, близкие к номинальному значению. При взаимозависимых РНО ширина поля допуска и рассеяние параметров после настройки изделий практически совпадают.

При автоматизированной регулировке можно вести постоянную статистическую обработку регулируемых параметров в реальном времени в компьютерной программе и идентификацию видов распределения по комбинированному параметру идентификации D, который вычисляется по формуле (4).

Приемка регулировочных работ ОТК может осуществляться автоматически.

На основании проведенного анализа можно сделать вывод, что при использовании в качестве характеристики правильности регулировки виды распределения выходных параметров изделий, можно установить основные закономерности этой технологической операции:

– на формирование видов законов распределений выходных параметров изделий существенное влияние оказывают особенности электрических схем и РНО;

– при двустороннем допуске на значения параметров РЭА получаемые распределения представляют собой одномодальные усеченные, трапециеидальные распределения, отличающиеся от нормальных асимметричностью и деформацией вершины;

– при РНО, осуществляемых элементами с плавно изменяющимися параметрами, распределения значений выходных параметров близки к нормальным, а ширина поля рассеяния существенно меньше ширины поля установленного допуска на регулируемый параметр.

Список литературы

1. Государственные стандарты СССР, РФ. Открытая база ГОСТов. http://www.Standart GOST.ru

2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учебник для вузов. – М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 528 с.

3. Яроцкий, В.Г. Основы проектирования радиоэлектронных средств: учеб. пособие / В.Г. Яроцкий. - Рыбинск: РГАТА, 2000. - 175 с.

4. Кротова, Е.И. Современный подход к вопросу показателей качества автоматического управления точностью в металлообработке / Е.И. Кротова; Яросл. гос. ун-т. – М., 1995 г. Деп. в ВИНИТИ АН РФ 24.07. 95 № 21 -В95, 18 с.

5. Кротова, Е.И. Контроль точности обработки деталей в продольном сечении / Е.И. Кротова // Междунар. науч.-техн. конф. «Современные методы обработки сигналов в системах измерения, контроля, диагностики и управления». 18-22 дек. 1995 г. Минск: БГУ. С. 57–59.

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПРОИЗВОДСТВА И УТИЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

О. Ю. Баранов, В. А. Барашков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: bvlan@mail.ru

Рассмотрены некоторые проблемы экологической безопасности, связанные с производством и дальнейшим использованием электронной техники. Особое внимание уделено вопросам утилизации отработавших электронных приборов и оборудования в некоторых странах Европы и Северной Америки.

Экологические проблемы электронной промышленности становятся все более острыми в последнее время, что связано с одной стороны с расширением производства электронных средств, вовлечением в это производство все новых стран и регионов Земного шара, а с другой – с усложнением электронных изделий и необходимостью использования в их производстве все новых, часто токсических веществ.

Различные операции и материалы, используемые при изготовлении изделий электроники, являются источниками огромного количества весьма токсичных отходов, оказывающих неблагоприятное воздействие на человека и биосферу. При изготовлении элементной базы, изделий электронной техники, при обработке, выращивании полупроводниковых кристаллов, при изготовлении интегральных схем, в процессе гальванического производства утилизация исходных материалов часто происходит с низким коэффициентом использования, огромное количество их идет в отходы, попадая в атмосферу, гидросферу, загрязняя почву. В окружающую среду попадают весьма токсичные вещества, включающие тяжелые металлы: ртуть, кадмий, мышьяк, свинец, шестивалентный хром и др. Таким образом, наряду с истощением природных запасов дефицитных материалов происходит загрязнение окружающей среды, что приводит к гибельным последствиям для отдельных экосистем и биосферы в целом.

Быстрое развитие электроники, которое немыслимо было представить всего десять-двадцать лет тому назад, приводит к тому, что электронные изделия быстро морально ус-

таревают и выбрасываются на свалки. Жизненный цикл телевизоров, телефонов, приборов глобальной навигации, офисного оборудования и т. п. становится все короче, а себестоимость производимой продукции все выше.

Необходимо учитывать, что в отходы поступает как правило, огромное количество чрезвычайно дефицитных материалов (стали, пластика, цветных и драгоценных металлов, стекла, древесины и др.), которые просто обязаны быть возвращены в процесс производства. Многие ценные компоненты электронных изделий (золото, серебро, редкие металлы), содержащиеся в печатных платах, аккумуляторах, кабелях, экранных мониторах, ртутных выключателях и пр. также выключаются из производственного оборота. При сжигании отходов на открытых полигонах, возникает особая проблема образования токсичных продуктов горения. Это характерно в частности для пластмасс, используемых при изготовлении электронных средств. В этом случае характерно образование чрезвычайно опасных химических веществ – диоксинов.

Особую опасность представляют полибромированные дифенил-эфиры ПБДЭ – группа веществ, которые до недавнего времени широко применялись в качестве замедлителей горения при производстве различных бытовых предметов: мебели, тканей, электроники, ковров, изделий из пластмассы. Сейчас эти вещества запрещены к использованию, хотя в изделиях, произведенных до 2004 года, они содержатся в достаточно высоких количествах. Установлено, что эта группа веществ может привести к острому отравлению людей, стать причиной бессонницы, потери аппетита, беспричинно возникающих депрессий, мышечной слабости и головных болей, снижения сексуальной активности и способности давать здоровое потомство.

В настоящее время использование замедлителей горения при производстве электронной техники запрещено. Рекомендовано исключить по возможности использование токсических компонентов. Усилия проектировщиков направлены на изготовление элементов конструкции из чистых пластмасс без добавок красителей, минимизацию состава применяемых пластмасс и других материалов. Выполнение этих требований приведет к упрощению дальнейшей переработки и утилизации снятых с эксплуатации электронных приборов.

Значительные экологические и экономические выгоды сулит переработка отходов электронной промышленности и повторное их использование. Она должна осуществляться путём разделения отходов на отдельные однородные компоненты, выделения химическими методами ценных для дальнейшего использования компонентов, направления их для повторного использования.

Многие страны предпринимают серьезные шаги в этом направлении, в первую очередь в области законодательства и регламентирования процессов утилизации и хранения отходов производства. В то же время в отношении ограничения использования опасных веществ при производстве электронного и электрического оборудования возникает проблема несоответствия между законами или административными постановлениями, принятыми отдельными странами Европейского Сообщества. Она вполне могут стать препятствием торговле и причиной несправедливой конкуренции внутри Сообщества. Таким образом, эти односторонние законодательные меры способны негативно сказаться на организации и функционировании международного рынка. В связи с этим в 2002 году Европейским Союзом была разработан совместный документ – Директива №2002/96 «Об отходах электрического и электронного оборудования», которая требует от всех европейских производителей оборудования и комплектующих брать на себя ответственность за производимый продукт после окончания его срока службы, включая стадии сбора, переработки и утилизации. В области практической реализации этой Директивы существует множество препятствий. Существует, к сожалению, мнение о том, что значительная часть материалов, содержащих ртуть, кадмий, свинец, шестивалентный хром, вещества, снижающие горючесть материалов, будут представлять потенциальную опасность для здоровья человека и состояния окружающей среды.

Снижению риска воздействия на здоровье людей и состояние окружающей среды могла бы послужить замена используемых сейчас в электронном производстве веществ менее опасными материалами. Ограничение использования этих опасных веществ может расширить возможности и повысить экономическую эффективность вторичного использования электронного и электрического оборудования и сократить негативное воздействие на здоровье служащих перерабатывающих предприятий.

В настоящее время многие страны предпринимают согласованные и индивидуальные шаги по снижению экологического риска, связанного с производством и последующей утилизацией отработанной электронной техники.

В Великобритании ввели запрет на выброс радиоэлектроники: старых телефонов, телевизоров и компьютеров на мусорные свалки. Это может привести к росту цен на новые устройства. Для таких товаров появляются отдельные места утилизации в соответствии с программой, разработанной в сотрудничестве с представителями электронной промышленности. Это позволяет ежегодно отсеивать до 4 500 тонн электронного мусора, а за счет его утилизации создаются новые рабочие места.

В США и в Европе существуют специальные рынки, где продаются демонтированные и восстановленные компоненты плат. Они поступают на рынок с производств, где используют робототехнические системы, обеспечивающие возможность идентификации и демонтажа только тех компонентов, которых недостает на складе. Однако приходится считаться с тем, что быстрое обновление элементной базы и относительно низкая стоимость новых компонентов приведут к серьезному ограничению повторного использования демонтированных компонентов неопределенной давности.

В Германии фирма FUBA перевела на коммерческую основу выделение от 92 % до 95% металлов из отходов пустых печатных плат за счет использования механических и гидрометаллургических методов разделения (рис. 1). Они включают измельчение, гранулирование, магнитное разделение, классификацию и электростатическое разделение. Совокупность композиций, получаемая от этой обработки, нашла свое применение в изготовлении изделий, имеющих в своем составе большое количество стекловолокна, а также в качестве наполнителей в производстве строительных материалов. Особенно успешным оказалось применение стеклополимерных композиций для производства емкостей и поддонов, стойких к химическому воздействию, по технологии, разработанной фирмой FUBA. Металлические составляющие отходов печатных плат (в основном медь) растворяются в таких сильных агентах, как серная и азотная кислоты, с последующим восстановлением меди.

Согласно новым правилам, производители не смогут вести продажи в Великобритании без наличия одобренной программы утилизации отходов. С обычных граждан никакой платы за утилизацию не предусмотрено, однако производители, скорее всего, поднимут потребительские цены с целью покрытия расходов на программу.

В китайском городе Гуйюй находится больше всего в мире предприятий по переработке электронных отходов. С конца 1980-х годов множество тонн электронных отходов из других стран было импортировано в Китай и утилизировалось в Гуйюй. В 2006 году в городе имелось более 5,5 тысяч предприятий по утилизации электронных отходов, на которых работало 30 тысяч человек. При этом ежегодно утилизировалось 1,5 миллионов тонн электронных отходов, что приносило $ 75 млн. дохода. Более 80 процентов отходов поступает сюда из-за рубежа. Например, жители США каждый год выбрасывают за ненадобностью 400 миллионов электронных изделий в год, в результате чего в 2005 году было получено 2,6 млн. тонн электронных отходов.

Процесс переработки телевизоров, компьютеров, мониторов, принтеров, сканеров, телефонов, факсов и видеозаписывающих устройств заключается в их разборке и повторном использовании добытых из них цветных металлов. Из полученных в ходе переработки продуктов электроники производят хорошего качества коробки, вывески, детали подсвечников, таблички и другие изделия по сравнительно низкой цене.

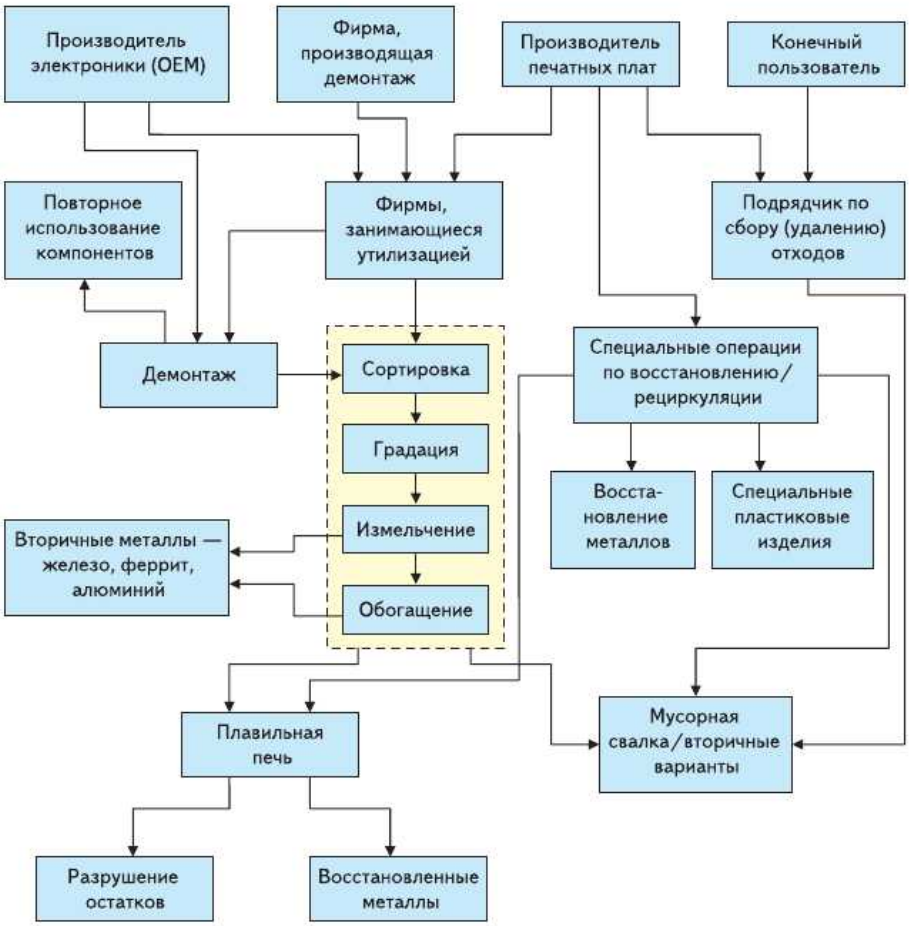


Рис. 1. Последовательность переработки отходов печатных плат

Экологический подход в области производства продуктов электроники может принести и приносит уже в настоящее время существенную экономическую выгоду тем странам, которые осознали необходимость срочных мер в области защиты здоровья своего населения и окружающей среды. Правительства этих стран стимулируют научные исследования по экологическому контролю технологических процессов в электронике и поискам альтернативных безопасных технологий в производстве электронных средств.

ПРОБЛЕМЫ ПОИСКА ИНСТРУМЕНТА ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

М. Г. Тёплых, М. Г. Кожурина, М. М. Петрова,
С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, ОАО «НПП «Радиосвязь»
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: kozhurina.mariya@mail.ru

Рассматривается проблема автоматизированного поиска инструментов в САПР технологических процессов ВЕРТИКАЛЬ. Имеющиеся возможности данной системы не позволяют полностью реализовать функции поиска. Предлагаются изменения структуры и состава баз данных инструментов и технологической оснастки.

Сегодняшний день требует от предприятия применения оптимальных методов и подходов к созданию и информационной поддержке изделия на всех стадиях его жизненного цикла.

Одной из основных задач по реструктуризации в предприятиях приборостроения, является полномасштабное внедрение ИПИ-технологий – технологий информационной поддерж-

ки изделий, что позволяет качественно повысить уровень развития предприятия. При комплексном применении ИПИ-технологий необходимо обеспечить единое интегрированное информационное пространство, позволяющее организовать взаимодействие всех участников жизненного цикла изделия в соответствии с требованиями системы международных стандартов.

В настоящее время активно внедряются элементы автоматизированного проектирования, связанные с изготовлением изделия (технологическая подготовка производства, формирование технологической документации и т. д.) – CAM-технологии. Основная информация, необходимая для составления или формирования техпроцессов содержится в БД PDM (Product Data Management – система управления данными об изделии) или PLM (Product Lifecycle Management – жизненный цикл изделия) систем. В этих базах содержатся данные по парку станков и приспособлений, применяемых инструментов, ограничительный список основных и вспомогательных материалов и т. д. Следовательно, временные затраты на подготовку технологических документов во многом определяются построением указанных БД.

Эти данные являются справочным материалом, которые нужны в максимальной степени подробности. Интерес для этих систем представляют не только технические параметры объектов, но и правила их взаимодействия, в процессе проектирования изделий и технологий их изготовления. Таким образом, встает вопрос о осуществлении поиска, при котором в качестве критериев отбора объектов можно задавать не только их атрибуты, но и взаимосвязи с другими объектами.

Из систем автоматизированного проектирования, разрабатываемых в России, наибольший интерес представляет САПР технологических процессов «ВЕРТИКАЛЬ».

Справочник, входящий в «ВЕРТИКАЛЬ», представляет собой полномасштабную систему управления нормативно-справочной технологической информацией, и является основным источником данных для системы «ВЕРТИКАЛЬ». Справочник может работать как автономно, так и в составе единого программного комплекса АСКОН для решения задач автоматизации конструкторско-технологической подготовки приборостроительных производств. Справочник является единой средой для хранения, доступа и обработки технологических данных, используемых в процессах конструкторско-технологической подготовки производства (КТПП).

Универсальный технологический справочник включает:

– Паспортные данные моделей оборудования для механообработки, штамповки, термообработки, сварки и др.

– Классификатор технологических операций и переходов, профессий.

– Типоразмеры инструмента.

– Типоразмеры станочных приспособлений.

– Модели грузоподъемных приспособлений.

– Марки материала режущей части режущего инструмента.

– Марки смазочно-охлаждающих жидкостей и режущих масел.

– Модели средств индивидуальной защиты.

Вся информация, хранящаяся в базе данных универсального технологического справочника, имеет иерархическую структуру. В процессе поиска и выбора данных можно использовать графическую информацию (изображения), различные фильтры и операции сортировки данных по нескольким критериям. Универсальный механизм автоматического подбора данных, реализованный в справочнике, позволяет технологу с легкостью разрабатывать технологические процессы.

Поиск определенного инструмента в справочнике идёт по определенным категориям:

– оборудование;

– слесарный инструмент;

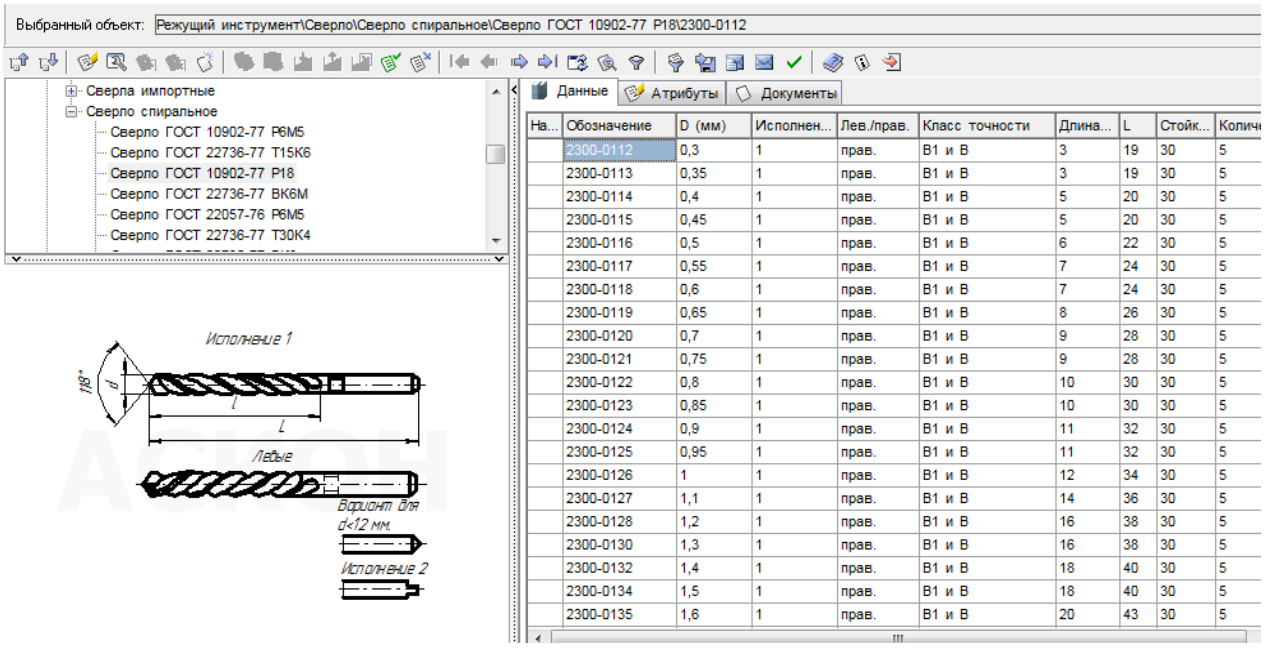
– измерительный инструмент;

– средства защиты;

– режущий инструмент;
– вспомогательный инструмент;
– приспособление;
– сборочный инструмент;
– сборочная оснастка;
– вспомогательный материал;
– штамповочный инструмент;
– оснастка покрытия.

К примеру, требуется найти инструмент для выполнения отверстий в слое материала – сверло. Необходимый инструмент выбираем в следующей последовательности: так как данный инструмент является режущим, то в окне предлагаемой оснастки выбираем режущий инструмент. Далее открывается справочник со всеми предлагаемыми инструментами, имеющий иерархическую структуру. Находим вкладку: сверло, и при её раскрытии появляются разные виды сверла: центровое, перовое, алмазное, импортное, спиральное. При выборе одного из видов сверла появляются разные исполнения данного сверла со своим ГОСТом и маркой. И затем выбирается необходимое сверло по диаметру, длине, исполнению, классу точности и стойкости. На рис. 1 приведен результат конечного поиска.

Но зачастую не всегда удается найти нужное оборудование или инструмент, на это уходит много времени и при осуществлении автоматического поиска также не всегда можно получить необходимую информацию. Подбор инструментальной оснастки, моделей оборудования и т. д. – все это так называемые «трудноформализуемые» задачи, которые без пространственного видения детали в САПР ТП не решаются. Нельзя в автоматическом режиме подобрать план обработки элементарной поверхности или режущий инструмент, не понимая при этом, какие поверхности детали лежат рядом и должны обрабатываться с одного установа.



На...	Обозначение	D (мм)	Исполнен...	Лев./прав.	Класс точности	Длина...	L	Стойк...	Колич
	2300-0112	0,3	1	прав.	B1 и B	3	19	30	5
	2300-0113	0,35	1	прав.	B1 и B	3	19	30	5
	2300-0114	0,4	1	прав.	B1 и B	5	20	30	5
	2300-0115	0,45	1	прав.	B1 и B	5	20	30	5
	2300-0116	0,5	1	прав.	B1 и B	6	22	30	5
	2300-0117	0,55	1	прав.	B1 и B	7	24	30	5
	2300-0118	0,6	1	прав.	B1 и B	7	24	30	5
	2300-0119	0,65	1	прав.	B1 и B	8	26	30	5
	2300-0120	0,7	1	прав.	B1 и B	9	28	30	5
	2300-0121	0,75	1	прав.	B1 и B	9	28	30	5
	2300-0122	0,8	1	прав.	B1 и B	10	30	30	5
	2300-0123	0,85	1	прав.	B1 и B	10	30	30	5
	2300-0124	0,9	1	прав.	B1 и B	11	32	30	5
	2300-0125	0,95	1	прав.	B1 и B	11	32	30	5
	2300-0126	1	1	прав.	B1 и B	12	34	30	5
	2300-0127	1,1	1	прав.	B1 и B	14	36	30	5
	2300-0128	1,2	1	прав.	B1 и B	16	38	30	5
	2300-0130	1,3	1	прав.	B1 и B	16	38	30	5
	2300-0132	1,4	1	прав.	B1 и B	18	40	30	5
	2300-0134	1,5	1	прав.	B1 и B	18	40	30	5
	2300-0135	1,6	1	прав.	B1 и B	20	43	30	5

Рис. 1. Результат конечного поиска

Как видно из рис. 1, при осуществлении поиска в конечном итоге выдается мало данных о необходимом инструменте. Нам приходится перебирать последовательно позиции, для того чтобы найти инструмент с нужными параметрами. Поэтому для сверла необходимо задать дополнительные параметры, и тогда мы сможем осуществить автоматический поиск.

Таким образом, помимо стандартных (геометрических) параметров нужного инструмента (сверла, резцы и т. д.) в классификаторе режущих инструментов должны быть зада-

ны и другие параметры которые можно будет учитывать при поиске, например угол заточки сверла, который определяется материалом обрабатываемой детали. Так же можно внести схему обработки и металлорежущий станок. Система подберет все сверла соответствующего размера, совместимые с заданными объектами.

Угол заточки (рис. 2) для каждого материала выбирается оптимальным, исходя из свойств этого материала (например, пластичность, твердость и др.).

К примеру, для твердых материалов угол будет в районе 120 градусов, а для мягкого материала угол заточки может быть и 90 градусов.

Рекомендуемые углы заточки сведены в табл. 1.

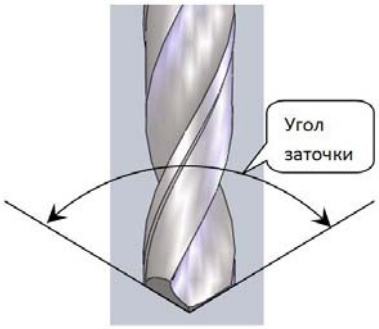


Рис. 2. Угол заточки сверла

Таблица 1

Углы заточки сверла для разных материалов

Материал, который будет сверлиться	Угол заточки сверла
Чугун и сталь	116–118
Стальные поковки и закаленная сталь	125
Латунь и мягкая бронза	130–140
Мягкая медь	125
Алюминий, баббит	130–140
Силумин	90–100
Магниевые сплавы	110–120
Эбонит, целлулоид	80–90
Мрамор и другие хрупкие материалы	90–100
Органическое стекло	70
Пластмассы	50–60

Данная система «ВЕРТИКАЛЬ» может решить большинство задач автоматизации ТП. Наличие универсального технологического справочника упрощает выбор инструмента, так же плюсом является возможность его редактирования.

Подводя итоги, можно сказать, что компьютерное моделирование всех этапов технологического процесса дает новые возможности его оптимизации. Использование на предприятии современных информационных технологий значительно сокращает время и стоимость проектирования и выпуска изделия.

Таким образом, имеющиеся возможности системы «ВЕРТИКАЛЬ» позволяют не в полной мере реализовать функции поиска. Необходима доработка этой системы. В БД инструмента необходимо увеличить количество критериев для поиска инструмента и увеличить количество параметров инструмента и оборудования.

Список литературы

1. Головин, М.П. Опыт и перспективы трехстороннего сотрудничества ФГУП «НПП «Радиосвязь», ФГАОУ ВПО СФУ, ОАО «АСКОН» в создании единого информационного пространства предприятия / М.П. Головин, Л.Ф. Тришкина, А.В. Молодцова. – Красноярск, 2012.

2. http://ascon.ru/ – сайт компании АСКОН.

АНАЛИЗ МЕТОДИЧЕСКИХ ВОПРОСОВ ПРИМЕНЕНИЯ САПР *ALTERA* И *ALTIUM DESIGNER* ПРИ ПОДГОТОВКЕ СПЕЦИАЛИСТОВ ПО НАПРАВЛЕНИЮ «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

А. В. Бурмитских, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: ABurmitskikh-RF12@mail.ru

Рассмотрены методические вопросы, связанные с проектирования цифровых электрических схем в среде САПР *Quartus II* и *Altium Designer* при подготовке специалистов по направлениям «Конструирование и технология электронных средств», «Электроника и наноэлектроника».

Цель данной работы – разработка методики, позволяющей сформировать у студентов направлений подготовки «Конструирование и технология электронных средств» и «Электроника и наноэлектроника» (ФГОС ВПО) навыки работы с цифровыми устройствами, научить пользоваться специализированными САПР с учетом функциональных возможностей и особенностей применения этих САПР. Алгоритм обучения (методика) включает следующие этапы: составляется логическая функция, производится ее минимизация, затем создается логическая схема и моделируется ее работа [1–5].

Для примера рассмотрим логическую функцию (1), в которой аргумент функции зависит от пяти переменных – A, B, C, D, E.

$$F=\overline{(C\wedge B\vee D)}\vee\overline{(C\wedge D)}\wedge(A\wedge B\vee C\wedge D)\vee A\wedge\overline{C}\wedge B\wedge\overline{D}\wedge(A\wedge D\vee\overline{(B\wedge C)}\vee C)\vee\overline{(E\wedge C)}\wedge\overline{(E\vee C\wedge B)}. \quad (1)$$

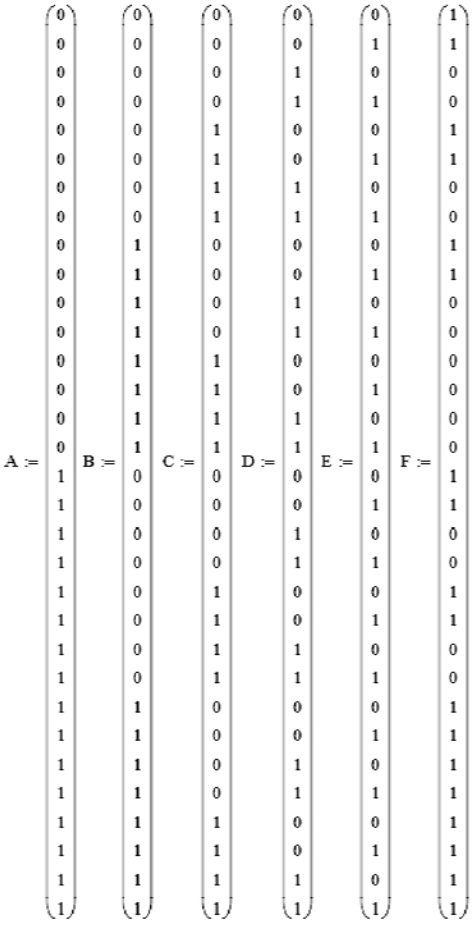


Рис. 1. Таблица истинности исходной логической функции (1)

Подготовительным этапом является анализ заданной логической функции, на котором необходимо построить ее таблицу истинности. Для простоты и точности результата расчет проведем в среде *MathCad*, используя стандартные логические операции конъюнкции, дизъюнкции и инверсии. На рис. 1 приведена таблица истинности для функции (1), содержащей $2^n = 32$ значения, где n – количество переменных (входов).

На следующем этапе необходимо провести минимизацию логической функции (1). Здесь можно воспользоваться несколькими методами: например, методом уравнений Де-Моргана или используя метод карт Карно. В итоге будет найдена совершенная дизъюнктивно-нормальная форма (СДНФ) логической функции (1), имеющая минимум входных значений и не содержащая в записи скобок и действий над ними.

Метод Де-Моргана является простым, но для нахождения минимизированной СДНФ сложных логических функций (содержащих большое количество членов и входных значений), этот метод использовать не рационально. Поэтому воспользуемся методом карт Карно. Для этого составим карту Карно для функции (1), используя таблицу истинности, приведенную на рис. 1.

Таблица 1

Карта Карно для функции (1)

	000	001	011	010	110	111	101	100
00	1	1	0	0	0	0	1	1
01	1	1	0	0	0	0	0	0
11	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	0	0	0	0	1	1

В табл. 1 штриховкой показаны объединенные термы. Минимальное количество термов для данной функции в карте Карно – три. Далее запишем минимизированную форму исходной логической функции, используя табл. 1.

$$F = \overline{C} \wedge \overline{D} \vee A \wedge B \vee \overline{B} \wedge C \wedge \overline{D}\,. \qquad (2)$$

Анализируя выражение (2) можно сказать, что функция имеет четыре входа и не зависит от пятого входного значения (переменной *E*). Проверка с использованием таблицы истинности подтверждает правильность найденной минимизированной СДНФ (2).

Далее переходим к этапу схемотехнического моделирования с использованием специализированных САПР и логических схем. Для этого используем пакет *AltiumDesigner* и пакет *Quartus II*. Пакет *AltiumDesigner* имеет множество приложений и в том числе приложение для работы с ПЛИС (*FPGA*). Пакет *Quartus II* является пакетом, созданным компанией *Altera*, и работает с микросхемами только этого производителя. В нем содержится полный набор инструментов для моделирования и программирования *FPGA*, СБИС. Пакет поддерживает все известные версии языков *HDL* (*Hardware Description Language*), а также совместим с пакетом для моделирования *ModelSim* компании *Mentor Graphics*.

Для проведения моделирования в пакете *AltiumDesigner* создадим проект *FPGA*, составим логическую схему, состоящую из трех логических элементов *AND*, реализующих логическую конъюнкцию, одного трех-входового дизъюнктора (элемент *OR*) и одного инвертора (элемент *INV*) (рис. 2).

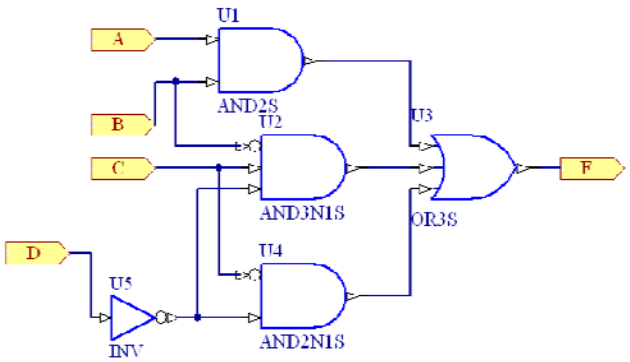


Рис. 2. Логическая схема для функции (2), созданная в пакете *AltiumDesigner*

Присвоим каждому входному сигналу свое состояние, меняющееся по истечении заданного времени. Входное воздействие в среде *AltiumDesigner* задается с использованием языка *VHDL*. Например: для входа *A*:

A <= '0'; “присваивание входу *A* состояния логического нуля”
wait for 20 ns; “в течении 20 ns”

Аналогичные записи формируются для остальных входов.

Далее запустим процесс симуляции и проверим правильность работы проектируемого устройства. Для этого воспользуемся синтезом проекта, создадим *NetList* и запустим процесс моделирования. В результате получим временные диаграммы состояния сигналов на входе и выходе устройства (рис. 3).

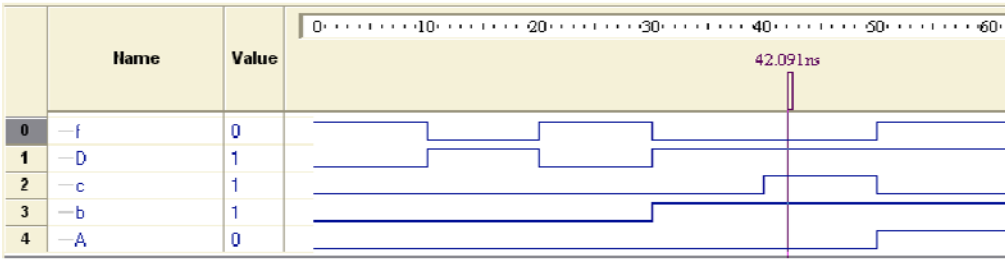


Рис. 3. Временные диаграммы результатов моделирования в *AltiumDesigner*

На рис. 3 в момент времени t = 42 нс состояния сигналов следующее: вход A – логический ноль, остальные входы – логическая 1. На выходе ложное значение (состояние логического 0). Состояния сигналов полностью совпадают с таблицей истинности для функции 1, что еще раз подтверждает правильность найденной минимизированной СДНФ (2).

Для сравнения повторим моделирование в пакете *Quartus II*. Первое что необходимо – это создать логическую схему. Особенностью пакета *Quartus II* является то, что имеется возможность создания словного графического изображения собственных логических блоков и описание их архитектуры на языке *HDL*. Но одним из минусов является отсутствие поиска необходимого компонента из библиотеки. При этом встроенная библиотека содержит малое количество компонентов, подразумевая, что пользователь обладает полным набором навыков для создания собственных элементов. В пакете *AltiumDesigner* имеется поиск компонентов по названию и имеется обширная библиотека готовых элементов.

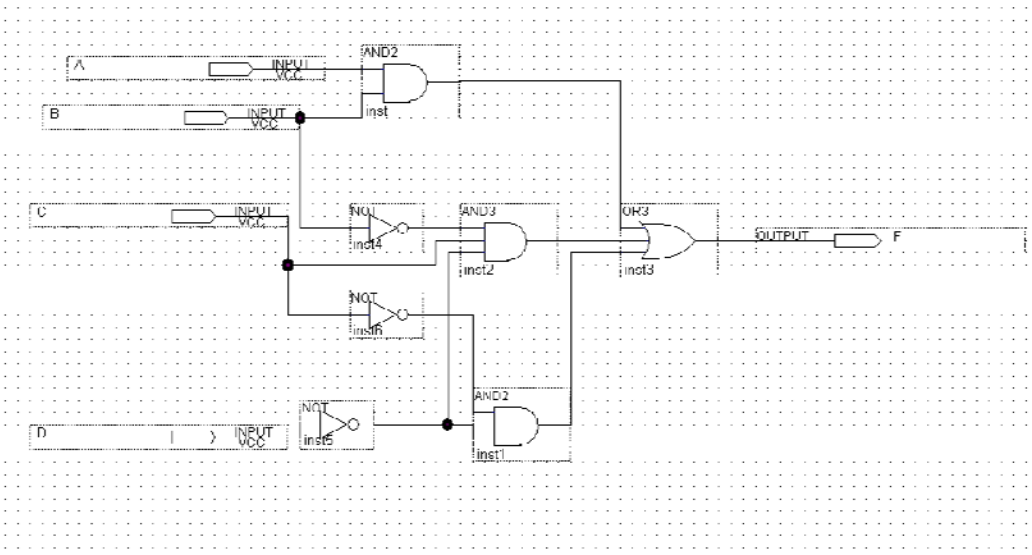


Рис. 4. Логическая схема для функции (2), созданная в пакете Quartus II

Входное воздействие в *Quartus II* задается с использованием приложения *WaveForm*, позволяющего задавать входные сигналы графически, непосредственно на временных диаграммах. Здесь возможно задание определенного временного интервала, где определено состояние сигнала. Также возможно задание случайного входного сигнала на определенном промежутке времени, задание постоянного значения сигнала на всем временном ин-

тервале. *Quartus II* позволяет копировать временную диаграмму, создавать инверсию сигнала. На рис. 5 приведено изображение окна *WaveForm*, где показаны заданные входные временные диаграммы.

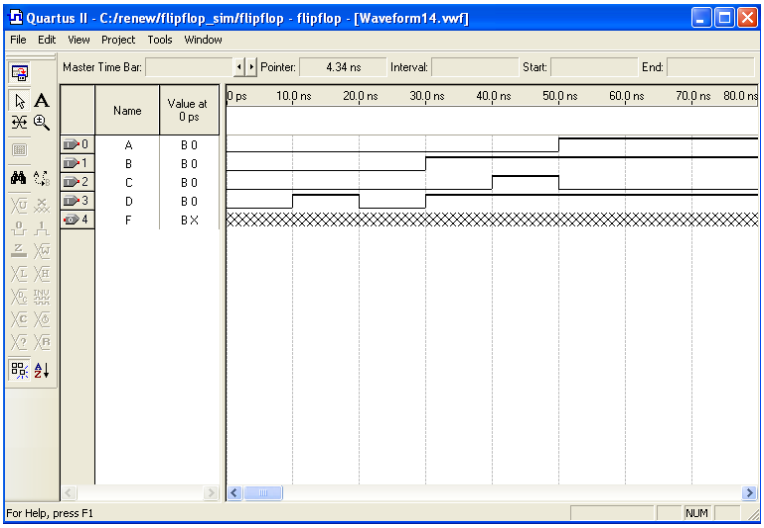


Рис. 5. Временные диаграммы состояния сигнала на входе

Далее необходимо в окне настроек задать файл с состоянием сигналов на входе, определить время проведения моделирования, создать *NetList* и запустить процесс моделирования. На рис. 6 приведены временные диаграммы на входе и выходе устройства.

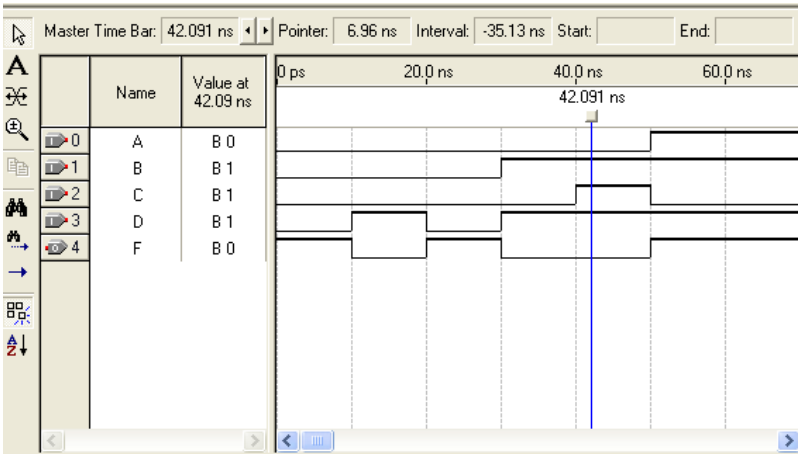


Рис. 6. Временные диаграммы результатов моделирования в пакете *Quartus II*

Сравнивая результаты моделирования в данных пакетах можно сказать, что спроектированное устройство полностью реализует заданную логическую функцию. Это наглядно подтверждается временными диаграммами на рис. 3 и 6.

Анализ процедуры нахождения минимизированной СДНФ с помощью карты Карно показывает, что данный метод позволяет быстро, с высокой точностью, сводя к минимуму возможность ошибки, находить минимизированную форму для функций с большим количеством входных значений (5-8 является наиболее оптимальным), не используя компьютер, а проводя расчет вручную.

При разработке методики обучения целесообразно опираться на сравнительный анализ САПР *Quartus II* и *Altium Designer* (табл. 2).

Таблица 2

Сравнение САПР Quartus II и Altium Designer

Параметр сравнения	*Quartus II*	*Altium Designer*
1. Интерфейс	– Понятный и строго структурированный интерфейс; – простой доступ к справочной информации	Удобство поиска компонентов из библиотеки
2. Возможности моделирования	– Функциональное моделирование; – возможность ввода временных диаграмм; – временной анализ; – моделирование на вентильном уровне; – совместимость с пакетом *ModelSim*; – система анализа потребляемой СБИС мощности; – формирование отчета о результатах моделирования (*Simulator Report*)	Функциональное моделирование
3. Поддержка ПЛИС	Поддержка широкого спектра микросхем семейства фирмы *Altera*	Возможность использовать микросхемы различных производителей
4. Возможности синтеза проекта	– Преобразование описания проекта в схему, реализуемую на заданной элементной базе; – возможность оптимизации схемы с учетом быстродействия и занимаемой площади СБИС	Преобразование описания проекта в схему, реализуемую на заданной элементной базе
5. Способы ввода поведенческих и структурных описаний проекта	– Поддерживается схемное описание; – *VERILOG*; – *VHDL*	– Поддерживается схемное описание; – *VHDL*
6. Возможность программирования ПЛИС	– Полная поддержка ПЛИС фирмы *Altera* (наличие необходимых библиотек и компонентов); – интуитивно понятный механизм программирования; – наличие компонента *Pin Planer*; – редактор *Assignment Editor*	Получение итогового файла для программирования
7. Стоимость	– *Quartus II Web Edition* (поддержка 64/32-*Bit*)+пакет *ModelSim Mentor Graphics* поставляется бесплатно и доступен для скачивания с официального сайта компании *Altera*; – бесплатное обновление	Пакет является платным
8. Поддержка ОС	– *Windows*; – *Solaris*; – *Linux*	*Windows*

Выводы

Для проведения моделирования, не требующего знания языков *HDL*, но имеющих полный набор утилит и возможность работать с исходными кодами, наиболее целесообразно использовать пакет *Quartus II*. Данный пакет позволяет наглядно отображать вывода выбранной микросхемы, видеть блоки в СБИС и множество других приложений, позволяющих создавать не только учебные модули, но и профессиональные законченные устройства на базе *FPGA*.

Описанные методики прошли апробацию в ходе подготовки инженеров по специальностям (ГОС ВПО 2) «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» и «Микросистемная техника», а также бакалавров по направлениям (ГОС ВПО 2) «Проектирование и технология электронных средств» и «Электроника и микроэлектроника» в 2012–2013 учебном году на кафедре «Приборостроение и наноэлектроника» Сибирского федерального университета.

Список литературы

1. Ефремов, Н.В. Введение в систему автоматизированного проектирования Quartus II: учеб. пособие / Н.В. Ефремов. – М.: ГОУ ВПО МГУЛ, 2011. –147 с.

2. Суходольский, В.Ю. Сквозное проектирование функциональных узлов РЭС на печатных платах в САПР ALTIUM DESIGNER: учеб. пособие / В.Ю. Суходольский. – С.-Пб.: ЛЭТИ, 2008. –197 с.

3. Осипова, В.А. Основы дискретной математики: учеб. пособие / В.А. Осипова. – М.: ФОРУМ – ИНФРА-М, 2006. –160 с.

4. Уилксон, Барри. Основы проектирования цифровых схем: пер. с англ. / Б. Уилксом. – М.: Вильямс, 2004. – 320 с.

5. Тихомирова, Л.С. Методы минимизации булевых функций: учеб. пособие / Л.С. Тихомирова. – Уфа : УГАТУ, 2009. – 192 с.

СОЗДАНИЕ *IBIS*-МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

С. Н. Дмитриев[1], А. А. Левицкий[1], О. А. Климкин[2] (научные руководители)

[1]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»*
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, д. 28
[2]*ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: dmitriew64@rambler.ru

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой *IBIS* моделей цифровых интегральных микросхем на основе экспериментальных данных. Основное внимание уделяется измерению вольт-амперных характеристик входных и выходных буферов микросхем. Представлены рекомендации по обработке экспериментальных данных для *IBIS* моделей цифровых интегральных микросхем.

В связи с повышением плотности печатного монтажа и возрастанием рабочих частот устройств на основе цифровых интегральных схем возрастает сложность задач по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств, включая целостность сигналов. Решение таких задач предполагает проведение компьютерного анализа, позволяющего учесть паразитные эффекты печатного монтажа. При этом активные и пассивные компоненты, установленные на плате, замещаются эквивалентными моделями, также позволяющими учесть неидеальность этих элементов.

Функциональное усложнение интегральных схем затрудняет использование для их описания *SPICE*-моделей (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), традиционно широко используемых в схемотехническом анализе. В настоящее время для анализа целостности сигналов может применяться ряд моделей, в том числе: *IBIS* (и ее расширение – *EBD*); *MOD* (и расширение этой модели – *PML*); *SPICE*; *Touchstone*.

IBIS-модель (*Input/Output Buffer Information Specification*) описывает внешние электрические свойства только входных и выходных буферов интегральной схемы, связанной с тем или иным сигнальным выводом. При этом распространение сигнала внутри микросхемы не учитывается [1, 2].

Применение *IBIS*-моделей позволяет обойти трудности, связанные с созданием и применением *SPICE*-моделей интегральных схем, базирующихся на детальном описании внутренней структуры изделия [3]. *IBIS*-модели нашли применение во многих системах проектирования, в частности, *P-CAD* 200x, *Altium Designer*, *HyperLynx* (*Mentor Graphics*).

Одной из проблем, ограничивающих применение *IBIS*-моделей, является отсутствие такого вида моделей для значительной части отечественной электронной компонентной базы [4].

В связи с этим, данная работа посвящена анализу процедуры создания *IBIS*-моделей цифровых интегральных микросхем на основе экспериментальных данных. Основное внимание уделяется исследованию вольт-амперных характеристик (ВАХ) входных и выходных буферов микросхем.

В основу *IBIS*-модели положена базовая структура буфера цифровой схемы. Пример такой структуры для выходного КМОП буфера представлен на рис. 1 [3].

На рис. 1 использованы следующие обозначения [1–3]:

GND Clamp – элементы, описывающие ВАХ входных защитных (“антизвоновых”) диодов между сигнальным проводником и общим проводом («землей»);

POWER Clamp – элементы, описывающие ВАХ характеристики входных защитных диодов между входом и питанием;

Pulldown – характеристики выходной части схемы между выходом и «землей»;

Pullup – характеристики выходной части схемы между выходом и питанием.

Технология построения *IBIS*-модели реализуется на основе таблиц, задающих ВАХ буферов и переходные процессы, обусловленные паразитными параметрами корпуса и входной ёмкостью кристалла. Эти характеристики можно получить из экспериментальных исследований образцов микросхем, либо получить из *SPICE*-модели, для чего необходимо такую модель, что не всегда возможно.

Рассмотрим порядок формирования *IBIS*-модели на основе экспериментальных данных на примере микросхемы *CD4011BE* (отечественный аналог – К561ЛА7) (рис. 2). Микросхема содержит в своём корпусе четыре логических элемента 2И-НЕ и выполнена по КМОП технологии, корпус микросхемы – *DIP*-14. Диапазон рабочих напряжений (питания) – от 3 до 20 В [5].

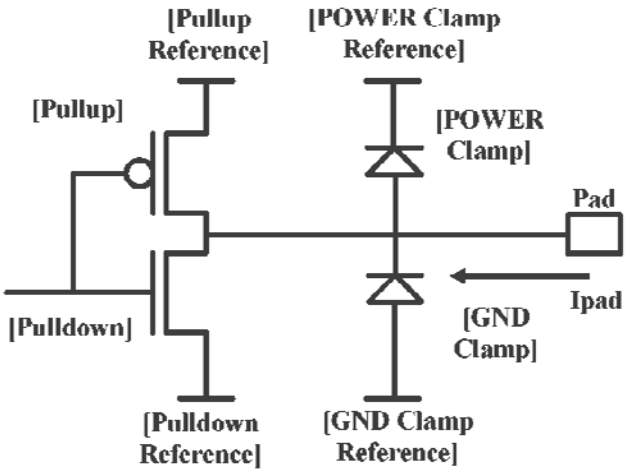


Рис. 1. Структура выходного КМОП буфера [3]

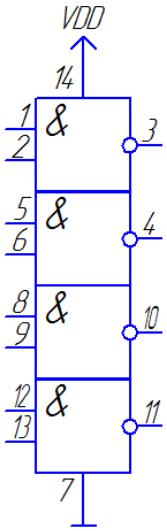


Рис. 2. Структура микросхемы *CD4011BE*

Процедура создания модели включает следующие этапы.

1. Определение типов выводов (входные, выходные, вход/выход).

2. Установка выводов в нужное состояние (управляющими сигналами) – измерения на выходах микросхемы проводятся при низком и высоком логическом уровнях.

3. Конфигурирование тестируемой микросхемы.

4. Измерение ВАХ входных и выходных буферов.

5. Исследование переходных процессов на выводах буферов (определяется параметр *Ramp* – скорость переключения из 0 в 1 и из 1 в 0).

6. Определение паразитных параметров выводов (*L*, *R*, *C*).

7. Построение модели.

8. Проверка модели. Моделирование с использованием созданной *IBIS*-модели и сравнение результатов моделирования с измеренными данными.

Самой сложной задачей по окончании физических измерений является получение скорректированной ВАХ, необходимой для формирования *IBIS*-модели.

Рассмотрим эти этапы для микросхемы *CD4011BE*.

1. Типы выводов для данной микросхемы однозначно определены в документации. Если бы, например, требовалось создать модель микроконтроллера (у микроконтроллеров некоторые выводы могут работать и как вход и как выход), то пришлось бы писать специальную программу для перевода выводов в нужное состояние.

2. Установка выводов в нужное состояние происходит следующим образом: чтобы на выходе получить логический 0, надо соединить два соответствующих входа и подать на них напряжение 3–15 В, желательно через резистор номинала порядка 10 кОм. Чтобы на выходе получить логическую 1, надо соединить два соответствующих входа и подключить их к общему («земляному») проводу.

3. Микросхема содержит в одном корпусе четыре независимых элемента 2И-НЕ, изготовленных в одном технологическом цикле, следовательно, разброс параметров будет минимальный и все измерения можно будет провести только на одном из элементов.

4. Измерение ВАХ – эти измерения служат основой для составления таблиц, которые согласно спецификации *IBIS* описываются ключевыми словами (заголовками) [Pulldown], [Pullup], [GND Clamp] и [POWER Clamp].

Структура одной ячейки микросхемы в соответствии с ее описанием [5] представлена на рис. 3. Каждый вход данной микросхемы защищён диодными защитными цепями, как показано на рис. 4 [5].

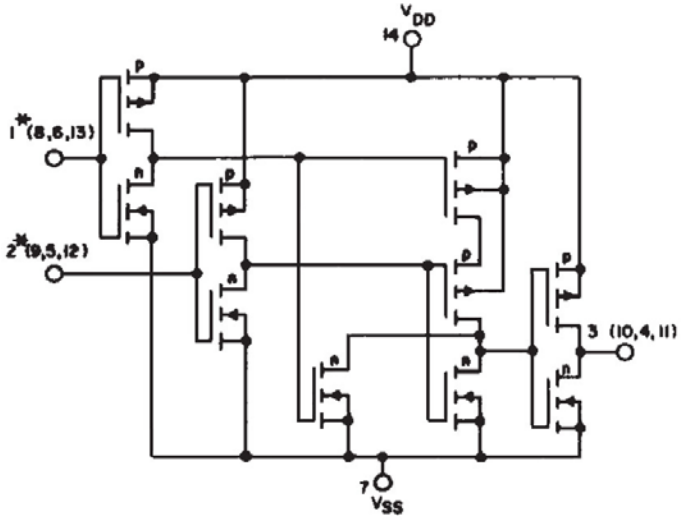


Рис. 3. Структура одного элемента 2И-НЕ микросхемы *CD4011BE* [5]

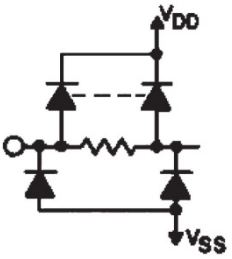


Рис. 4. Диодная защита каждого входа микросхемы *CD4011BE* [5]

Буферы могут моделироваться, используя различные комбинации таблиц с ключевыми словами в зависимости от их модели [Model_type] (входной – *Input*, выходной, – *output*, ввода-вывода – *I/O*). Входные буферы включают только ключевые слова [GND Clamp] и/или [POWER Clamp], используемые для описания поведения защитных диодов буфера. Выходные буферы обычно содержат только таблицы [Pullup] и [Pulldown], так как характеристики их защитных цепей не могут быть выделены на фоне состояний низкого или высокого выходного логического уровня. Буферы ввода-вывода (двунаправленные) могут выдавать или принимать сигналы и, таким образом, все четыре ключевых слова для ВАХ обычно присутствуют для этих типов.

Буфер с тремя состояниями, хотя и неспособен принимать сигналы, может быть переключен в 0, 1 или переведен в состояние с высоким выходным импедансом, при котором характеристики защитных цепей очевидны. В результате буферы с тремя состояниями также обычно содержат все четыре ключевых слова для BAX. Другие типы буферов, например, с открытым стоком, содержат комбинации четырех ключевых слов BAX, соответствующих их возможностям выдачи и приема сигналов.

В данном случае для микросхемы *CD4011BE* входные BAX определяются свойствами защитной диодной цепи. Варианты схем для измерения BAX входных буферов представлены на рис. 5 и 6. Во избежание неконтролируемого разогрева микросхемы и выхода ее из строя измерения следует проводить в импульсном режиме, исключая, однако, возможное влияние на результаты паразитных реактивностей.

Следует отметить, что для *IBIS*-модели BAX буферов должны быть определены в диапазоне от отрицательного напряжения, значение которого выбирается равным напряжению питания микросхемы (V_{DD} на рис. 3), до значения, равного удвоенному напряжению питания. Полагается, что эту условие необходимо выполнить для того, чтобы при выполнении анализа целостности сигналов *IBIS*-модель позволяла учитывать реакцию буфера на переотраженные сигналы, из-за которых напряжения на выводах микросхемы в наихудшем случае могут достигать максимального отрицательного амплитудного значения $-V_{DD}$ или положительного амплитудного значения $V_{DD} \times 2$.

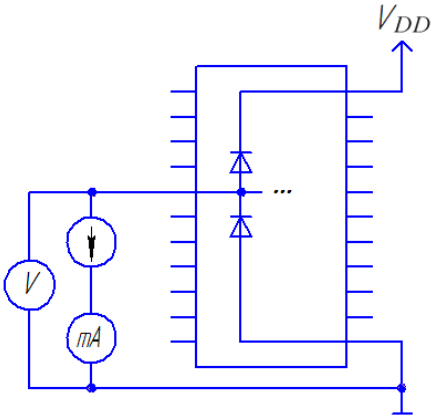


Рис. 5. Схема для измерения характеристики *GND Clamp*

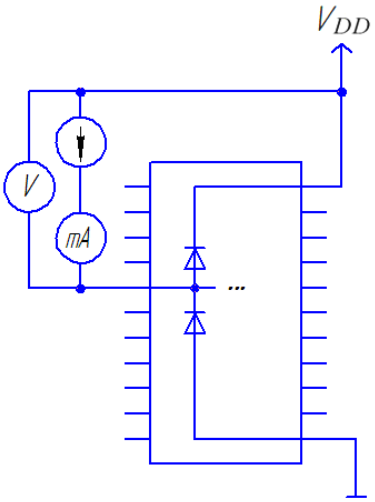


Рис. 6. Схема для измерения характеристики *POWER Clamp*

Согласно спецификации *IBIS*, значения напряжений в таблице [GND Clamp], измеренные относительно «земли», должны покрыть диапазон как минимум от $-V_{DD}$ до V_{DD}. Результаты измерений для входных цепей микросхемы, полученные при напряжении питания $V_{DD} = +5$ В, представлены на рис. 7 и 8.

Из полученной с помощью измерений таблицы [GND Clamp] для защитной цепи, связанной с «землей» следует исключить точки, в которых напряжение равно или превышает V_{DD} (см. рис. 7). Благодаря этому итоговая таблица BAX [GND Clamp] в *IBIS*-модели не содержит данных, связанных с влиянием защитной цепи [POWER Clamp].

Данные [POWER Clamp] должны охватывать, как минимум, диапазон от V_{DD} до $2 \times V_{DD}$ (относительно «земли»). Соответственно в итоговой таблице напряжения, отсчитываемые относительно V_{DD}, должны изменяться в диапазоне от $-V_{DD}$ до 0 В. Поэтому в полученной из измерений таблице BAX для [POWER Clamp] исключаются точки, в которых напряжение равно или более 0 В. Это гарантирует, что окончательная таблица [POWER Clamp] не содержит данных, относящихся к защитной диодной цепи, связанной с «землей».

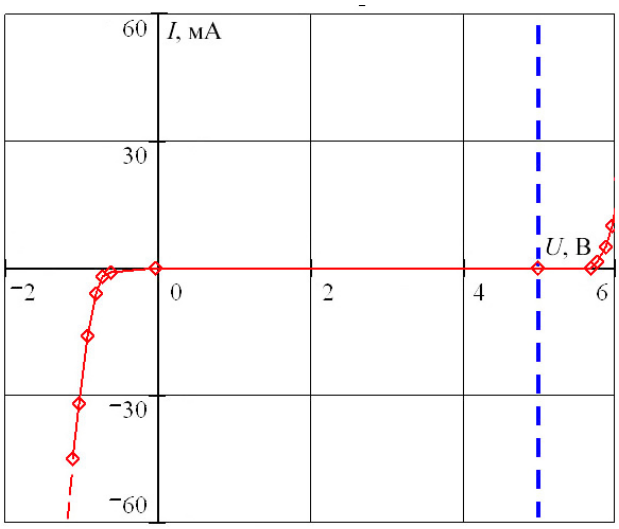


Рис. 7. Характеристика *GND Clamp*

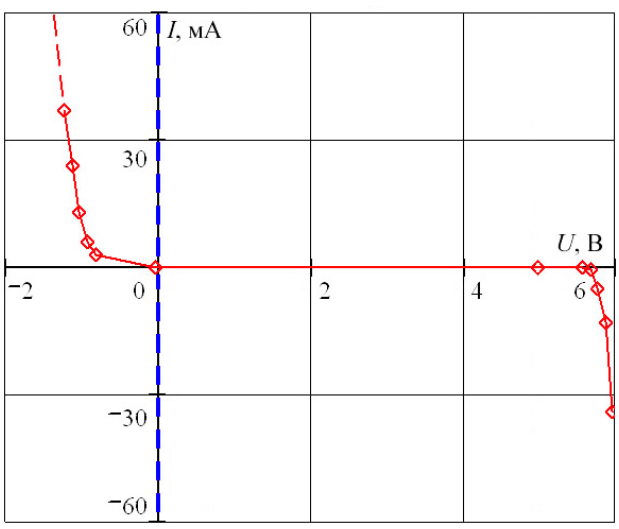


Рис. 8. Характеристика *POWER Clamp*

Необходимо также отметить, что в случае буферов с *ODT* (*On-Die Termination* – встроенная «терминация» в чипе) на результаты измерений ВАХ будет оказывать влияние структура *ODT*. Выделение характеристик *ODT* связано с дополнительными трудностями.

Схемы измерений для выходных буферов представлены на рис. 9 и 10.

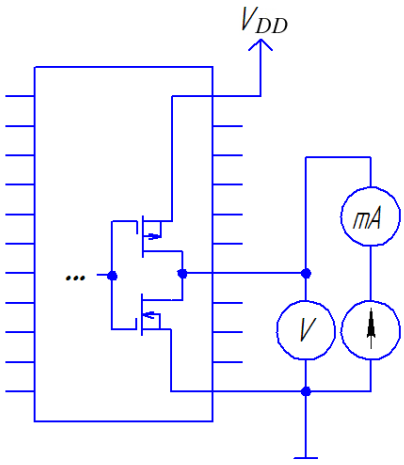


Рис. 9. Схема для измерения характеристики *Pulldown*

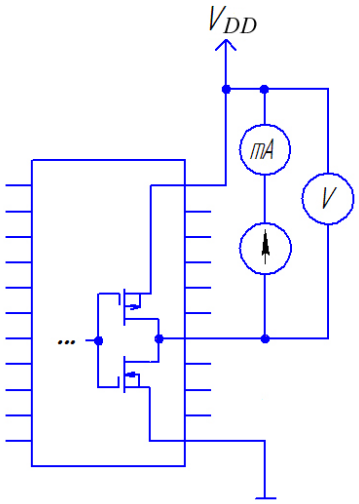


Рис. 10. Схема для измерения характеристики *Pullup*

Результаты измерений характеристик *Pulldown* и *Pullup* представлены на рис. 11 и 12.

Измерения ВАХ [Pulldown], выполняются в режиме, при котором выходной буфер (или буфер ввода-вывода) переведен в состояние с низким логическим уровнем. Для того, чтобы удовлетворить минимальным требованиям спецификации *IBIS*, данные [Pulldown] должны перекрывать диапазон от $-V_{DD}$ до $2 \times V_{DD}$. Если буфер имеет тип ввод/вывод, тогда сначала следует вычесть токи цепей защиты из полученных путем измерений значений тока и ввести результирующие значения в таблицу [Pulldown]. В этом случае при последующем анализе работы схемы с использованием *IBIS*-модели программа-симулятор суммирует данные таблицы ВАХ защитных цепей с таблицей ВАХ [Pulldown], формируя при этом исходную таблицу ВАХ [Pulldown].

Таблица [Pullup] содержит данные ВАХ, полученные при переключении выходного буфера (или буфера ввода-вывода) в состояние с высоким логическим уровнем. При этом так же, как и в предыдущем случае, если буфер имеет тип ввод/вывод, то следует вычесть

токи цепей защиты из полученных путем измерений значений тока и ввести полученные данные в таблицу [Pullup]. В итоговой таблице данные [Pullup] также должны охватывать диапазон от $-V_{DD}$ до $2 \times V_{DD}$.

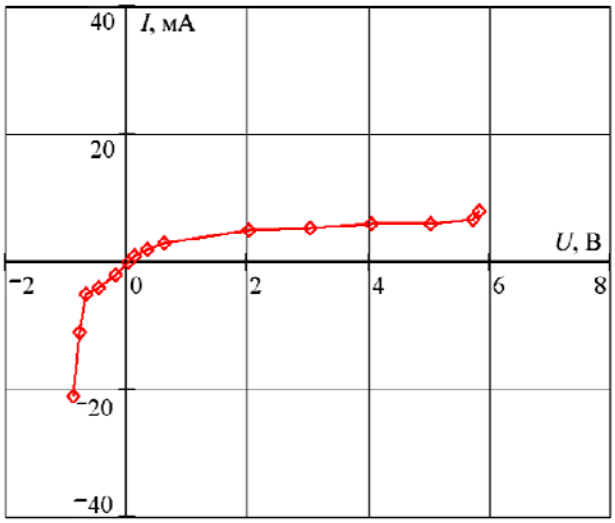


Рис. 11. Характеристика *Pulldown*

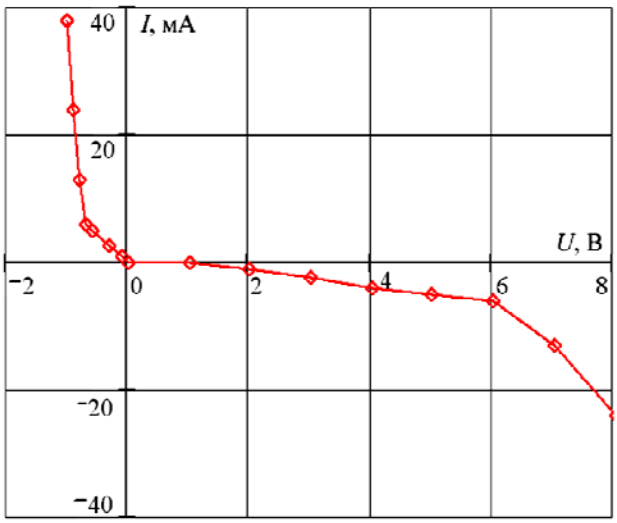


Рис. 12. Характеристика *Pullup*

ВЫВОДЫ

Рассмотрен порядок формирования *IBIS*-модели цифровой интегральной микросхемы на основе экспериментальных данных.

Описана процедура проведения измерений ВАХ входных и выходных буферов микросхем, а также обработки полученных данных для их включения в *IBIS*-модели.

Экспериментальные исследования показали целесообразность использования импульсного режима измерений ВАХ во избежание неконтролируемого разогрева микросхемы и выхода ее из строя.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Baker, B. The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1 / B. Baker // *Analog Applications Journal* (4Q 2010). [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.ti.com/lit/an/slyt390/slyt390.pdf (дата обращения: 20.02.2014).

2. The IBIS Open Forum. (2005, Sept. 15). IBIS Modeling Cookbook for IBIS Version 4.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.eda.org/ibis/cookbook/cookbook-v4.pdf (дата обращения: 20.02.2014).

3. Лемешко, Н.В. Разработка метода проектирования цифровых узлов радиотехнических систем с применением IBIS-моделей интегральных микросхем: дис. … канд. техн. наук / Н.В. Лемешко. – М., 2008. – 122 с.

4. Создание IBIS моделей цифровых микросхем с учетом воздействия внешних факторов / К.О. Петросянц, И.А. Харитонов, А.С. Адонин, А.В. Сидоров, А.В. Александров // В кн.: Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012. Сб. тр. / Отв. ред. В.С. Борискин; под общ. ред. А.Л. Стемпковский. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 187–192.

5. CD4011B, CD4012B, CD4023B. Data sheet // Texas Instruments Incorporated, 2006.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА АНАЛИЗА ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ В ПЕЧАТНЫХ УЗЛАХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А. А. Алистрат[1], В. Б. Гарданов[2],
А. А. Левицкий[1], А. М. Фень[2] (научные руководители)

[1]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»*
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, д. 28
[2]*ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52
E-mail: alekseyrtf@mail.ru

Рассмотрены методы и программные средства, обеспечивающие проведение анализа целостности сигналов, а также общей оценки электромагнитной совместимости для печатных узлов радиоэлектронных средств. На примере Mentor Graphics HyperLynx представлен порядок проведения оценки целостности сигналов в печатных узлах.

Введение

Увеличение быстродействия радиоэлектронных устройств, повышение плотности печатного монтажа, а также стремление сократить время разработки, обуславливают актуальность задачи проведения на ранних этапах проектирования специального анализа с целью обеспечения неискаженной передачи сигналов, минимизации перекрестных помех в устройстве, а также оценки электромагнитной совместимости (ЭМС) в целом.

Данная задача предполагает исследование характеристик как предусмотренных разработчиком электрических связей, так и паразитных связей, определяемых топологией сигнальных проводников, цепей питания и заземления, элементов несущей конструкции, экранирующих элементов и т.п., и в общем случае является проблемой, предполагающей необходимость использования для ее решения комплекса различных подходов [1, 2].

Целью данной работы является анализ методов и программных средств, позволяющих проводить исследование целостности сигналов, а также выполнять общую оценку ЭМС печатных узлов радиоэлектронной аппаратуры.

1. Методы анализа целостности сигнала на основе электрических моделей

Как правило, выделяют следующие задачи – анализ целостности сигналов, определение перекрестных помех и оценка ЭМС. Под нарушением целостности сигнала понимают любые изменения сигнала, способные неблагоприятно повлиять на способность сигнала к передаче информации. Соответственно под обеспечением целостности сигналов понимается создание такой топологии, что вносимые ею искажения в форму сигналов не нарушают функционирование устройства [3]. В некоторых случаях целостность сигналов может рассматриваться как составная часть ЭМС. Помимо целостности сигналов (*Signal Integrity*) также дополнительно исследуется «целостность земли и питания» (*Power Integrity*).

Перекрестные помехи рассматриваются как взаимное влияние, оказываемее сигналами друг на друга. Общая оценка ЭМС предполагает учет внешних по отношению к устройству источников помех, что является отдельной задачей.

Анализ систем автоматизированного проектирования (САПР), используемых для решения перечисленных выше задач, позволяет выделить среди них две основные группы, различающиеся положенными в их основу подходами к моделированию печатных узлов.

Первая группа опирается на использование схем замещения для источника и приемника сигнала и связывающей их проводной линии (рис. 1).

Вторая группа использует численное моделирование с применением моделей, построенных на основе дифференциальных или интегральных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в исследуемой структуре.

Рассмотрим САПР первой группы.

Параметры моделей линии, приемника и источника сигнала позволяют учесть их неидеальность. Применительно к проводной линии могут быть рассмотрены два варианта –

электрически короткая и электрически длинная линия, в зависимости от соотношения протяженности проводников и минимальной длины волны (с учетом ее укорочения) в спектре сигнала. В случае импульсных сигналов длина линии оценивается путем сравнения времени распространения в ней сигнала с длительностью фронта импульса (определяется скоростью переключения цифрового сигнала) [3]. В качестве параметров длиной однородной линия задают волновое сопротивление Z_0, задержку прохождения сигнала t_D и другие характеристики.

Рис. 1. Линия связи с передатчиком и приемником сигнала

Короткая линия в случае анализа быстродействующей цифровой системы, в которой управление осуществляется напряжением при малых активных потерях (малых токах в цепях), может быть заменена эквивалентной емкостью. В цепях с достаточно большими токами используется модель в виде индуктивности. Применительно к шинам питания обычно используется комплексная модель.

Для микросхем – источника и приемника сигнала используют упрощенные модели – *IBIS*, *EBD*, *MOD*, *PLM*, *SPICE* и другие. В наибольшей степени задачам анализа целостности сигналов, по-видимому, отвечают *IBIS*-модели (или их расширение – *EBD*), поскольку они в отличие от *SPICE*-моделей не описывают всю структуру микросхемы, а только характеристики их входных и выходных буферов. В настоящее время *IBIS*-модели предоставляются разработчиками электронной компонентной базы. При необходимости эти модели могут быть также получены путем конвертирования из *SPICE*-описания или из результатов прямых измерений электронных компонентов (микросхем).

К программным средствам, реализующим анализ целостности сигналов и перекрестных помех на основе схем замещения, относятся: *Altium Designer Signal Integrity*, *Mentor Graphics HyperLynx*, *Zuken CADSTAR*, *Cadence Allegro PCB SI*, *TALGAT* [4] и другие. Общей чертой этих программ является сходный порядок процесса схемотехнического моделирования и разработки топологии печатных плат.

На первом этапе, до разработки печатной платы, выполняется предтопологический анализ, включающий моделирование электронных схем без учета паразитных эффектов, присущих реальным топологиям. При этом, однако, сигнальные линии могут быть заменены эквивалентными цепями. Предтопологический анализ позволяет определить требования (ограничения) для трассировки платы.

На втором этапе, после создания модели платы с готовой трассировкой и расположением компонентов, выполняется посттопологический анализ с учетом паразитных эффектов в реальном печатном узле.

2. Методы анализа целостности сигнала на основе электродинамических моделей

В общем случае, с учетом сложной геометрии проводников печатной платы, влияния дополнительных конструктивных элементов, установленных на плате, экранов и других факторов, анализ целостности сигналов и перекрестных помех на основе электрических моделей, замещающих источник и приемник сигнала, а также сигнальную линию, может оказаться затруднительным.

При этом более продуктивным, хотя и более затратным с точки зрения аппаратных ресурсов, является использование трехмерных физических моделей, основанных на численном решении дифференциальных или интегральных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в структуре.

Модели, описывающие электродинамические процессы в данном случае, построены на одном (или комбинации) из следующих методов: конечных разностей, конечных элементов (рис. 2), метод моментов, TLM-метод (*Transmission-line matrix method* – метод матриц линий передач или ИАЭП-метод – импедансного аналога электромагнитного пространства) (рис. 3) [5].

В методах конечных элементов и конечных разностей разработаны численные модели, построенные на основе уравнений Максвелла, позволяющие проводить расчет полей в закрытых электродинамических структурах. Применение этих методов для анализа печатных узлов связано с разрешением некоторых трудностей – печатный узел, как правило, представляет собой электродинамически открытую структуру, а решение должно строиться в некоторой замкнутой области при заданных граничных условиях.

Метод моментов, широко используемый также для моделирования антенн, опирается на решение уравнений в интегральной форме в частотной области. В отличие от методов конечных элементов и конечных разностей, здесь дискретизация производится только для рассчитываемой структуры, а не для всего объема, рассматриваемого в задаче. Благодаря этому существенно сокращаются требования к оперативной памяти компьютера.

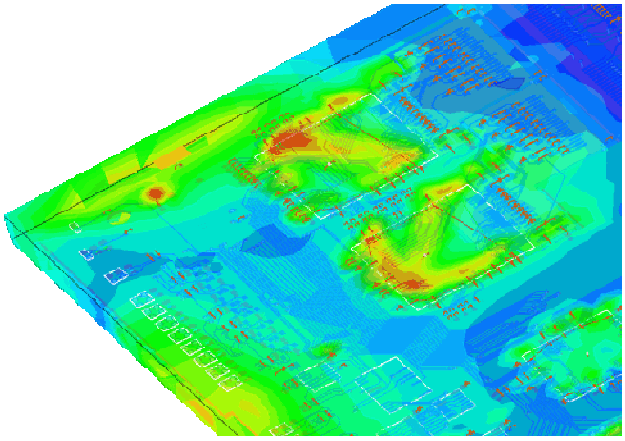


Рис. 2. Результаты трехмерного анализа в программе *ANSYS SIwave*

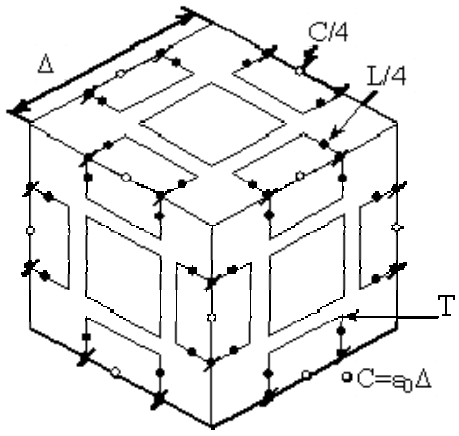


Рис. 3. Эквивалентная *LC*-схема роторного элемента в *TLM*-методе [5]

К программным средствам, реализующим полный трехмерный анализ, относятся: *ANSYS SIwave*, *ANSYS* (*ANSOFT*) *HFSS*, *Zeland IE3D*, *SpeedXP Suite* (*SPEED2000*, *PowerSI*, *Broadband SPICE*), *HyperLynx 3D EM*, *CST PCB STUDIO*, АСОНИКА-ЭМС [6] и другие.

Следует отметить, что ряд из перечисленных программ позиционируются в первую очередь, как инструменты для моделирования высокочастотных и сверхвысокочастотных систем, а также средств анализа интегральных устройств.

2. Реализация процедуры анализа целостности сигналов в программе HyperLynx

Система *Mentor Graphics HyperLynx* обеспечивает работу в двух режимах: *LineSim* – предтопологическое моделирование и *BoardSim* – посттопологическое моделирование. Также программная среда *HyperLynx* содержит инструмент *IDS* (*IBIS Development System*), позволяющий создавать и редактировать *IBIS*-модели [7, 8].

Инструмент *HyperLynx LineSim* служит для анализа и выработки ограничений, которые в дальнейшем должны использоваться при разработке топологии печатной платы. Рассмотрим основные элементы *LineSim* и их назначение.

Рабочее окно *LineSim* обеспечивает работу с матрицей-заготовкой, содержащей набор источников/приемников сигналов, длинных линий и пассивных элементов (рис. 4).

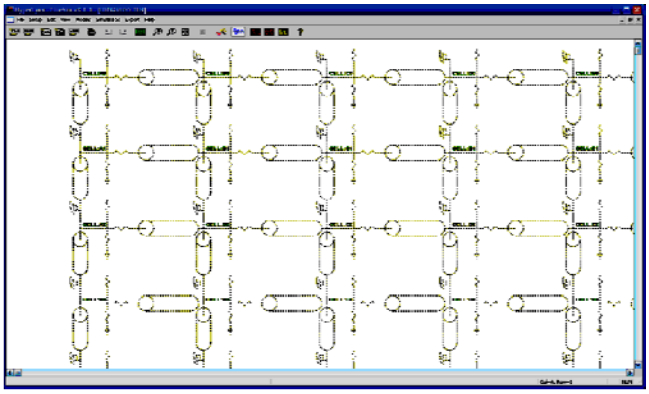


Рис. 4. Рабочее окно *LineSim*

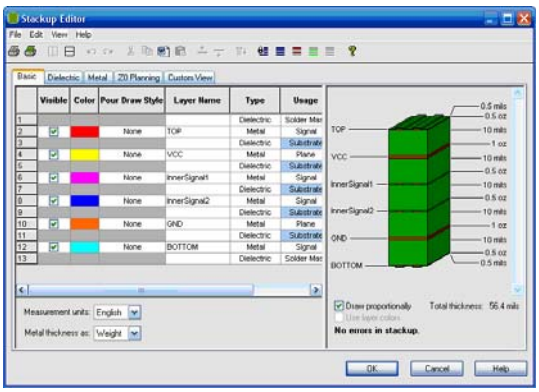


Рис. 5. Структура слоев печатной платы

В рабочем окне можно производить следующие действия с элементами матрицы-заготовки: включать и выключать элементы; задавать их свойства – тип, параметры или выбирать модель. Например, если некоторый элемент является длинной линией, ее модель можно задать как электрическую (с параметрами Z_0, *Delay*, *R*), или как геометрическую на основе соответствующего рисунка. Инструмент *Stackup Editor* позволяет задать предполагаемую структуру слоёв печатной платы для уточнения ее модели (рис. 5).

Для анализа формы сигналов используется инструмент *LineSim* – встроенный «осциллограф» *Digital Oscilloscope* (рис. 6). Можно задать форму напряжения источника сигнала, например, в виде импульсов или колебаний с заданной частотой. Если осциллограмма имеет неудовлетворительный вид, можно подобрать параметры элементов в модели вручную или использовать для их выбора помощник согласования *Terminator Wizard*.

Для оценки параметров ЭМС программная среда *HyperLynx* содержит анализатор спектра *Spectrum Analyzer* (рис. 7). При исследовании спектра в выбраненной точке можно задать режим анализа тока и получить зависимость тока в линии от частоты, или режим «антенны» и получить распределение электромагнитного излучения. На этапе предтопологического анализа имеет смысл задавать в тестовой точке только токовый режим, так как для расчета характеристик излучения требуется информация о печатной плате.

HyperLynx BoardSim обеспечивает посттопологический анализ на основании информации о размещении электронных компонентов и трассировке проводников, содержащейся в файле топологии (рис. 8).

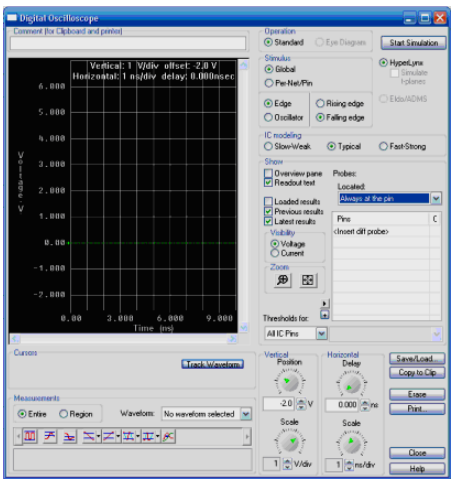


Рис. 6. Встроенный осциллограф *LineSim*

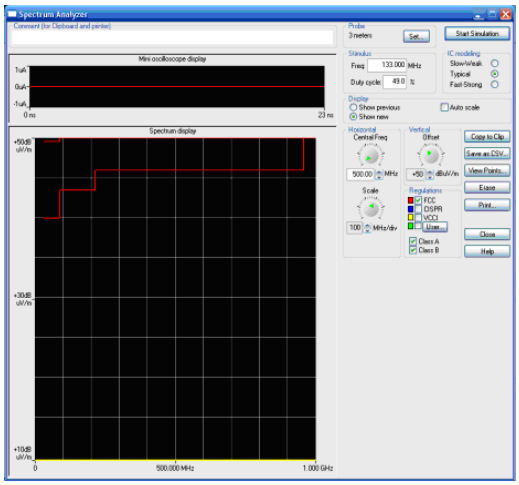


Рис. 7. Анализатор спектра *LineSim*

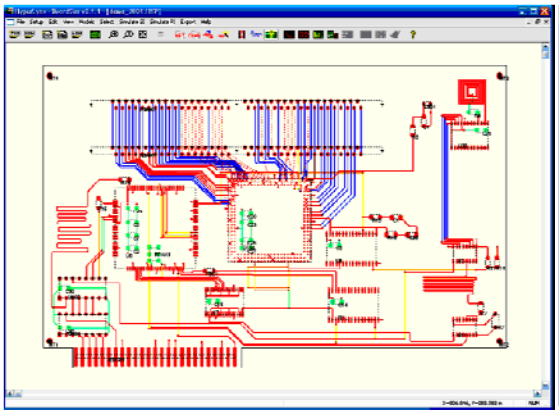


Рис. 8. Рабочее окно *BoardSim*

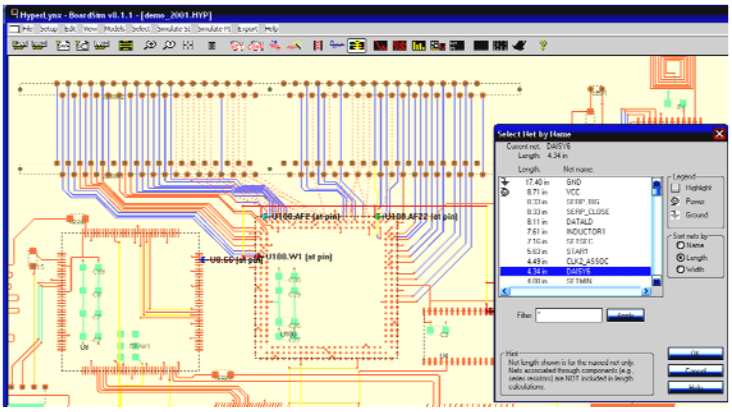


Рис. 9. Выбор цепи для моделирования

На первом этапе анализ целостности сигналов в *BoardSim* включает проверку на наличие ошибок в структуре слоев с помощью помощника *Stackup Wizard* (рис. 8). После этого производится выбор исследуемой цепи. При этом автоматически также выбираются ассоциированные с ней другие цепи, например соединенные через резистор, конденсатор или образующая дифференциальную пару (рис. 9). В дальнейшем анализ целостности сигналов выполняется аналогично *LineSim* – с использованием *Digital Oscilloscope* и *Spectrum Analyzer*. По результатам проверки всей печатной платы генерируется отчет о проведенных изменениях в проекте.

Анализ методики и инструментов анализа в *HyperLynx* показывает, что они имеют общие черты с порядком проведения исследования и соответствующими инструментами в программе *Altium Designer Signal Integrity* [3]. Это позволяет сделать вывод о сходных тенденциях развития данных программных средств. Вместе с тем, появление продукта *HyperLynx 3D EM* свидетельствует о намерении компании *Mentor Graphics* развивать средства трехмерного физического анализа.

Выводы

Широкий выбор САПР, обеспечивающих исследование целостности сигналов и ЭМС и основанных на различных методических подходах, ставит перед разработчиком вопрос о целесообразности и критериях выбора программных средств с целью проведения наиболее эффективного анализа с точки зрения временных и материальных затрат, соотнесенных к качеству анализа.

Среди программ, обеспечивающих исследование целостности сигналов и электромагнитной совместимости можно выделить две группы: первая – программы, использующие модели, основанные на схемах замещения источников и приемников сигналов и линий связи; вторая – использует численное моделирование с применением моделей, построенных на основе дифференциальных или интегральных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в исследуемой структуре.

Проведенный анализ показал, что идеология построения различных программных средств в пределах каждой из групп имеет сходные черты. В то же время наблюдается тенденция к совмещению обоих подходов в специализированных САПР, предназначенных для анализа целостности сигналов и ЭМС.

Список литературы

1. Джонсон, Г.В. Конструирование высокоскоростных цифровых устройств: начальный курс черной магии / Г.В. Джонсон, М. Грэхем; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2006. – 624 с.

2. Кечиев, Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н Кечиев.. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.

3. Сабунин, А. Altium Designer – Обеспечение целостности сигнала на печатной плате / А. Сабунин // Современная электроника. – 2010. – № 8. – С. 58–65. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.soel.ru (дата обращения: 21.02.2014).

4. Суровцев, Р.С. Методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата в системе TALGAT / Р.С. Суровцев // Доклады ТУСУРа. – № 3 (29). – Сентябрь 2013. – С. 165–169.

5. Иванов, С.А. Метод импедансного аналога электромагнитного пространства для решения трехмерных векторных задач электродинамики / С.А. Иванов, Б.В. Сестрорецкий, А.Н. Боголюбов // Журнал радиоэлектроники. – 2008. – № 5 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://jre.cplire.ru/win/may08/6/text.html (дата обращения: 21.02.2014).

6. Куликов, О.Е. Разработка подсистемы АСОНИКА-ЭМС для численного моделирования проблем электромагнитной совместимости / О.Е. Куликов, А.С. Шалумов // Наукоемкие технологии. – 2011. –№ 11. – С. 79–95.

7. Кочиков, И. Система HyperLynx компании Mentor Graphics. Пропуск в мир проектирования высокоскоростных печатных плат / И. Кочиков // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. – № 8. – С. 62–66.

8. Курс обучения HyperLynx : пер. с англ. Megratec. 2013 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.megratec.ru/ (дата обращения: 21.02.2014).

TECHNOLOGICAL PREPARATION OF PRODUCTION ENVIRONMENT SYSTEM FOR AUTOMATION OF THE ENGINEERS WORK «PROTECH»

Prof. Dr-Ing. Stefan Kirilov Kartunov, PhD Ing. Rossen Ivanov

Department MU, Mechanical Ingeneering, Lab. Micro- and Nanotechnologies
5300 Gabrovo, Bulgaria, TU, Hadji Dimitar Str. 4
E-mail: skartunov@abv.bg

Abstract: Present article, entitled with the following main subject – “System for automation of the engineers work "Protech”. In this presentation the most important and major subject is – development of an integrated system for automation of the engineers work in technological preparation of production and its application in practice. Described are its main modules programming, planning and prototyping of production, structure and algorithm, methodology of work, interface and software. In this sense the system “Protech” falls in the focus of attention from work SFU-conference.

Keywords: technological preparation and planning of production, CNC machines, automation of engineers’ work, PLM-programming.

1. INTRODUCTION

With the progress of modern technologies and machines appears the necessity of development of new software systems. The increasingly higher requirements of product quality and their short – dated production time are also the main reasons people to try to improve the technological process and optimize it. Therefore, it is necessary a process planning and an implementation of systems for planning and programming of automated manufacturing processes in manufacturing. According to these requirements it was given a start of a work on a system fulfilling all these requirements and standards. The main goal of the production processes automation is to reduce the production time and to improve the quality of the manufactured products. The entirely implementation of CNC machines enables fast setup and flexibility. Meanwhile it is worked on an automation of engineers’ work because of the increasing market demands. Furthermore, these market requirements lead to short terms development of new sophisticated structures and technological processes. This is the most modern trend in the development of such systems, namely PLM - Product Lave Management.

2. EXPOSITION

Fig.1 shows the data exchange process between the separate modules of the "Protech" system. Here is especially emphasized on the planning, programming and manufacturing sector. The specificity and complexity of the produced details and products are rated by the technologists-programmers operating data base. The technological sequence of treatment depends on the completed performance evaluation. From this assessment, which is made by the technological specialists, depends the further sequences of the treatment process - Mazak – Mazatrol or Siemens – Sinumerik840D operating system machines. Operating programs are made for these concrete systems and machines. The necessary accessories, instrumental equipments and quality control devices should be prepared from an organizational perspective. The blanks material is determined, as in this case there is a permanent control and data exchange with the stock base. The optimum implementation time is determined after an evaluation of the complexity of the concrete product. The connection and data exchange between these three sectors are constant.

This kind of information transfer is made by personal employee's computers and they can be switched in a single local network. Each department has the necessary hardware and software to ensure a complete and adequate working process. The machines from the manufacturing department have an inside embedded computer and they are also connected in the same "Protech" local network. Thus it can be made an information transfer between the technologist - programmer personal computer and the machine. And in this case it wouldn't be necessary a personal presence on the machine because the connection between the person and the machine is made from distance. There is a program possibility, the same one to check and calculate the manufacturing time of the processing details. So, it can be estimated the implementation time of the concrete order. The program gives permanently information for each current and last quality control of the details and products, so people can understand the percentage of the tools which are well fitted and none well fitted for work. The estimated product quantity is registered during the preservation and the packing of the ready production and after that the ready for shipment goods go in the stock department.

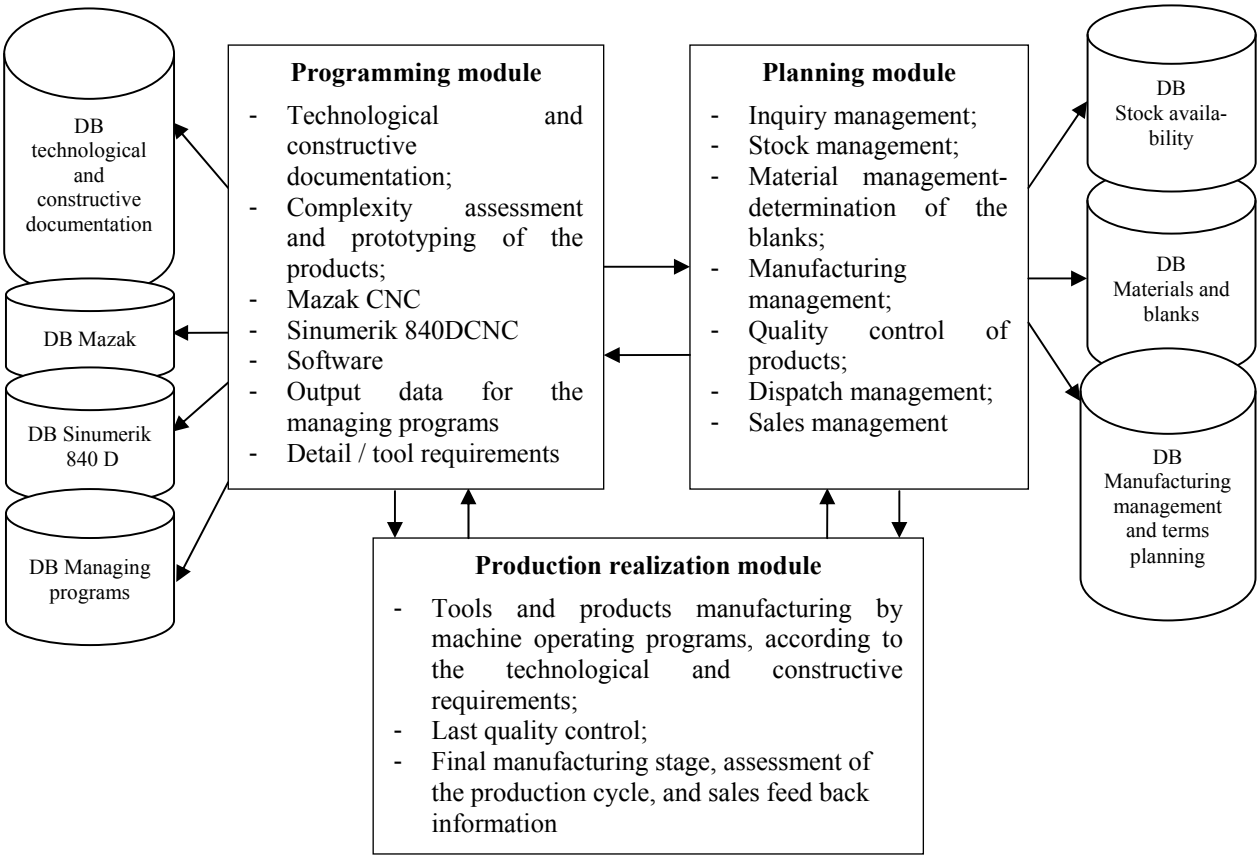


Fig. 1. Block diagram of the interrelationships between the separate modules of the "Protech" system

The system automates the general logistic chain - from purchasing and distribution up to manufacturing and logistic/ shipment. The object-oriented architecture (i.e. orders processing, specifications, delivery documents, etc) and it's program assurance, witch is developed on the base of standards, gives opportunities for integration with all COM – compatible program components. That type of architecture is appropriate for prompt reaction when product or process changes are needed by the clients and there is no need of special programs for standart software development. The modular structure of the system contains of the main blocks for production logistics, order management, accounting, supplying management and base program assurance for the peripheral modules of the system [1]. Combined with the "orders management", it accomplishes the production control and servs to realize the planing of the needs of resources, interests and competences which are always into competition in the real production circumstances. The main instrument of the block system is the following module – management – and it is designed for solving the operational tasks of distribution, management, control and communication. This block receives from the "request management" block instructions such as earlier start of the manufacturing process or delayed manufacturing term, because it is connected on-line (in a real time) with the modules for information services and work management. Consequently, it is in a permanently connection with all of the updated data of the company manufacturing status. The information flow spreads by strategic varieties which can be set and confirmed in real time according to customer demands and according to specified rules and parameters (e.g. time, dynamic outside priorities, measurements and production rhythm). An important advantage by solving the task of resource management is the fact that all types of demand resources such as capacity, instruments, production devices and tools, can be synchronized with the requested manufacturing deadlines. For this purpose are used the following functions - compounding of request and technological processes, combining of different requests, changing of deadlines, and also increasing of the production capacity. Figure 2 shows the algorithmic working scheme of the production programmable and planning system "Protech".

In general, the algorithmic sequence of the "Protech" system represents the following functions:

- beginning of the program - producing process; take in orders, and management of product requirements;
- submitting and processing information regarding to the stock availability;
- determining the material type;
- defining blanks (according to the technological documentation);
- detailing client requirements (designed according to the constructive – technological documentation);
- complexity assessment and prototyping of products – made by technologist-programmers who are writing all of the operating programs for CNC machines;
- tool guidance to Mazak or Sinumerik 840D after a technological complexity assessment;
- detail thermal treatment after finish of the mechanical treatment;
- stocking of the ready products;
- forming and planning of the manufacturing process;
- quality control;
- dispatch management;
- sales management;
- assessment of the economical, technological and manufacturing results feedback;
- finishing of the program-planning process "Protech".

The software product is currently in its development process and only part of the hitherto designed software is considered in the present report. These are the modules for provision of the tool equipment, method for input and processing of the parameters of the tools, which will take direct part in the production cycle of the details and work-pieces.

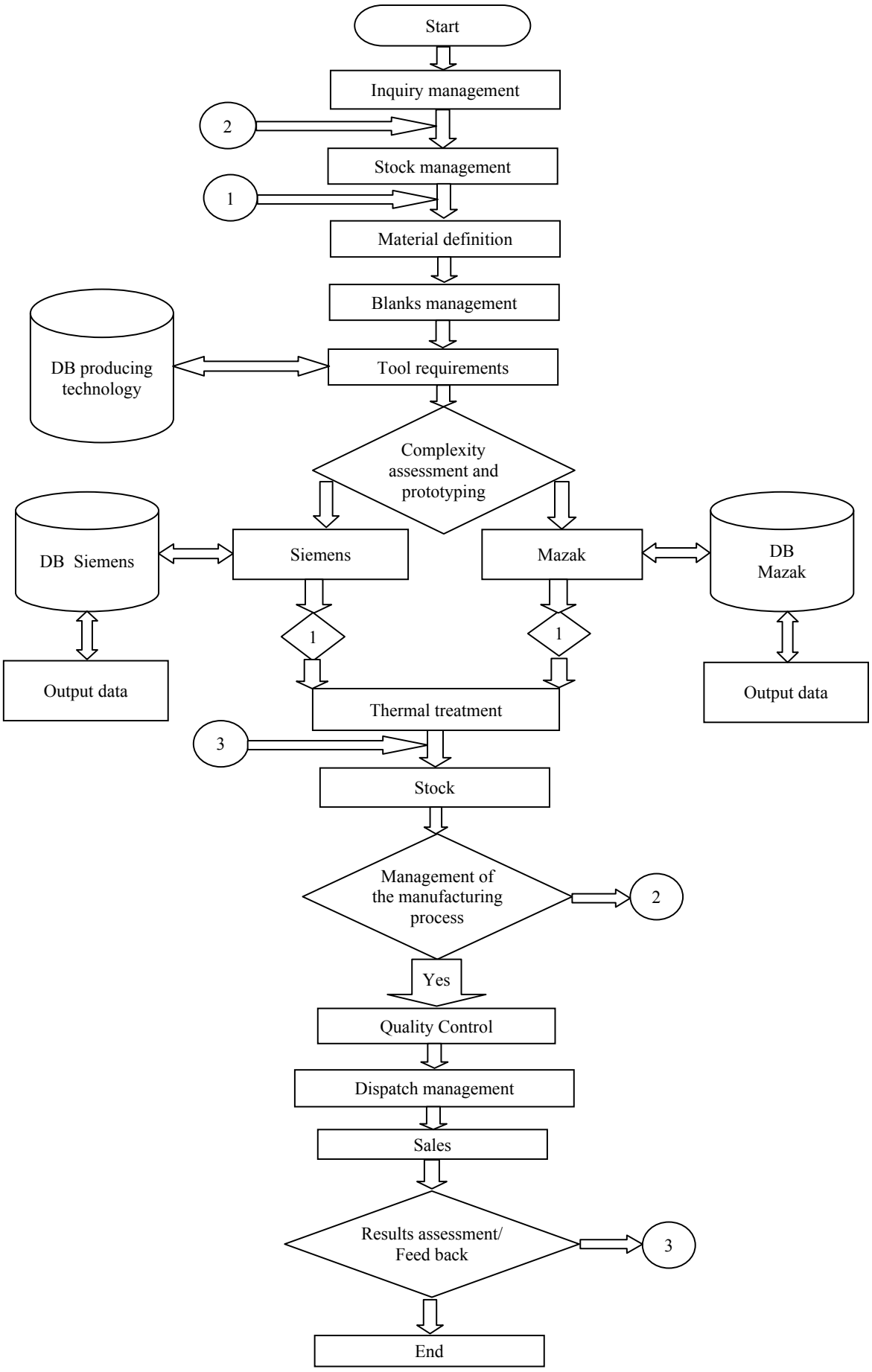


Fig. 2. Algorithmic type of «Protech» system

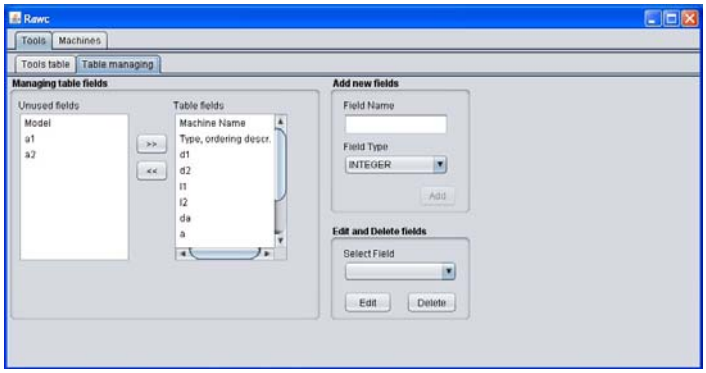
The other modules, which are still to be defined, are: - module for warehouse management and availability, module for machine provision and the respective equipment, and the module for planning and management of the manufacturing process. The names and definition of the tools are fully compliant with the requirements of the systems for management and programming of CNC machines. When a metal-processing tool is added to the program, its operational modes are also to be defined, taking into account the specified and recommended cutting modes, according to the type of the processed material, used by some of the most reputable cutting tools manufacturing companies in the world (Walter, Kennametal, Ceratizit). Within the tool addition process there is an integrated image of the specific tool, so that the programmer setting-up the CNC machine is able to see and evaluate whether the respective tool configuration will be efficient for the particular work process. The software product integrates basic information about machines and systems with CNC control, and this option enables the operator to quickly find more accurate technological decision concerning the sequence and basing of new articles and details in the production process.

The machines with software control are some of the most efficient facilities for automation of the production processes. Their main use is mechanical processing of blanks and details in the conditions of serial, small-number and single item fabrication processes. In its broadest sense, the term software control denotes the expedient definition and the sequential bringing to action of the required operation cycles of the production machine and the simultaneous control of their actual performance and implementation of the processing modes, which provide achieving the quality indicators and productivity designed for the implemented technological operation [2].

In brief, the goal of the design automation is to increase the quality of the very process, to reduce the cost, to shorten the deadlines for designing and hence, the deadlines for implementation of the article, as a whole. At the present stage, this is implemented by different in complexity, scope and field of application systems for automated design, called generally CAD/CAM systems [3]. For the development of “Protech” integrated engineering automation system – automated programming and planning of the production, we used the module for input, operation and analysis of two of the most widely spread systems for control of metal-cutting machines with computer and numerical control (CNC) made by the companies Mazak and Siemens - Mazatrol – Integrex IV and Sinumerik 840D, respectively. They are extensively applied in the modern machine-building industry and provide a serious pre-requisite for technological development and progress in the sphere of automated design engineering and production. The high technological and technical capacities and the favourable financial factor of these systems for control make them some of the most preferred areas for programming and control in the modern machine-building industry [4].

When planning and implementing of all main stages of operation with the Protech automation system the input-output data within the system is updated and processed aiming at full efficiency and continuous interdependence between the component modules and the staff operating the system. One of the main advantages of this program is the opportunity to be further developed and upgraded in any software aspect. Each module containing the fundamental data base can be ”updated” with new information concerning new articles or details, by adding to them the respective module and data about the necessary new tools and devices, which were not used hitherto in “Protech”, or in the machined production. Furthermore, inputting of new technological-programming and structural parameters is also possible using this function. One of the main advantages of this program is the exchange of data between the individual modules of the “Protech” system, and in this case the accent was put on the sectors for planning, programming and production. The specifics and complexity of articles and details manufactured are evaluated using the data base, which the technologist-programmers operate. The technological sequence of processing is built on basis of this evaluation, designed mainly for machines with a system for control Mazak - Mazatrol or Siemens – Sinumerik 840D [5]. Operational programs for the respective systems and machines are compiled, and from an organizational point of view, the necessary ap-

pliances, tool equipment and quality control devices must be prepared. The material of the blanks is defined, and in this case there must be a permanent control and information exchange with the warehouse base. The optimum period for implementation of the order is defined upon evaluation of the complexity of the article. During the entire planning, technological and production process of the manufacture, processing and exchange of information between these three sectors is continuous. Detailed block diagram and main operational algorithm for interaction of the above-specified information processes and data transfers can be seen in the article [5].



Options of programs menu:

1 – Overview of the main menu;
2 – Description of the tool module;
3 – Management of the tool inter changeability;
4 – Overview of the machine module

Fig. 3. Overview of the main menu of the program

General advantages of the software product: 1 – Flexibility of the software product – easy to use, configured and adapted to the specific needs; 2 – Planning - allowing planning and optimizing of the processing technology from start to finish; 3 – Control and management – better quality and quick production results.

DESCRIPTION OF THE TOOL MODULE-Management of the main menu of the program. The internal sub-menu **Tools managing** provides you with the possibility to create a separate sub-window of the **Tools managing** table. This enables creating new fields, which are suitable for the particular requirements of the user. There are two combined windows of the menu - **Unused fields** and **Table fields**. They enable and disable the visibility of the fields in **Table fields**, by moving within the individual menus using the buttons << and >>. The user can add, edit or delete fields with the tool data, depending on the complexity of the tool configuration (fig. 4).

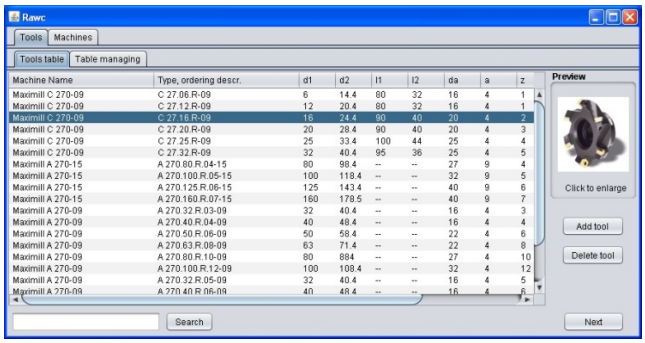


Fig. 4. Tools table

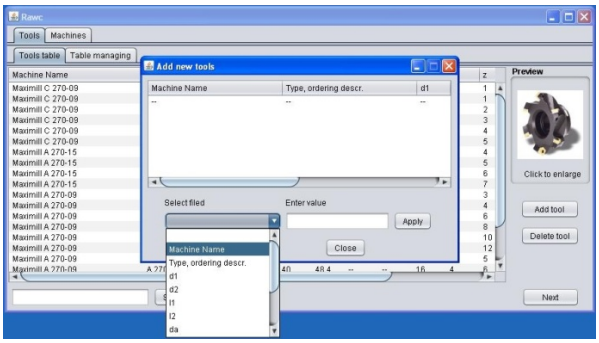


Fig. 5. Adding new tool

When the application is started, it allows you to use the default tool library (Tools table). The table provides detailed information about every tool. From within the preview window, one can see more about the shape of the tool by clicking on the image, obtaining thus full information about the particular metal-processing tool. There is also an option for adding or removing tools from the given menu. This is possible using the buttons **Add tool** and **Delete tool**. Even greater convenience is the button **Search**, through which every match and tool search criteria can be verified.

In the first section of the tool equipment menu are described the types of metal-processing cutters, drills, sink-tools, reamers, and the leftmost column contains the name of the tool, in this case – where the blue marker Maximill C 270-09 is – that is the name (model) of the given tool according to the technical and catalogue documentation of the manufacturing company, and every company has its own name coding. The next column describes in abbreviated manner the geometric parameters of the tool – C 27.16.R-09, in this case the letter **"C"** means that the cutter is of shank type (the letter **"A"** denoting shell-end cutters), designed for clamping in collet holder or holder of Weldon chuck type (based on autonomous fastening to a specially made site on the oblong part (shank) from the cutter body), the number 27 is the model of the milling tool, the number d1=16 mm is the diameter of the cutting inserts relative to their frontal direction, d2=24.4 mm - the diameter of the inserts in radial direction, l1=90 mm is the length of the entire milling tool including the brazed carbide cutting inserts mounted onto it, l2=40 mm is the length of the working part of the cutter, da=20mm diameter of the cutter shank, a=4 mm is the height of the bevel of the cutting edge (below 45 grad relative to the front-end and diameter of the cutting edge), z=2 the number of the replaceable carbide cutting inserts fixed onto the cutter. When the application operator selects the desired tool and image of it is shown in the right half of the **Tools table window**. Upon completion of the development of the tool module, the codes of the tools names will be described in detail according to their manufacturing company, along with all the parameters required for programming and setting-up of machines with CNC control. Using this menu one will also be able to monitor the availability of a given model of tools and when their quantity runs low or is depleted new tools will be ordered.

Fig. 5. clarifies the steps for inputting new tool, where by clicking on the menu **Add tool** a sub-window with the respective name opens, where one can define and store the parameters of the new tool. The operator can first define the name of the metal-processing tool in the option **Machine name**, and the next stage is **Type ordering descry**, which option allows him to select which geometric parameters shall be entered – d1, d2, l1, l2 etc. in compliance with the configuration of the tool. Once these positions are defined, the operator can click on the button **Apply** from the program menu so that the data about the new tool will be entered into the data base of the tool module, analogical machines, materials etc. At the final stage of this manipulation the operator can close the sub-window of the menu using the button **Close**. The overall methodology for system "Protech" is described in [6].

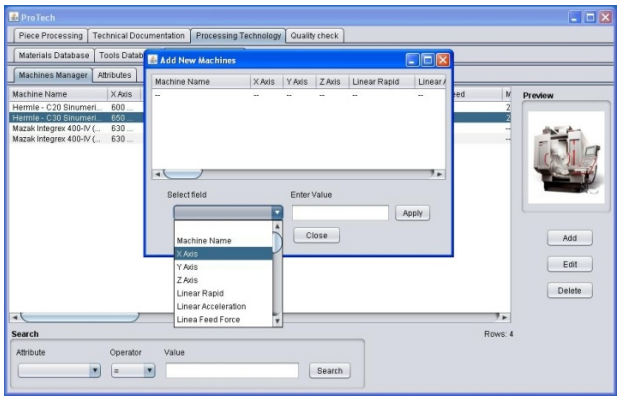


Fig. 6. Program menu to define new machine configuration

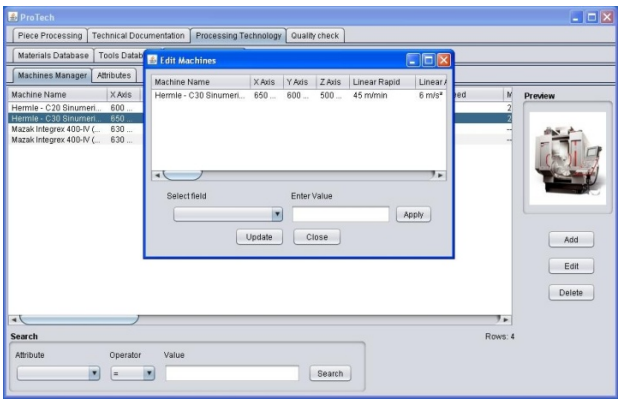


Fig. 7. Menu-editing machine configuration

3. CONCLUSIONS

Permanent control, exchange and information update of the manufacturing process/ cycle in real time is the main point of the whole process. These program functions can provide monitoring of each stage of manufacturing of the products, the product quality, and deadlines for implementation, stock availability and sales management. „Protech" system was developed in collaboration

with PhD Ing. Rossen Ivanov and therefore is a conference organized from SFU-Krasnojarsk, Russia. The authors are open for discussion, consultation and presentations on the topic.

References

1. Kurtunov S. Engineering logistics, Gabrovo, University Publishing house „Vasil Aprilov", 2008, ISBN 978-954-683-377-8 (in Bulgarian).

2. Kartunov S. Manual on programming and application of metal-cutting machines with computer and numerical control, Gabrovo, Publishing house of the Technical University. – Gabrovo, 1996, ISBN 954-683-044-5 (in Bulgarian).

3. Kartunov S., Rachev P. Automated planning and management of the production. Computer integrated production (CIM), Gabrovo, Printing base of the Technical University. – Gabrovo, 1997, ISBN 954-683-057-7 (in Bulgarian).

4. Ivanov R., Kartunov S. Working with modules for programming of control applications for CNC machines Mazak – Integrex IV and Siemens – Sinumerik 840D in the "Protech" system environment, XXI international scientific-technical conference "Automation of discrete manufacturing" ADM – 2012". – Sosopol, 2012.

5. Ivanov R., Kartunov S. Programming, planning and prototyping of serial production in the "Protech" integrated system for automation of engineering design environment, 9th International conference "Standardization, prototyping and quality: Balkan conference", Tirana. – 2012.

6. Къртунов С., Иванов Р. „Методика за работа със система PROTECH", Созопол, МНК АДП-2013, Созопол, МНК АДП-2013, ISSN 1310-3946, стр. 561 (in Bulgarian).

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И НЕКОТОРЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦЭТВ В КРАСНОЯРСКОМ КРАЕ

П. О. Аушев, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: dest_222@mail.ru

The paper concerns with trends for DVB development. Ecological safety and power flux density values and corresponding electric field intensity admissible norms are also described.

Переход на цифровое эфирное телевещание и внедрение нового стандарта вещания в России является следованием мировой тенденции, определённой решением Международного союза электросвязи. В 2004 г. распоряжением правительства РФ № 706-р в качестве стандартов вещания было определено семейство стандартов вещания DVB, в частности стандарт эфирного цифрового вещания DVB-T [1].

В 2011 г. распоряжением Правительства РФ, в качестве единого стандарта эфирного цифрового вещания в стране, был выбран стандарт DVB-T2, являющийся вторым поколением стандарта DVB-T.

Согласно ФЦП «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 годы» переход на цифровое эфирное телевизионное вещание в России территориально происходит в 4 этапа, начиная от приграничных регионов и заканчивая центральными, из соображений приоритетного согласования и занятия частот для эфирного вещания на приграничных территориях страны.

Переход на цифровое эфирное телевизионное вещание в Красноярском крае, принадлежит к четвертому этапу перехода и подразумевает строительство принципиально новой сети, технологически несвязанной с существующей сетью аналогового вещания. Строительство сети ЦЭТВ (Цифровое Эфирное Телевизионное Вещание) в Красноярском крае входит в зону ответственности филиала РТРС «Красноярский краевой радиотелевизионный передающий центр» (КРТПЦ).

Общий принцип формирования мультиплекса цифровых программ представлен на рис. 1. Сигналы от различных источников поступают на мультиплексор (Mux). На выходе мультиплексора формируется транспортный поток MPEG-2 с заданным составом программ. Сформированный транспортный поток поступает на шлюз DVB-T2 (T2-Gateway), который преобразует данный поток в поток T2-MI, для корректного восприятия данных интерфейсом модулятора. Полученный T2-MI поток распространяется по транспортной сети к передающим станциям. Транспортная сеть может быть организована с использованием спутниковых, волоконно-оптических, радиорелейных линий связи и т.д. Главное требование к транспортной сети – это минимизация задержек, поскольку передатчики синхронной одночастотной сети синхронизируются между собой. Доставленный транспортный поток подается на вход модулятора (Modulator), ВЧ сигнал подается на усилитель мощности, далее на фильтр и антенно-фидерное устройство (AFD) [2].

Для обеспечения требуемого охвата населения в Красноярском крае следует построить около 490 станций одночастотной сети вещания первого и второго пакетов общедоступных телерадиопрограмм. Строительство этих станций планируется осуществить в 6 этапов.

В рамках реализации первого этапа строительства, в 2013 г. была возведена радиотелевизионная передающая станция (РТПС) в г. Красноярске с телевизионной башней высотой 180 метров и максимальной высотой подвеса антенн 195 метров, на территории стан-

ции спутниковой связи «Орбита». Башня оборудована передающими устройствами мощностью в 5 кВт, обеспечивающими уверенный приём цифровых и аналоговых телерадиопрограмм на территории г. Красноярска и приграничных территориях, включающих в себя города-спутники, такие как Железногорск, Дивногорск и прилегающие населённые пункты [3].

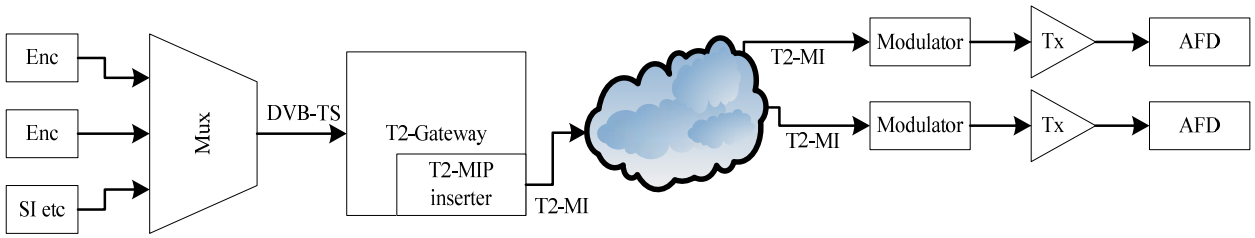


Рис. 1. Обобщенная структурная схема формирования сигнала. Пояснения в вышеприведенном тексте

Испытания, проведённые специалистами Красноярского КРТПЦ в 2013 г., показали возможность приёма цифрового сигнала, в большинстве районов города, на обычную комнатную антенну.

В результате эксперимента, были получены параметры зон ограничения застройки (ЗОЗ), которые приведены в табл. 2 и на рис. 2. Расчеты зон ограничения застройки выполнены с использованием сертифицированного программного обеспечения «ПК АЭМО 4.0», в соответствии с предельно допустимыми уровнями ЭМП диапазона частот 30 кГц – 300 ГГц [4] и типовыми нормами для населения, см. табл. 1 (СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03).

Произведённые расчёты показывают, что максимальная по размерам ЗОЗ образуется по азимуту 90 град.: максимальное расстояние от источника излучения составляет 840,6 м, минимальная высота – 107 м. Такая ЗОЗ исключает опасность электромагнитного воздействия на жителей окрестных жилых комплексов и позволяет строить здания под нижней границей ЗОЗ высотой приблизительно до 40 этажей.

Согласно ФЦП, после окончания строительства сети цифрового эфирного вещания в стране, вещание в аналоговом формате будет прекращено, что повлечёт за собой отключение всех аналоговых передатчиков на РТПС. Таким образом, для вещания трёх цифровых мультиплексов будут использоваться три передатчика с мощностями по 5 КВт каждый и одна антенна с круговой диаграммой направленности, что обеспечит уменьшение размеров ЗОЗ.

Таблица 1

Предельно допустимые уровни ЭМП диапазона частот 30 кГц – 300 ГГц для населения

Диапазон частот	30–300 кГц	0,3–3 МГц	3–30 МГц	30–300 МГц	0,3–300 ГГц
Нормируемый параметр	Напряженность электрического поля, Е (В/м)				Плотность потока энергии, ППЭ (мкВт/см^2)
Предельно допустимые уровни	25	15	10	3	10–25

Таблица 2

Результаты расчета зоны ограничения застройки (ЗОЗ)

Азимут, град.	ЗОЗ – расстояние от башни(R), м	ЗОЗ – нижняя граница (H), м
0	805	108,4
45	736,2	116,3
90	840,6	107
135	768,8	115
180	781,9	109,2
225	683,4	118,4
270	739,4	110,7
315	669,4	119,1

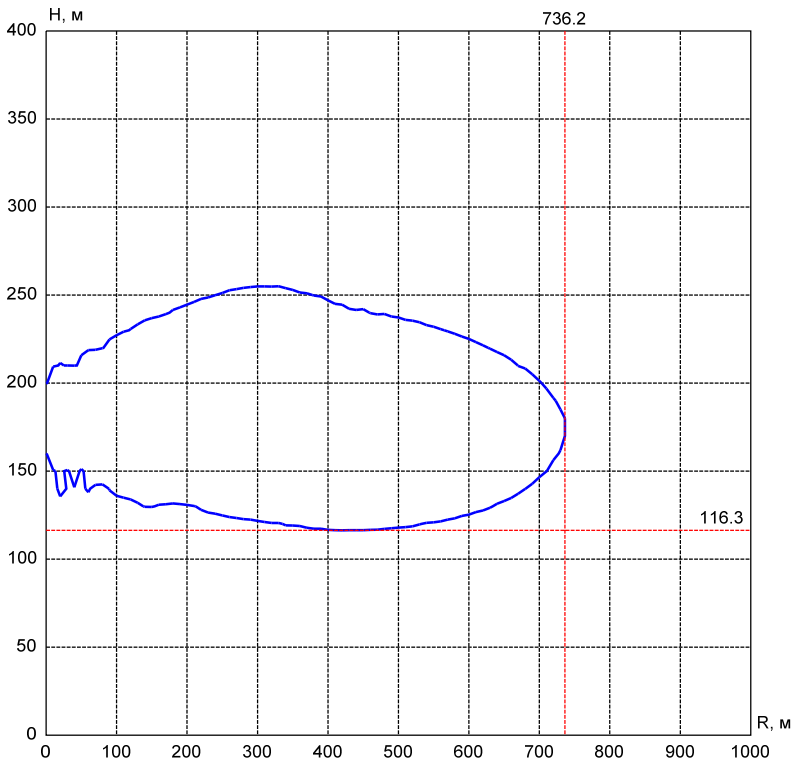


Рис. 2. Пространственные параметры зоны ограничения застройки в вертикальной плоскости по азимуту 45°

Таким образом, направление развития ЦЭТВ состоит в следующем:

- Для обеспечения зон уверенного приёма в населённых пунктах Красноярского края, в течение второго, третьего и последующих этапов запланировано строительство 465 новых антенно-мачтовых сооружений. Из существующих АМС использованию подлежат только 25 из 721 сооружения. Остальные же 696 АМС по своим характеристикам, географическому расположению, либо техническому состоянию не обеспечивают оптимальной схемы построения цифровой эфирной телерадиосети. В составе новой сети вещания планируется использование передающих устройств следующих мощностей: 10 Вт, 50 Вт, 100 Вт, 250 Вт, 500 Вт, 1 кВт, 2 кВт и 5 кВт.
- На базе сети эфирного вещания DVB-T2 технологически возможно организовать услуги экстренного оповещения в чрезвычайных ситуациях, доступ к услугам электронного правительства и целому ряду интерактивных услуг.
- Как это и происходит с любой новой технологией, в данный момент времени все потенциальные возможности стандарта DVB-T2 используются не в полной мере. Постоянно ведутся работы по оптимизации параметров вещания, направленные на увеличение информационной скорости предоставляемого потока данных, более рациональное размещение телеканалов внутри PLP-потоков (Physical Layer Pipes) мультиплексов, что позволяет увеличить качество передаваемой аудио и видео информации, а так же обеспечивает возможность выделения каналов передачи данных, для реализации дополнительных услуг. В частности, в декабре прошлого года был проведен ряд изменений в параметрах первого мультиплекса, позволивший повысить информационную скорость потока с 2,1 Мбит/с до 3 Мбит/с, то есть информационная скорость повысилась на 42 %. Битрейт аудиопотока для радиоканалов был увеличен со 144 кбит/с до 200 кбит/с, таким образом прирост составил 38 % от первоначального потока.

Соответственно оптимизация параметров мультиплексов представляет собой еще нерешенную проблему, которая требует опытного всестороннего изучения в различных условиях работы и распространения сигнала.

Список литературы

1. Вилкова, Н.Н. Состояние и перспективы развития цифрового телевизионного вещания в России / Н.Н. Вилкова, Ю.Б. Зубарев. – М.: Электросвязь, 2008. – 5 с.

2. Триада-ТВ. Основы цифрового телевидения в стандарте DVB-T/T2. – Новосибирск: Триада-ТВ, 2011. – 61 с.

3. Цифровое эфирное телевидение. – URL: http://krasnoyarsk.rtrn.ru/dtv/faq/

4. Аполлонский, С.М. Расчеты электромагнитных полей / С.М. Аполлонский. – М.: Маршрут, 2006. – 986 с.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАФИКА В СЕТЯХ VPN

О. Л. Гутковская, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет им. М. Ф. Решетнева
660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

Бурное развитие сети Интернет привело к возможности использования открытых ресурсов для организации корпоративных сетей VPN. Однако, топологии сетей, требования к качеству обслуживания, изменяющиеся структуры связей приводят к усложнению задачи распределения трафика в корпоративной сети. В данной работе проводится анализ существующих методов оптимального распределения трафика в сетях VPN.

Для анализа сетей связи существуют две классические модели сетей, такие как потоковая и канальная модель сети, которые позволяют составить систему уравнений показывающими связь между всеми потоками трафика внутри сети. Основное отличие заключается в том, что в потоковых моделях возможно динамическое распределение ресурсов сети, а в канальных используется статическое закрепление пропускной способности за пользователями сети.

Одной из проблем реализации VPN на базе канальной модели является сложность в обеспечении масштабируемости применяемых методов расчета. Аналитические методы, эффективные для одних стандартных скоростей (например, для основных цифровых каналов), могут не масштабироваться для потоков E1 или E3. В этом случае могут быть применены различные методы асимптотической аппроксимации, одним из которых является метод усовершенствованной равномерной асимптотической аппроксимации RUAA (Refined Uniform Asymptotic Approximation) [1].

Другой важной задачей реализации в сети некоторого набора VPN является выбор оптимального способа разделения сетевых ресурсов. Например, при использовании полного разделения ресурсов сетевой инфраструктуры между отдельными VPN возникают потери доходов (из-за неиспользования полосы пропускания отдельных звеньев). Альтернативным подходом является полное совместное использование сети всеми VPN, где ресурсы звеньев задействуются полностью, но здесь возникают проблемы обеспечения безопасности и защиты трафика различных VPN в одном звене сети. Может быть использовано также иерархическое виртуальное разделение, предложенное в [2]. Этот метод позволяет управлять разделением сетевых ресурсов, а также классами обслуживания внутри каждой VPN.

Начиная с конца 90-х годов прошлого века рад зарубежных исследователей рассматривали задачу определения необходимых сетевых ресурсов для реализации VPN с учетом минимизации величины резервируемой полосы пропускания или ее стоимости. В результате, были представлены реализации потоковой модели VPN; произведен анализ алгоритмов: на базе каналов провайдера, на базе отдельных потоков и на базе всех потоков VPN;

разработаны сценарии реализации потоковой модели VPN при статическом и динамическом задании резервируемой полосы пропускания в потоках в зависимости от вида трафика.

Так, в [3] приведены аргументы в пользу того, что потоковая модель VPN с оптимальной полосой пропускания должна основываться на древовидной топологии. В этой же работе представлен алгоритм со сложностью *O(mn)* для определения древовидной топологии с оптимальной полосой пропускания в случае, когда звенья сети имеют бесконечную пропускную способность и требования к полосе пропускания в каждой конечной точке VPN симметричны. Если звенья сети имеют бесконечную пропускную способность и требования к полосе пропускания в каждой конечной точке VPN являются произвольными (например, ассиметричными), доказано, что задача определения древовидной топологии VPN с оптимальной полосой пропускания относится к классу задач, которые являются труднорешаемыми с вычислительной точки зрения (NP-hard).

В [4] показано, что для резервирования необходимой полосы пропускания в VPN с топологией в виде дерева с суммарно-симметричным трафиком конечных точек и с неограниченной полосой пропускания каналов сети общего пользования оптимальное решение может быть определено за полиномиальное время и находится в пределах коэффициента аппроксимации 3 от оптимальной стоимости решения с неразделяемой маршрутизацией трафика.

В работе [5] показано, что применительно случая ассиметричного дерева с бесконечными емкостями ребер, с целью определения требуемой полосы пропускания для реализации VPN использование комбинации нового алгоритма аппроксимации с простой схемой маршрутизации позволяет уменьшить коэффициент аппроксимации до 3,55. Однако все имеющиеся аппроксимационные алгоритмы можно использовать только при условии бесконечных емкостей ребер графа, что не учитывает реальных условий реализации VPN – ограниченность сетевых ресурсов на отдельных участках сети общего пользования, возможность изменения требований на резервируемую полосу пропускания, наличие более точной информации о распределении трафика конечных точек VPN и другие.

В [6] рассматривается проблема создания отказоустойчивой VPN для случая выхода из строя отдельной ветви в пути. Предлагается алгоритм аппроксимации с коэффициентом 16, который позволяет создать древовидную топологию VPN, устойчивой к отказам отдельных звеньев при их повреждениях.

Оптимальный алгоритм реализации потоковой модели VPN, предложенный в [7], рассматривает случай разделяемой маршрутизации. В этом случае трафик между каждой парой конечных точек виртуальной частной сети может быть передан по нескольким путям в произвольной форме. Однако предлагаемый подход также не учитывает особенностей практической реализации VPN, маршрутизации трафика, а также оценки сложности подобных алгоритмов.

Для оптимального использования сетевых ресурсов потоковой модели VPN в [8] применяется модифицированный алгоритм древовидной маршрутизации (MTRA). Согласно данному алгоритму для каждой VPN необходимо определить такое дерево, которое формируется путем оптимизации следующей целевой функции:

$$Cost_{MRTA}(T) = \sum_{x=1}^{k} \frac{RS(e_x)}{B(e_x)}, \qquad (1)$$

где k – число звеньев входящее в оптимальное дерево; $RS(e_x)$ – требуемая полоса пропускания в звене e_x; $B(e_x)$ – имеющаяся свободная полоса пропускания на звене e_x.

Данный алгоритм позволяет найти оптимальное дерево для каждой VPN только для сети удовлетворяющей модели *Sym/G/Fix/Stat*. Суть алгоритма заключается в следующем пусть даны граф *G*, имеющий *n* узлов, а также конечные точки VPN с известными запро-

сами на полосу пропускания $B_i^{in} = B_i^{out}$, поскольку такие значения известны для каждой конечной точки VPN, то для отдельной VPN задается вектор vr_i. Для каждой VPN находится дерево-кандидат T_i путем вычисления алгоритма поиска в ширину, в общем случае будет определено n деревьев, из которых необходимо выбрать то, которое удовлетворяет условию (1), данный алгоритм приведен в [8], и определяет значение $RS(e_x)$ для всех ветвей из дерева-кандидата. Суть алгоритма вычисления требуемой полосы для конкретного ребра дерева-кандидата заключается в следующем: в начале из дерева-кандидата удаляется первое ребро тем самым дерево-кандидат разбивается на два поддерева, после чего, необходимо подсчитать суммарную полосу пропускания запрашивающими источниками каждого дерева, наименьшее значение и будет необходимой полосой пропускания для конкретного ребра в дереве-кандидате. Далее такой алгоритм необходимо повторить столько раз, сколько имеется ребер у дерева-кандидата, после определения необходимой полосы пропускания на каждом ребре, подсчитывается суммарная полоса пропускания по всем ребра дерева-кандидата. Если в результате в каждом дереве-кандидате будет такое ребро полоса пропускания которого будет меньше необходимой, то запрос такой VPN откланяется. Затем для каждого дерева-кандидата вычисляется функция (1) , согласно которой выбирается оптимальное дерево.

После определения оптимального дерева для VPN вычисляется оставшаяся полоса пропускания для каждого ребра графа G путем вычитания требуемой пропускной способности соответствующих ребер оптимального дерева T_i. Такая процедура будет повторяться до тех пор, пока не будут проанализированы все вектора vr_i. Необходимо отметить, что потоковые модели, проанализированные в [8], позволяют строить оптимальные древовидные топологии согласно критерию минимальной стоимости аренды каналов, данные методы анализа основаны на алгоритмах заимствованных из теории графов, используя классические методы поиска минимальных остовных деревьев используя алгоритмы Крускала и поиска в ширину.

В заключение, можно отметить, что проведенный анализ работ зарубежных и отечественного авторов показал, что отсутствует систематизированная теоретическая база исследования виртуальных частных сетей, имеющиеся теоретические результаты не учитывают многих практических аспектов реализации VPN, в том числе рассмотрения в глобальном масштабе сети, кроме этого алгоритм MTRA [8] не позволяет организовать многопутевое распределение трафика в сети. Таким образом, требуется разработка новых методов, учитывающих линейную зависимость сложности расчетов от масштаба сети, возможность оценки характеристик сетей при обслуживании разнородных информационных потоков, возможность решения многокритериальной задачи при оценке параметров телекоммуникационных сетей.

Список литературы

1. Morrison, J.A. Refined asymptotic approximations to loss probabilities and their sensitivities in shared unbuffered resources / J.A. Morrison, K.G. Ramakrishnan, D. Mitra // SIAM J. Appl. Math. – 1998. – 59(2). – Pp. 494–513.

2. Mitra, D. Hierarchical virtual partitioning: algorithms for virtual private networking / D. Mitra, I. Ziedins // Proc. IEEE GLOBECOM 97. – 1997. – Pp. 1784–1791.

3. Kumar, A. Algorithms for provisioning virtual private networks in the hose model / A. Kumar, R. Rastogi, A. Silberschatz, B. Yener // IEEE/ACM Transactions on Networking. – 2002. – V. 10 – № 4. – Pp. 565–578.

4. Leonardi, S. Desing of network in the hose model / S. Leonardi, G. Oriolo // Proc. of the 2nd International Workshop on Approximation and Randomization Algorithms in Communication Network, Carleton Scientific Press. – 2002. – Pp. 65–76.

5. Eisenbrand, F. New approaches for virtual private network design / F. Eisenbrand, F. Grandoni, G. Oriolo, M. Skutella // International Colloquium on Automata, Languages and Programming. – 2005. – Pp. 151–1162.

6. Italiano, G.F. Restoration algorithms for virtual private network in the hose model / G.F. Italiano, R. Rastogi, B. Yener // IEEE INFOCOM. – 2002.

7. Eisenbrand, F. An improved approximation algorithm for virtual private network design / F. Eisenbrand, F. Grandoni //ACM-SIAM Symposium on Discrete algorithms. – 2005. – Pp. 928–932.

8. Росляков, А.В. Виртуальные частные сети. Основы построения и применения / А.В.Росляков. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 304 с.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО РАСПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА НАГРУЗКИ В СЕТИ С МНОГОАДРЕСАТНОЙ РАССЫЛКОЙ

Р. Н. Емельяненко, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

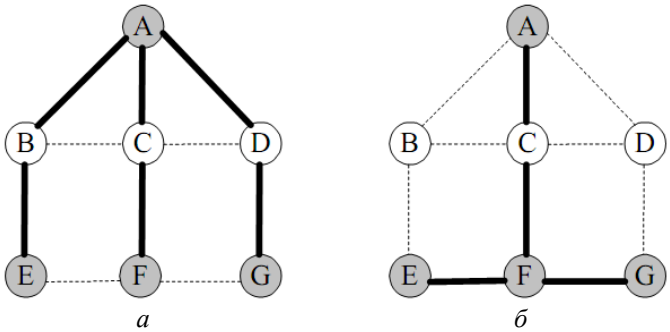
Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: vectr.77@list.ru

Данная статья рассматривает возможность оптимизации сетей с многоадресатной рассылкой путем выбора оптимального расположения источника нагрузки.

На сегодняшний день, основным применением многоадресатных сетей является передачи видеоинформации в реальном времени, на которую сквозная задержка в сети не оказывает особого влияния. Учитывая это, можно считать, что для многоадресатных сетей наиболее приоритетной является оптимизация пропускной способности всей сети и освобождение как можно большего количества каналов под нужды IP сети.

Для маршрутизации многоадрессатного трафика, в подавляющем большинстве случаев, используется протокол PIM-SM (Protocol Independent Multicast – sparse mode). Данный протокол для формирования таблицы маршрутизации многоадресатного трафика использует таблицу маршрутизации IP сети, полученную с помощью протоколов динамической маршрутизации (OSPF, IS-IS). Деревья кратчайших путей (SPT) (рис. 1, *а*) полученные с помощью таблицы маршрутизации IP-сети являются наилучшими решением с точки зрения задержек в сети, однако, с точки зрения пропускной способности всей сети, более оптимальным решением являются деревья Штейнера (рис. 1, *б*).

В работе [1] для оптимизации трафика в сетях с многоадресатной рассылкой используется генетический алгоритм для получения метрик, при которых деревья кратчайшего пути будут иметь вид деревьев Штейнера. Функция приспособления (1) данного алгоритма учитывает только пропускную способность сети и её превышения на определенных каналах.



а *б*

Рис. 1. Подходы к маршрутизации многоадресатного траффика (*а* – SPT: *б* – дерево Штейнера)

$$\text{fitness}(L1, L2) = \frac{\mu}{\alpha \times L1 + \beta \times L2}, \quad (1)$$

где L1 – пропускная способность сети; L2 – превышение полосы пропускания перегруженного канала; μ, α, β – коэффициенты выбираемые вручную.

L1 определяется по формуле

$$L1 = \sum_{g=1}^{G} \sum_{(i,j)\in E} D_g \times y_{i,j}^{\ g}, \quad (2)$$

где D_g – полоса пропускания для группы g; $y_{i,j}^{\ g}$ – равно 1, если канал (i,j) включён в дерево многадресатной рассылки, иначе 0; G – количество групп многоадресатной рассылки; E – количество каналов в исследуемой сети.

L2 определяется по формуле:

$$L2 = \sum_{(i,j)\in E} \omega_{i,j} \times \left(\sum_{g=1}^{G} D_g \times y_{i,j}^{\ g} - C_{i,j}\right), \quad (3)$$

где $\omega_{i,j}$ определяется из условия

$$\omega_{i,j} = \begin{cases} 0 \text{ if } \sum_{g=1}^{G} D_g \times y_{i,j}^{\ g} \le C_{i,j} \\ 1 \quad \text{otherwice} \end{cases}; \quad (4)$$

$C_{i,j}$ – пропускная способность канала (i, j).

Для нахождения наиболее оптимального расположения источника нагрузки необходимо произвести расчёт генетического алгоритма [1] n раз, где n – количество узлов, способных быть источником нагрузки. При каждом новом выполнение алгоритма, для расчёта функции приспособления строится дерево с вершиной в новом узле. На выходе получится n различных деревьев с вершинами в разных узлах сети, для определения наиболее оптимального из них, необходимо воспользоваться модернизированной функцией приспособления (5), включающей в себя время задержки, вносимое сетью.

$$\text{fitness.root}(L1, L2, T) = \frac{\mu}{\alpha \times L1 + \beta \times L2 + \delta \times T}, \quad (5)$$

где T – определяет задержку вносимую узлами сети; δ – коэффициент определяемый вручную.

T определяется по формуле:

$$T = \sum_{g=1}^{G} \sum_{(i,j)\in V_g} T_{i,r} \times y_{i,j}, \quad (6)$$

где $T_{i,r}$ – задержка между i- узлом сети и источником нагрузки; V_g – многоадресатные участники полученного дерева для группы g.

При выборе коэффициентов μ, α, β, δ для формулы (5), необходимо учитывать, что влияние задержки сети должно быть минимальным, учёт задержки стоит производить только в случаях, когда при использование критерия пропускной способности имеется более одного претендента.

Одним из основных преимуществ данного способа является освобождение пропускной способности сети при использование существующего оборудования и каналов связи. Перенос источника нагрузки, в случае, если речь идёт о вещании спутниковых или эфир-

ных телеканалов, не является невыполнимой задачей. Даже в случае физической невозможности переноса источника нагрузки, пересылка трафика от физически расположенного источника в полученную вершину дерева Штейнера может оказаться более выгодным решением с точки зрения пропускной способности сети.

Основным же недостатком является сложность расчёта полученного генетического алгоритма, которая напрямую зависит от количества узлов в сети. В некоторых случая для упрощения расчета можно отказаться от использования деревьев Штейнера и использовать только формулу (5) для переноса источника нагрузки внутри сети, расчёт по которой достаточно прост.

Список литературы

1. Wang, Ning. Bandwidth Constrained IP Multicast Traffic Engineering Without MPLS Overlay / Ning Wang, George Pavlou // Lectures Note in Computer Science. – 2004. – Vol. 3271. – С. 140–151.

2. Protocol Independent Multicast – Sparse Mode (PIM-SM): Protocol Specification (Revised). RFC 4601 / B. Fenner et al. – 2006.

3. OSPF Version 2. RFC 2328. – J. Mon. – 1998.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА RED В УСЛОВИЯХ БОЛЬШОЙ ДИСПЕРСИИ ТРАФИКА СЕТИ ETHERNET

Д. В. Симаков, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

Объясняется необходимость исследования поведения алгоритма RED в условиях трафика с большой дисперсией для случаев входных и выходных очередей, динамика которых, предположительно, имеет различное поведение. Приводятся краткие результаты исследования динамики интенсивности трафика в канале передачи реальной сети.

В основном современные мультисервисные инфокоммуникационные сети используют на канальном уровне технологию Ethernet. Пакетный способ коммутации, присущий данной технологии, неизбежно приводит к образованию очередей в буферах коммутаторов и маршрутизаторов. Свойства мультимедийного трафика, обслуживаемого в мультисервисных сетях, могут существенно отличаться от классических моделей потоков. Изменение свойств трафика может привести к значительному снижению качества обслуживания (QoS – quality of service), приводя к дополнительным задержкам, увеличению джиттера, повышению вероятности потерь пакетов и повторным передачам. Для обслуживания мультисервисного трафика, с целью обеспечения заданного уровня QoS для различных категорий потоков (аудио, данные, видео и т.д.) разработаны технологии управления очередями [1]. Основными способами при этом являются постановка пакетов разных классов трафика в отдельные очереди с разными приоритетами и алгоритмы случайного сброса пакетов с ненулевой вероятностью при обнаружении перегрузки. Из последних, базовым является алгоритм случайного раннего обнаружения RED (Random Early Detection).

Алгоритм работы механизма RED заключается в следующем [1]. В момент поступления каждого нового пакета по формуле (1) вычисляется средневзвешенное значение очереди *avg* в буфере интерфейса:

$$avg = (1 - w)\, avg_0 + wq, \tag{1}$$

где avg_0 – предыдущее значение средней очереди; w – весовой коэффициент; q – текущее значение очереди.

Весовой коэффициент задается администратором сети и определяет относительный вклад предыдущего среднего значения и текущего фактического значения очереди в результат вычисления нового средневзвешенного значения очереди. «Оптимальное» значение весового коэффициента зависит от степени «пачечности» трафика. Чрезмерно большое значение весового коэффициента может привести к тому, что в случае кратковременного образования очереди начнется необоснованный сброс пакетов. Если же его значение будет мало, то алгоритм будет слишком инертным, то есть не будет успевать вовремя реагировать на возникшую перегрузку, и, напротив, будет продолжать некоторое время сбрасывать пакеты даже тогда, когда перегрузки уже нет.

Полученное значение *avg* сравнивается со значениями двух параметров, заранее заданных администратором – минимальным min_*th* и максимальным max_*th* пороговыми значениями размера очереди. Если выполняется условие $avg \le \min_th$, то вероятность сброса пакета равна нулю. При выполнении условия $avg \ge \max_th$, пакет сбрасывается со 100 % вероятностью. Если же $\min_th \le avg \le \max_th$, то вероятность сброса пакета линейно возрастает с увеличением значения avg и вычисляется по формуле (2):

$$Pdrop = \frac{avg - min_th}{\left(\max_th - min_th\right)} p_{MAX}, \qquad (2)$$

где p_{MAX} – максимальной значение вероятности сброса пакета, при значении средневзвешенного размера очереди $\min_th \le avg \le \max_th$. График зависимости вероятности отбрасывания пакета от средневзвешенного размера очереди представлен на рис. 1.

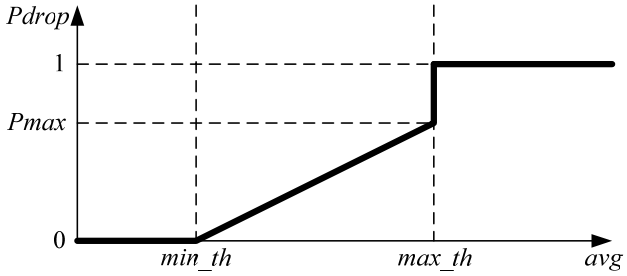


Рис. 1. Зависимость вероятности отбрасывания пакетов от средней очереди при использовании алгоритма RED

Алгоритм RED разрабатывался как способ улучшения качества обслуживания трафика путем контроля размера очереди и случайного сброса пакетов с целью предотвращения возникновения эффекта «глобальной синхронизации» TCP-потоков. Однако при разработке данного алгоритма и поиске оптимальных значений его параметров предполагается пуассоновский характер трафика. Однако исследования показали [2], что интенсивность потока пакетов в Ethernet-сети описывается распределениям с «тяжелыми хвостами», которые имеют очень большую дисперсию. Физически это означает, что для Ethernet-трафика характерны плотные «пачки» пакетов, в которых пакеты следуют друг за другом с малым временным интервалом, и сменяющие их относительно длинные интервалы «тишины», на протяжении которых не поступает ни одного пакета.

Для исследования поведения трафика Ethernet на реальной сети, были получены статистические данные о динамике трафика в одном из каналов передачи. Результаты исследования представлены на рис. 3–4, а экспериментальная схема сбора информации – на рис. 2. Для сбора статистики, трафик «зеркалировался» с одного порта маршрутизатора на другой, к которому был подключен ПК, на котором была запущена программа-сниффер.

Среднее значение интенсивности трафика (в Мбит/с) по результатам исследования составило 377 Мбит/с, а дисперсия $\approx$ 15412. Это подтверждает ранее известные сведения о

характере трафика в каналах Ethernet [2]. Интенсивность трафика изменяется резкими скачками в широком диапазоне значений, который ограничен лишь полосой пропускания протокола канального уровня. При этом вероятностью больших отклонений от среднего значения, в отличие от пуассоновских потоков, в данном случае пренебрегать нельзя.

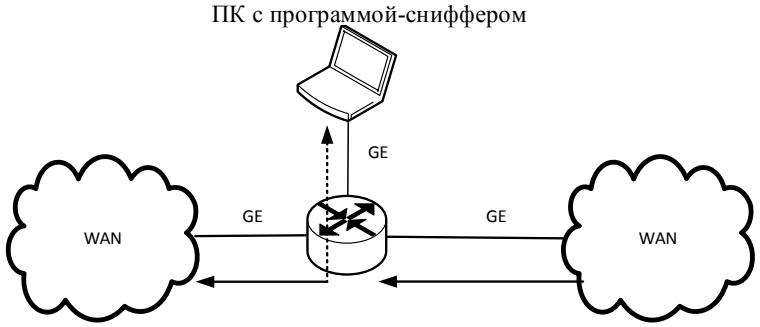


Рис. 2. Экспериментальная схема сбора информации о трафике в канале передачи

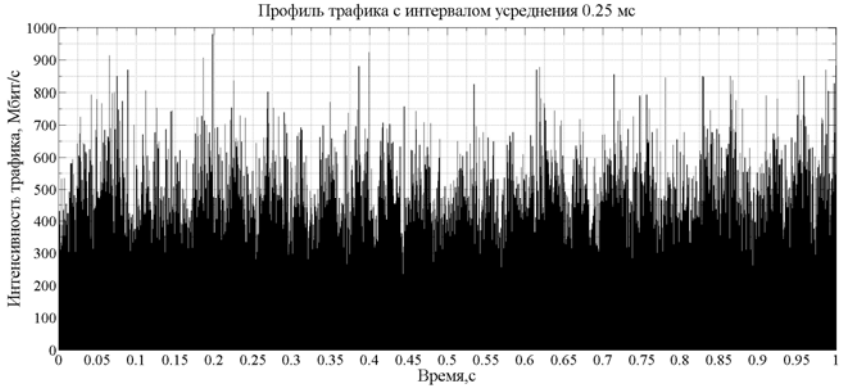


Рис. 3. Гистограмма временной реализации интенсивности трафика в канале передачи

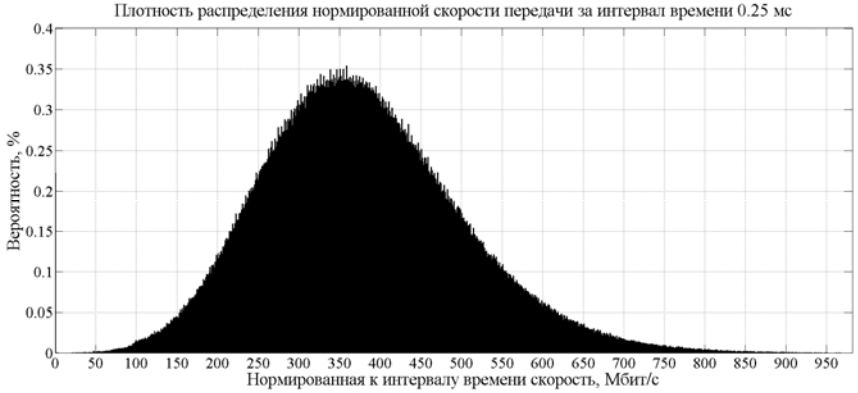


Рис. 4. Гистограмма плотности распределения интенсивности трафика

Поскольку кратковременные всплески сменяются кратковременными периодами «молчания», и наоборот, логично предположить, что:

1. в случае, когда производительность ЦП (коммутационной матрицы/шины/др.) коммутатора ниже максимальной производительности протокола канального уровня интерфейса (в пакетах/с), во входном буфере очередь быстро образуется и быстро исчезает, следуя за всплесками и провалами трафика;

2. в случае, когда на один выходной интерфейс поступают потоки трафика с нескольких входных интерфейсов, может произойти образование бесконечной очереди.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что актуальной является задача исследование эффективности работы алгоритма RED (и его наиболее известных модификаций: WRED, ARED, FRED) в условиях трафика с высокой дисперсией. Причем, предположительно, результаты исследования будут различать для случаев входной и выходной очереди, если выходная очередь формируется пакетами из нескольких входных интерфейсов. Следует исследовать зависимости эффективности работы алгоритма RED для обоих случаев и дать рекомендации по настройке параметров алгоритма для входной и выходной очередей. В случае если по результатам исследования будут выявлены недостатки работы алгоритма, предполагается дальнейший поиск способов их устранения.

Список литературы

1. Кучерявый, Е.А. Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет / Е.А. Кучерявый. – СПб.: Наука и Техника, 2004. – 336 с.: ил.

2. Столлингс, В. Современные компьютерные сети. 2-е изд. / В. Столлингс. – СПб.: Питер, 2003. – 783 с.: ил.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ

Т. О. Пудалев, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: cyberjam@yandex.ru

Проложен метод оптимизации трафика с применением контурной модели сети, что позволяет сократить объем вычислений для получения целевой функции, а также сократить число линейно-независимых переменных целевой функции, что позволит также сократить и время вычисления минимального значения.

Основная математическая модель для решения задачи оптимальной маршрутизации предложенная [1, 2] заключается в том, что для заданной структуры сети в виде графа необходимо определить все возможные ориентированные пути между каждой парой источник-получатель. Сложность такой задачи согласно [3] для обобщенного алгоритма Данцига или Флойда составляет $O(2V^3)$, в результате этого алгоритма будет найдено k_{mn} маршрутов, где k_{mn} – обозначает, что между узлом n и m существует k беспетельных маршрутов. На основании найденных маршрутов можно получить как математическую модель распределения потоков, так и целевую функцию типа:

$$\sum_{ij} D_{ij}\left(F_{ij}\right), \tag{1}$$

где F_{ij} – поток, проходящий по ветви, соединяющую узел i с узлом j; D_{ij} – некоторая монотонно возрастающая функция, которая в общем случае определяет стоимость канала, если по нему проходит поток F_{ij}.

Поток F_{ij} определяется как сумма потоков k_{mn} проходящих через эту ветвь для каждой пары узлов n и m. Таким образом, если пар источник n и приемник m равно S, то количество переменных в целевой функции будет равно произведению S k_{mn}, поскольку полный поток между парой узлов n и m как правило известен, то один из k потоков может быть выражен через другие k–1 потоков, тогда общее количество линейно независимых переменных в целевой функции будет определяться как S (k_{mn}–1).

В качестве альтернативного варианта анализа можно предложить другой подход, основанный на тензорном анализе распределенных систем обработки информации. В предложенном методе используется другой подход к получению математической модели распределенных систем [4], в котором все потоки в ветвях выражаются через систему фундаментальных или линейно-независимых циклов графа. Применяя такую модель описания распределения трафика по сети сокращается количество операций по поиску переменных для целевой функции, так как алгоритм поиска фундаментальных циклов основан на алгоритме поиска в ширину или алгоритма построения остовного дерева сложность которых O(V) [3], количество самих циклов равно цикломатическому числу графа r, при этом надо отметит, что $r \le k_{mn}$, следовательно, число независимых переменных для целевой функции будет меньше, что приведет к более быстрому поиску минимума целевой функции.

Для примера найдем оптимально распределение трафика по графу со следующей топологией (рис. 1). В ветвях графа находится система массового обслуживания (СМО), как математическая модель обслуживания информационных блоков.

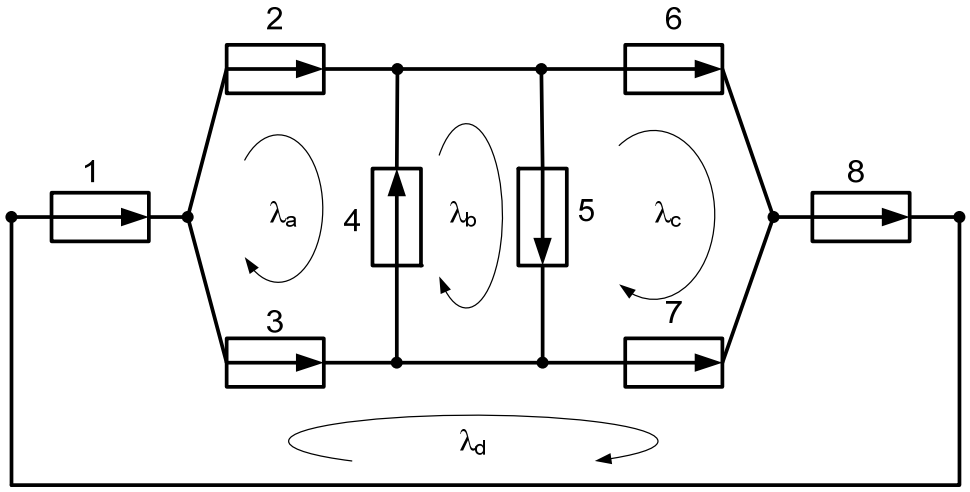


Рис. 1. Пример исследуемого графа

В данном примере поток берет начало в ветви 1 и терминируется в ветви 8, замыкание ветви 1 с ветвью 8 необходимо для обеспечения сохранения циркуляции потока [5]. Система линейно-независимых контурных интенсивностей позволяет однозначно определить загрузку в любой ветви через следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \lambda_1 = \lambda_d \\ \lambda_2 = \lambda_a \\ \lambda_3 = -\lambda_a + \lambda_d \\ \lambda_4 = -\lambda_a + \lambda_b \\ \lambda_5 = \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_6 = \lambda_c \\ \lambda_7 = -\lambda_c + \lambda_d \\ \lambda_8 = \lambda_d \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \\ \lambda_5 \\ \lambda_6 \\ \lambda_7 \\ \lambda_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_d \end{bmatrix} \Rightarrow A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $\lambda_i \;\; i \in [1 \ldots 8]$ – интенсивности в ветвях графа; $\lambda_i \;\; i \in [a \ldots d]$ – контурные интенсивности.

Далее выразим загрузки каждой ветви через контурные интенсивности:

$$\mathrm{P}_{ветви} = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \\ \rho_5 \\ \rho_6 \\ \rho_7 \\ \rho_8 \end{bmatrix} = T \cdot \Lambda = \begin{bmatrix} t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & t_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & t_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & t_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_a \\ -\lambda_a + \lambda_d \\ -\lambda_a + \lambda_b \\ \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_c \\ -\lambda_c + \lambda_d \\ \lambda_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_d t_1 \\ \lambda_a t_2 \\ \left(-\lambda_a + \lambda_d\right) t_3 \\ \left(-\lambda_a + \lambda_b\right) t_4 \\ \left(\lambda_b - \lambda_c\right) t_5 \\ \lambda_c t_6 \\ \left(-\lambda_c + \lambda_d\right) t_7 \\ \lambda_d t_8 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где ρ_i, t_i, λ_i – соответственно загрузка канала связи, средняя длительность облуживания единицы информации, контурная интенсивность; A – транспонированная матрица линейно-независимых контуров.

Если в качестве СМО взять *M/M/1* то (1) можно записать в следующем виде:

$$F(\rho_i) = \sum_{i=1}^{k} \frac{\rho_i}{1-\rho_i}.$$

То есть, целевая функция определяется суммой всех средних длин очередей в каждом канале связи. В качестве ограничений достаточно указать, что $0 \le \rho_i \le 1 \quad \forall i$.

Если задаться следующими числовыми значениями $\lambda_1 = \lambda_d = 10$ пакетов/с, а время обслуживания каждой СМО, кроме СМО 6 будет равно 0,05, а время обслуживания в СМО 6 равно 0,1 то минимум целевой функции будет найден при: $\lambda_a = 2{,}897$, $\lambda_b = 2{,}897$, $\lambda_c = 2{,}531$, что после подстановки в (2) даст $\lambda_1 = 10$, $\lambda_2 = 2{,}897$, $\lambda_3 = 7{,}103$, $\lambda_4 = 0$, $\lambda_5 = 0{,}366$, $\lambda_6 = 2{,}531$, $\lambda_7 = 7{,}469$, $\lambda_8 = 10$.

Таким образом предложенный метод позволяет с меньшими затратами на вычисления определить целевую функцию и найти ее минимум, следует отметить, что сложность алгоритма получения целевой функции и количество независимых переменных в целевой функции растут линейно с ростом количества ветвей, в отличии от сравниваемых алгоритмов, где сложность вычислений показательная.

Список литературы

1. Бертсекас, Д. Сети передачи данных: пер. с англ. / Д. Бертсекас, Р. Галлагер. – М.: Мир, 1989. – 544 с.; ил.

2. Вишневский, В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей / В.М. Вишневский. – М.: Техносфера, 2003. – 512 с.

3. Майника, Э. Алгоритмы оптимизации на сетях и графах: пер. с англ. / Э. Майника. – М.: Мир, 1981. – 323 с.; ил.

4. Гаипов, К.Э. Применение тензорного метода двойственных сетей для анализа распределённых систем обработки информации / К.Э. Гаипов, М.К. Заленская // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – № 4. – Режим доступа: http://www.science-education.ru/110-9766

5. Филлипс, Д. Методы анализа сетей: пер. с англ. / Д. Филлипс, А. Гарсиа-Диас. – М.: Мир, 1984. – 496 с.; ил.

МЕТОД РЕГИСТРАЦИИ ЕДИНИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Р. Ш. Сулейманов, Е. Д. Бычков (научный руководитель)

Омский государственный технический университет ОмГТУ
644050, г. Омск, пр. Мира, 11
E-mail: rashid_s@inbox.ru, bychkov_ev@mail.ru

Рассматривается метод регистрации единичных элементов передачи данных на основе нечеткой логики с использованием сконструированной априорной нечеткой шкалы.

За счет влияния различного рода мешающих воздействий единичные элементы на выходе порогового устройства (ПУ) в устройстве преобразования сигналов (УПС) искажаются. Основными видами искажений в СПД являются краевые искажения, дробления, преобладания (регулярные искажения, появляющиеся под влиянием сдвига несущей частоты) и джиттер (дрожание фазы фронтов импульса) [1].

В аппаратуре передачи данных устройства регистрации (УР) единичных элементов устанавливаются, как правило, после порогового устройства в УПС и служат для правильной их фиксации при наличии искажений. В зависимости от вида искажений применяют методы регистрации: стробирование, интегрирование или комбинированный метод.

Однако, как правило, при регистрация единичного элемента после ПУ теряется информация о самом ЕЭ, иногда достаточно важная, что может привести к неверной регистрации. Такая ситуация может возникнуть из-за неоднозначности определения (или необоснованном выборе) уровней порога срабатывания ПУ, как при краевых искажениях, так и при дроблениях ЕЭ.

В данной работе предлагается производить регистрацию ЕЭ до порогового устройства ПУ, используя метод сканирования длительности τ_0 ЕЭ и дальнейшего анализа отсчетов $u(\Delta\tau_i)$ в дискретные моменты времени $\Delta\tau_i$. Однако решение данной задачи усложняется ввиду отсутствия априорной вероятностной и статистической информации о состоянии ЕЭ за время τ_0 на приеме. Поэтому в дальнейшем для решения задачи регистрации ЕЭ будет использоваться математический аппарат теории нечетких (F-fuzzy) множеств.

Рассматривается когерентный канал связи. Принятый сигнал $u(t)$ анализируется в интервале длительности единичного элемента τ_0, через дискретные момента времени $\Delta\tau_i$, i = 0, 1, 2, 3, …, n. Здесь n количество отсчетов на интервалеτ_0 ЕЭ. Отсчеты $u(\Delta\tau_k)$, k = 1, 2, 3, …, n − 1, соотносятся с априорной оценочной *шкалой* Г, которая является множеством нечетких F-подмножеств $\widetilde{G}_q$ – терм множеств, Г = $\{\widetilde{G}_q\}$, q = 1, 2,..., m (рис. 1). Терм множество характеризуется F-функцией, т.е. функцией принадлежности (ф.п.) $\mu_{G_q}(u)$. Шкала Г формируется на основе экспертизы, что является отдельной задачей. В данной работе она не решается.

Кроме того, априорно задается шкала нечеткой плотности распределения (НПР) моментов времени (м.в.) отсчетов $g(\Delta\tau_i) \in \Psi$. Шкала НПР м.в. может быть равномерной либо определяется путем экспертизы из известных функций [3].

Таким образом, необходимо дать оценку качества принятого единичного элемента e_i за интервал его длительности τ_0 и принять решение о приеме двоичной единицы «1» либо «0».

Этапы решения задачи следующие:

1. Дискретизация сигнала $u(t)$

$$u(\Delta\tau_k) = u(t)\cdot\delta(\Delta\tau_k). \qquad (1)$$

2. Процедуры формирования F-множеств отсчетов множества значений нечеткой плотности моментов отсчетов за интервал τ_0: по шкале Г

$$\tilde{U}(\Delta\tau_k) = \min_q[1, \min_{k=0}^{n}(u(\Delta\tau_k), \tilde{G}_q)] = \mu_{U_k}(u_k), \tag{2}$$

$$\tilde{G}_q \equiv \mu_{G_q}(u_k)\ ,\ \tilde{G}_q \in \Gamma;$$

по шкале Ψ

$$\{g(\Delta\tau_k)\} = \min_{\forall k \in \tau_0}(\Delta\tau_k, \psi). \tag{3}$$

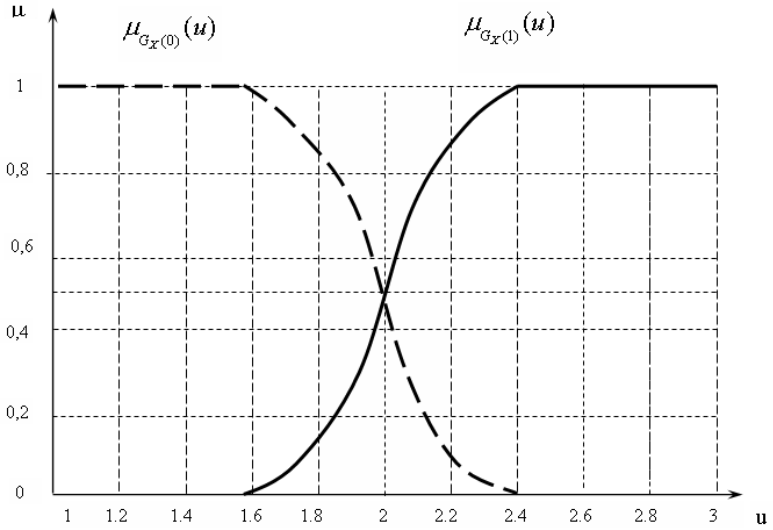
3. Процедура формирования F-меры множества $\tilde{U}(\Delta\tau_k)$ через вычисление нечеткого интеграла, т.е. выполнение процедуры свертки

$$g(\tilde{U}_{\tau_0}) = \tilde{\int} \mu_{U_k}(u_k) \circ g(\Delta\tau_k). \tag{4}$$

4. Принятие решения о наиболее возможном двоичном числе e_i принимается по правилу

$$e_i = \begin{cases} 1, \text{если} \quad g(\tilde{U}_{\tau_0}) > g(U_0) \\ 0, \text{если} \quad g(\tilde{U}_{\tau_0}) < g(U_0), \end{cases} \tag{5}$$

где $g(U_0)$ – фиксированная наперед заданная мера ЕЭ, может быть и половиной мощности или среднего уровня принятого единичного элемента.



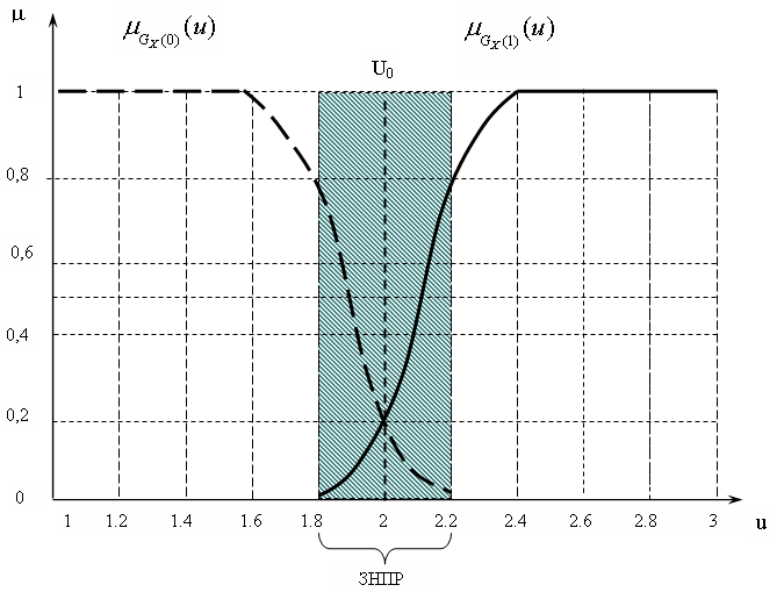
$\mu_{G_{X(0)}}(u)$ – ф.п. тождественная «хорошему приему 0»; $\mu_{G_{X(1)}}(u)$ – ф.п. тождественная «хорошему приему 1»

Рис. 1. Шкала соответствия единичного элемента при приеме

Рассмотренный двоичный F-канал связи является каналом без «стирания». В реальных ситуациях на границе раздела принятия решения существует зона неопределенности (рис. 2), которую необходимо учитывать при принятии решения и, следовательно, вводить специальный сигнал «стирание». Этим самым увеличивается достоверность приема ЕЭ [1].

Граница раздела U_0 определяется из выражения

$$U_0 = \arg\max_u[\mu_{G_X(0)}(u) \wedge \mu_{G_X(1)}(u)]. \tag{6}$$



ЗНПР – зона неопределенной регистрации e_i; U_0 – граница раздела принятия решения

Рис. 2

Область зоны ЗНПР также является нечетким множеством $\widetilde{D}_З(u)$ с функцией принадлежности пересечения

$$\mu_{D_З}(u) = \mu_{G_X(0)}(u) \wedge \mu_{G_X(1)}(u), \tag{7}$$

поэтому область $D_З(u)$ определяется выражением

$$D_З(u) = Supp[\mu_{D_З}(u)] = Supp[\mu_{G_X(0)}(u) \wedge \mu_{G_X(1)}(u)], \tag{8}$$

где *Supp* [·] – означает носитель множества или четкое множество.

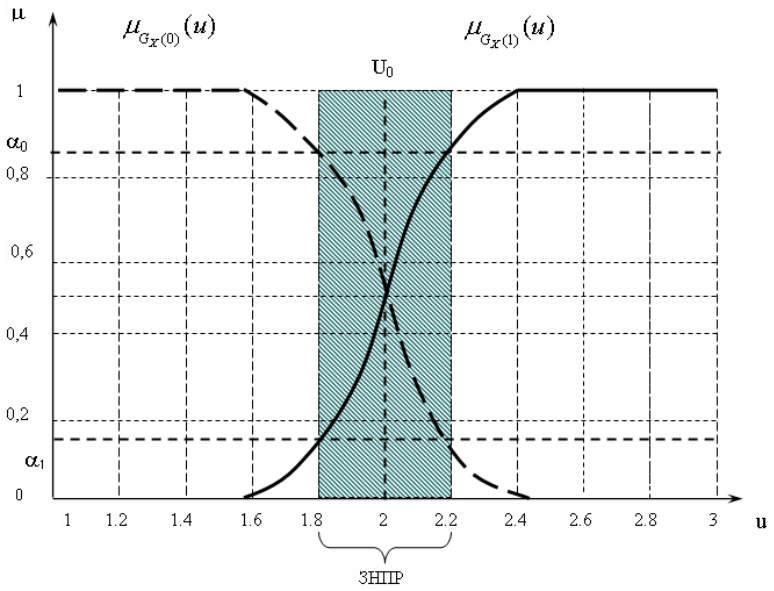
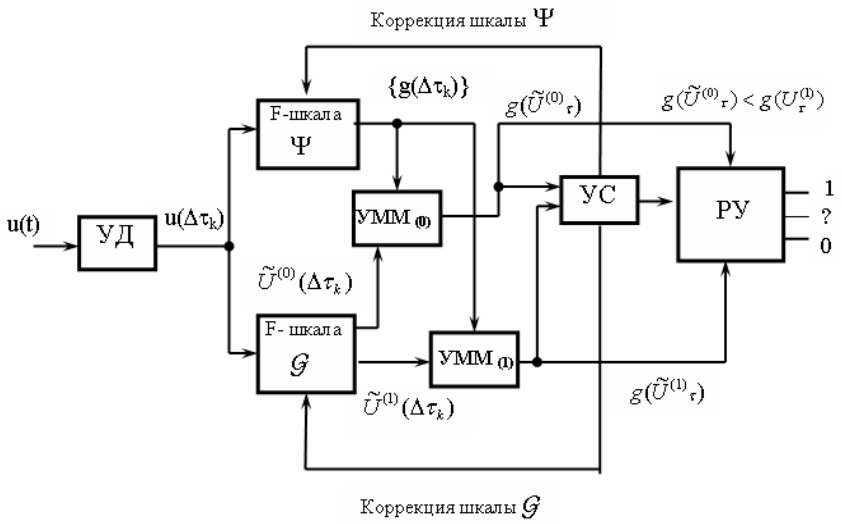


Рис. 3. α_0, α_1 – уровни нечетких множеств

Область зоны ЗНПР можно также назначить через α- уровень среза, т.е. по нечеткому множеству $\mu_{G_X(0)}(u)$ либо $\mu_{G_X(1)}(u)$ (рис. 3).

$$D_3(u) = Supp[\mu_{G_X(1)}(u)_{\alpha 1}],$$
$$D_3(u) = Supp[\mu_{G_X(0)}(u)_{\alpha 0}]. \quad (9)$$

На основании выражений (1) – (9) строится F-двоичный приемник (рис. 4).



УД – устройство дискретизации; УММ – устройство макси-минной композиции;
УС – устройство согласования; РУ – решающее устройство.

Рис. 4. F-двоичный когерентный приемник

На основе рассмотренной структурной (рис. 4) схемы была разработана компьютерная модель цифровой регистрации ЕЭ в программной среде Matlab. Параметры функций принадлежности предложенной были предварительно настроены с использованием обучающей выборки. Для сравнения также была воспроизведена модель цифровой регистрации ЕЭ методом интегрирования при наличии зоны неопределенности. В качестве тестирующей выборки для моделей использовалась последовательность из 10000 символов. В канале связи на тестирующую выборку накладывался шум и низкочастотные гармонические помехи различной мощности. Для каждой модели подсчитывалось количество ошибок, допущенных при обработке тестирующей выборки. За ошибку принимались как случаи неправильного приема символов, так и отказы от распознавания. При соотношении сигнал/шум от 8 до 17 дБ модель РПУ на основе нечеткой логики обеспечивает снижение количества ошибок регистрации на 20 % по отношению к модели цифрового РУ с интегрированием сигнала. При соотношении сигнал/шум около 3 дБ количество ошибок для обеих моделей становится одинаковым.

Список литературы

1. Бакланов, И.Г. Технологии измерений в современной телекоммуникации / И.Г. Бакланов. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 264 с.

2. Шувалов, В.П. Прием сигналов с оценкой их качества / В.П. Шувалов. – М.: Связь, 1979. – 240 с.

3. Борисов, А.Н. Принятие решений на основе нечетких моделей: Примеры использования / А.Н. Борисов, О.А. Крумберг, И.П. Федоров. – Рига: Зинатне, 1990. – 184 с.

4. Бычков, Е.Д. Математические модели управления состояниями цифровой телекоммуникационной сети с использованием теории нечетких множеств / Е.Д. Бычков. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. – 236 с.

ГЛОБАЛЬНАЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННАЯ СЕТЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПИКОСПУТНИКОВ

А. М. Ковалев, Т. Ю. Лямичева, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский государственный аэрокосмический университет им. М. Ф. Решетнева
660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

Предложена архитектура построения глобальной инфокоммуникационной сети с использованием пикоспутников, что позволяет снизить издержки при формировании зоны обслуживания и повысить качество обслуживания. Основным достоинством данной сети является снижение нагрузки на наземные сети в связи с переносом маршрутизации основных потоков трафика на орбиту.

На сегодняшний день информационное пространство формируется не только посредством предоставления услуг связи, доступным контентом и устройствами доступа, но и необходимостью поддержки мобильности пользователя. Однако, доступность информационного пространства в глобальном смысле ограничена наземной инфраструктурой операторов связи и пропускной способностью сетей связи, используемых этими операторами. Таким образом, решение задачи массового глобального доступа к информационным ресурсам на всей территории Земли современными методами, применяемыми операторами наземных сетей, практически невозможно. Использование спутниковых сетей практически снимает ограничение на глобальный доступ, но также обладает некоторыми существенными недостатками: высокие издержки при формировании спутниковой группировки, ограниченный срок службы спутников, низкое качество обслуживания мультисервисных потоков (высокие задержки, низкая пропускная способность и т.д.)

В настоящее время, потребности пользователя услуг инфокоммуникационных сетей может удовлетворить только мультисервисная сеть, обеспечивающая передачу аудиоинформации, видеопотоков и данных с должным уровнем качества обслуживания (QoS – quality of service) и поддержкой мобильности. Данная концепция получила название Quad Play (аудио, видео, данные, мобильность).

В данной работе в качестве основной архитектуры сети предлагается использование классической иерархической структуры [1], подразумевающей распределение устройств сети по трем основным уровням (рис. 1): магистральному уровню (ядро сети), уровню распределения (агрегации), уровню доступа. Основными преимуществами такой структуры являются: надежность, высокая скорость соединения, высокий уровень безопасности. Надежность достигается за счет использования топологии типа «кольцо» (с возможностью каскадного соединения колец) на базовом уровне и возможно на уровне агрегации. Данная топология является наиболее надежной в сравнении с другими, за счет возможности организации обходных маршрутов в аварийных ситуациях. Высокие скорости соединения достигаются применением высокопроизводительного оборудования и равномерным распределением трафика на уровне агрегации. Безопасность обеспечивается стандартными процедурами.

Предполагается, что возможно наиболее производительная часть сети, находится на самом верху представленной иерархии и отвечает за надежность и скорость передачи больших объемов данных. Единственная задача уровня ядра – обеспечить быструю и надежную обработку информационных потоков. Трафик, передаваемый через ядро, является общим для подавляющего большинства пользователей. Сами пользовательские данные обрабатываются на уровне агрегации, который при необходимости перенаправляет запросы к уровню ядра. Современные системы позволяют обеспечивать маршрутизацию на орбите, как например маршрутизатор фирмы Cisco [2].

Данный уровень маршрутизации будут обеспечивать крупногабаритные спутники на геостационарных орбитах. Это спутники, подобные существующим спутникам телевещания. Основное принципиальное отличие в том, что в данной иерархии на спутник будет

установлено большое количество оборудования, которое будет по внутренней сети производить маршрутизацию трафика и перенаправлять его в необходимом направлении.

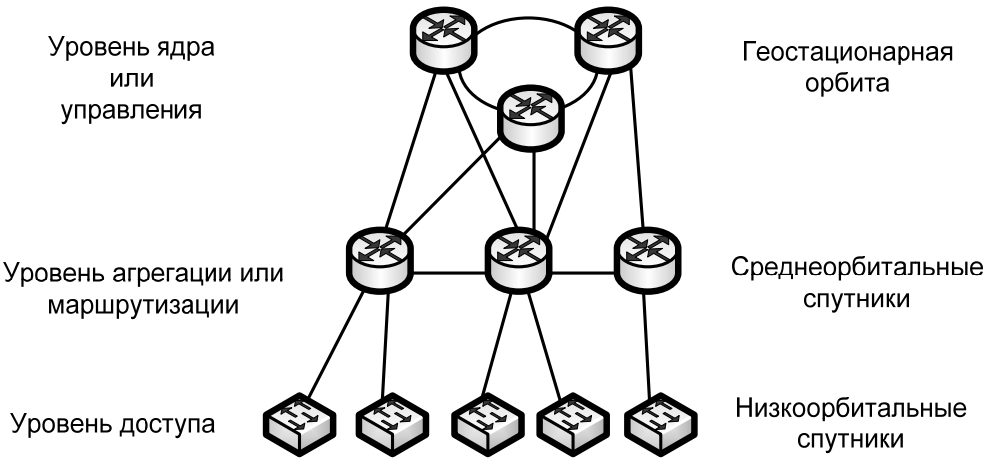


Рис. 1. Структура сети

Однако, с целью снижения времени задержки при передаче мультисервисных потоков данный уровень будет обеспечивать обслуживание только нечувствительных к задержкам информационных потоков. Возможно, что на геостационарных спутниках, как наиболее дорогостоящих, будет располагаться только оборудование управления и устройства обеспечивающие обслуживание вещательного трафика. Тогда, наиболее производительной частью для обслуживания трафика пользователей становится уровень агрегации или для рассматриваемой сети уровень маршрутизации. В таком случае, часть рассмотренных функций будет перемещена на этот уровень.

Уровень агрегации или маршрутизации является связующим звеном между уровнем ядра и уровнем доступа. Основное назначение этого уровня – обеспечить маршрутизацию, фильтрацию и доступ к услугам сети и при необходимости определить путь пакетов к требуемому контенту. При этом контент может размещаться как в наземном сегменте, так и на уровне ядра сети. Уровень маршрутизации обеспечивает нахождение пути для обслуживания пользовательских данных.

Предполагается, что спутниковая группировка данного уровня будет сформирована с использованием микроспутников в связи с необходимостью размещения достаточно большого количества оборудования. На данном уровне необходимо обеспечить взаимодействие спутников не только с верхним уровнем ядра (или управления) и нижним уровнем доступа, но и между собой, что потребует разработки дополнительных протоколов взаимодействия [3] и размещения дополнительного оборудования на спутниковой платформе. Использование средних орбит для спутников данного уровня обеспечит должный уровень задержки при обслуживании мультисервисных потоков. По массогабаритным показателям спутники данного уровня можно отнести к микроспутникам [4].

Кроме обеспечения агрегации маршрутизации информационных потоков, на данном уровне обеспечивается управление группировкой пикоспутников нижележащего уровня. Для каждого микроспутника будет сформирована сетка пикоспутников, которые будут перестраиваться и перенаправляться для формирования необходимой диаграммы направленности с целью обеспечения заданной зоны обслуживания мультисервисных информационных потоков.

При получении запросов на обслуживание или по сигналам управления уровня ядра, микроспутник развернет пикоспутники для создания заданной зоны обслуживания. При запросе установления соединения будут получены данные о точке назначения доставки

данных. Учитывая топологию соединения данных спутников, будет определен путь для наиболее быстрого и надежного соединения. Для обслуживания поступившего запроса, микроспутник-получатель уже подготовит свою сеть пикоспутников для организации соединения с точкой получателя. Соответственно таким образом мы получим выделенный канал передачи данных. После завершения передачи данных микроспутник перейдет в режим ожидания запросов на установление соединения. Среднеорбитальные спутники будут играть самую важную и существенную роль в данной иерархии: они будут обеспечивать маршрутизацию и агрегацию потоков трафика.

Кроме того, на данном уровне происходит контроль доступа пользователей к ресурсам инфокоммуникационной сети (идентификация и аутентификация).

Уровень доступа обеспечивает собственно доступ абонентов инфокоммуникационной сети к услугам данной сети. Этим уровнем, в представленной структуре, будут непосредственно группировки пикоспутников. Каждая группировка, в литературе называемая роем, будет обеспечивать ретрансляцию поступающих сигналов и, возможно, их коммутацию на канальном уровне модели OSI. Поэтому, основным оборудованием, размещаемым на пикоспутниках будут антенные устройства и коммутационное оборудование небольшой мощности. Несколько спутников на низкой орбите будут организованы в виде фазированной антенной решетки и, работая как ретранслятор, будут передавать сигнал от наземных станций и устройств к уровню агрегации. Структура платформа возможно будет подобна представленной в [4].

Главной функцией пикоспутников станет ретрансляция сигналов наземного сегмента среднеорбитальную сеть спутников. Если провести аналогию с имеющимися проводными сетями, то здесь организуется соединение, предоставляющее доступ к сети передачи от оборудования конкретного абонента или группы абонентов.

Таким образом, разработка инфокоммуникационной сети с использованием пикоспутников позволит повысить скорость доставки информации, обеспечит разгрузку большей части наземного оборудования, даст возможность доступа к глобальной сети даже из самых отдаленных от коммуникации мест, обеспечит точную навигацию и надежную передачу речевой информации, что позволит не только уменьшить затраты на связь, но и обеспечит вооруженные силы страны и службы спасения средствами связи в любой точке земного шара. Применение пикоспутников позволяет обеспечить глобальную зону обслуживания и снизить затраты на формирование группировки.

Список литературы

1. Олифер, В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2006.

2. Cisco 18400 Space Router: Data sheet. Cisco Systems, 2010.

3. Burlacu, M.-M.; Kohlenberg, J.; Zidani, H.; Lorenz, P. Performance Study of eXtended Satellite Transport Protocol over Satellite Networks // Second International Conference on Advances in Satellite and Space Communications (SPACOMM). – 2010. – Pp. 116–121.

4. Gao, S.; Clark, K.; Unwin, M. and al. Antennas for Modern Small Satellites // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2009. – Vol. 51. – no. 4. – Pp.40–56.

Секция «ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СОВРЕМЕННОГО МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЯ»

АНТИКОРРОЗИОННОЕ ЗАЩИТНОЕ ПОКРЫТИЕ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ, МОДИФИЦИРОВАННОЕ АЛМАЗОСОДЕРЖАЩИМИ МАТЕРИАЛАМИ

С. А. Басов, В. Е. Редькин, А. И. Лямкин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: sfu-redkin@mail.ru

Рассматриваются методы повышения качества лакокрасочных материалов, используемых в виде защитных антикоррозионных покрытий для автомобильной, радио- и других отраслей промышленности. В качестве метода исследована модификация лакокрасочного материала наноматериалами – оксид алюминия, ультрадисперсный алмаз, ультрадисперсный алмазографитовый порошок.

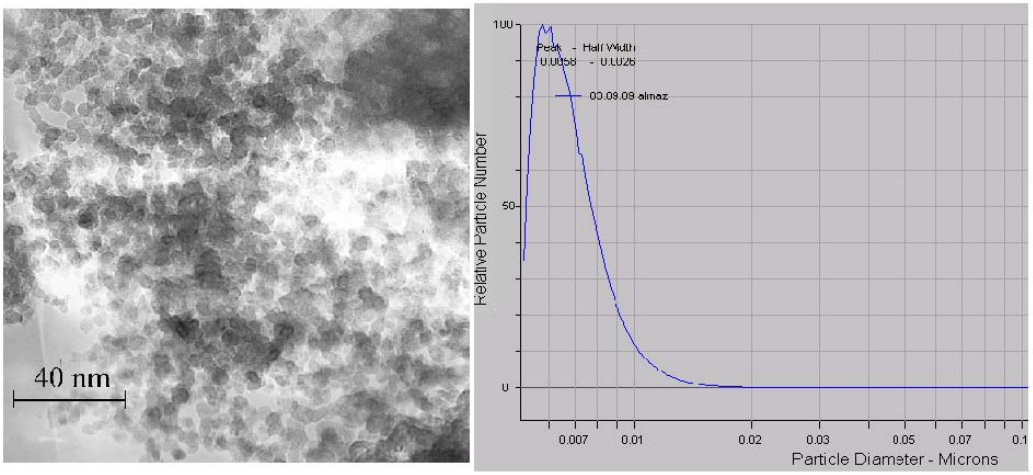
Для антикоррозионной защиты металлоконструкций применяются лакокрасочные материалы (ЛКМ) на основе различных пленкообразующих: алкидных, эпоксидных, полиуретановых, органосиликатных, гибридных полимерных на основе силиконов, фторсодержащих полимеров. Практика российских и зарубежных специалистов в области антикоррозионных защитных покрытий (ЛКП) показывает, что срок службы современных покрытий, применяемых для окрашивания металлоконструкций и крупногабаритного оборудования, в промышленной атмосфере составляет до 15 лет.

Защита от коррозии на длительный срок – проблема сложная, и решать ее нужно комплексно. Важно правильно разработать и применить не только систему покрытия для конкретных условий эксплуатации, но и ЛКМ и их составляющие. Разработка новых типов сырья, применение техногенных отходов производства, изменение способов переработки исходных компонентов и особенно функциональных добавок позволяют создавать ЛКМ и ЛКП с новыми свойствами даже на традиционном оборудовании.

В качестве таких функциональных добавок могут быть использованы ультрадисперсные алмазографитовые (УДП-АГ) и алмазные (УДП-А) порошки, полученные детонационным синтезом [1, 3]. Синтез наноалмаза осуществляется во взрывной камере, заполненной инертным газом. При определенных условиях в продуктах взрыва конденсированных взрывчатых веществ (ВВ), имеющих в своем составе избыточный углерод, присутствует дисперсный алмаз (средний размер частиц ~ 5 нм). После подрыва заряда ВВ во взрывной камере остается конденсированный остаток, состоящий из смеси алмазных и неалмазных форм углерода. При оптимальных условиях выход алмаза для некоторых ВВ может достигать 5 процентов и более от массы заряда.

Особенностью детонационных наноалмазов (см. рис.) является узкое распределение по размерам кристаллических ядер. Однако из-за большой поверхностной энергии наноалмазный порошок, как и другие вещества в ультрадисперсном состоянии, состоит не из отдельных нанометровых частиц, а из их конгломератов с размерами порядка одного микрона. В водной суспензии частицы образуют конгломераты размером от сотен до даже нескольких тысяч нанометров [2].

Ультразвук – эффективный метод для получения дисперсии, состоящей из отдельных наночастиц. Такие диспергированные материалы необходимы для осаждения на поверхностях керамических и полимерных материалов. На поверхности формируется равномерный однородный покрывающий слой, за счет формирования химических взаимодействий наночастиц с подложкой [4].



а *б*

Рис. Детонационные наноалмазы: *а* – микрофотография;
б – относительное распределение количества частиц наноалмазов по размерам [2]

Гидрофобная природа УДП-АГ и УДП-А позволяет выдвинуть гипотезу об успешном применении этих порошков в качестве наполнителя для антикоррозионного ЛКП. Для этого необходимо разместить частицы УДП равномерно на металлической поверхности, чтобы создать матрицу, максимально непроницаемую для проникновения коррозионно-активных агентов, тем самым защитить поверхность. Одной из причин, обуславливающих изменение проницаемости ЛКП при наполнении, является увеличение длины пути молекул коррозионно-активных агентов, вынужденных в процессе диффузии огибать частицы непроницаемых включений. УДП формирует физический барьер, препятствующий доступу воды, кислорода и электролитов. Перенос катализаторов коррозии через покрытие происходит между поверхностью частицы УДП и слоем связующего. УФ-излучение является одним из основных факторов, способствующих деструкции ЛКП. Частицы УДП непроницаемы для УФ и поэтому защищают связующее от преждевременной деструкции.

Чтобы достичь равномерного расположения частиц УДП на поверхности металлической пластины, необходимо достичь условия равномерного распределения частиц по всему объему ЛКМ. Для этой цели был использован диспергатор ультразвуковой УЗДН-2Т с рабочей частотой 22 кГц.

В работе в качестве наночастиц были использованы 4 типа нанопорошков: оксид алюминия Al_2O_3, ультрадисперсный алмазный порошок (УДП-А) и ультрадисперсный алмазо-графитовый порошок (УДП-АГ), содержащий (% масс.) 35 – наноалмазов, 55–60 – неалмазных форм углерода, 1,5 – влаги и 5 – металлосодержащих примесей. Оксид алюминия имеет площадь удельной поверхности $S_{уд} = 96$ м^2/г, УДП-А $S_{уд} = 250$–350 м^2/г, плотность кристаллической фазы 3, г/см^3, УДП-АГ $S_{уд} = 200$–600 м^2/г.

Были получены графики распределения массовой доли, количества, площади поверхности частиц и поглащения света частицами суспензии наночастиц по размерам с помощью установки исследования наноструктур и дисковой центрифуги CPS DC24000. Наблюдались следующие средние размеры: Al_2O_3 от 12 нм, УДП-А от 12,6 нм. Эти порошки использовались в качестве добавок в ЛКП. В Качестве ЛКМ использованы эмаль ПФ-115 и 2К акриловый лак на основе акрилового сополимера (DUPONT). Концентрации вводимых порошков в первом случае 1–4 % масс., во втором 0,03–0,5 % масс.

Порошки вводились в последний слой лака, который был предварительно обработан на ультразвуковом диспергаторе УЗДН-2Т. Металлические пластинки, покрытые модифицированным ЛКМ, испытаны на абразивное истирание и стойкость к разрушению (щелочная и кислая среда). В результате испытаний выяснено, что оксид алюминия не влияет на

стойкость к разрушению ЛКП и его использование в качестве добавки в ЛКМ не рационально. Модификация эмали ПФ-115 УДП-А и УДП-АГ позволяет повысить оценку стойкости к разрушению металлической поверхности и снизить энергию активации процесса коррозии в 1,5–3 раза. Модификация акрилового лака УДП позволяет увеличить износостойкость покрытия в 1,5–3 раза.

Список литературы

1. Получение алмазов из взрывчатых веществ / А.И. Лямкин, Е.А. Петров, А.П. Ершов и др. // Докл. АН СССР. – 1988. – Т. 302. – № 3. – С. 611–613.

2. Лямкин, А.И. Образование наноалмазов при динамическом воздействии на углеродосодержащие соединения: дис. … д-ра физ.-мат. наук / А.И. Лямкин. – Красноярск, 2004. – 321 с.

3. Редькин, В.Е. Ультрадисперсные алмазографитовые и алмазные порошки в машиностроительных материалах и технологиях массовых производств / В.Е. Редькин, А.И. Лямкин // Ультрадисперсные порошки, наноструктуры, материалы: получение, свойства, применение.VI Ставеровские чтения: тр. Всерос. НТК с междунар. участием. 9–12 сент. 2012 г., г. Бийск / под ред. А.И. Лямкина и В.Е. Редькина. – Красноярск: СФУ, 2012. – С. 194–198 /322 с./

4. Лямкин, А.И. Дезинтеграция агломератов детонационных наноалмазов высокоэнергетическими методами / А.И. Лямкин, В.П. Исаков, З.Д. Гасанов // Ультрадисперсные порошки, наноструктуры, материалы: получение, свойства, применение.VI Ставеровские чтения: тр. Всерос. НТК с междунар. участием. 9–12 сент. 2012 г., г. Бийск / под ред. А.И. Лямкина и В.Е. Редькина. – Красноярск: СФУ, 2012. – С. 58–59 /322 с./

ПЕНОАЛЮМИНИЙ: ПОЛУЧЕНИЕ, ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

В. А. Зимеров, С. В. Власов, П. О. Суходаев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: suhodaev7@mail.ru,

Рассматриваются свойства и области применения пеноалюминия. Приводятся некоторые серийно-выпускаемые изделия. Описывается жидкофазная технология получения пеноалюминия с использованием карбоната кальция. Приведены рекомендации по улучшению качества материала.

Пенометаллы (ПМ) — это металлы (сплавы) сетчато-ячеистой структуры (рис. 1). Пенометаллы, особенно получаемые из алюминиевых сплавов, являются перспективным материалом для широкого круга промышленных предприятий, включая автомобильную, авиационную и аэрокосмическую отрасли, благодаря наличию у этих материалов оптимальной комбинации таких свойств, как низкая плотность, высокий коэффициент энергопоглощения, хорошая термическая стабильность и высокая демпфирующая способность, негорючесть.

Пеноалюминий может быть как открытоячеистым, так и закрытоячеистым (рис. 2)

Изделия, в которых применяется пеноалюминий, включают в себя:

1. Закрытоячеистый пеноалюминий
   - упрочняющие и демпфирующие элементы для автопрома;
   - шумозащитные экраны (для шоссе, аэропортов, мостов и др.);
   - звукопоглощающие панели (для кинотеатров, стадионов, жилых зданий и др.);
   - элементы акустических систем;
   - шумогасители при сбросе высокого давления;

- сверхлегкие и термостойкие конструкционные элементы, трех- и двухслойные панели, композиционные материалы.

2. Открытоячеистый пеноалюминий
   - теплообменные устройства;
   - огне- и пламяпреградители;
   - фильтры.

Механические свойства пенометаллов, в том числе и пеноалюминия, определяются их низкой плотностью и ячеистой структурой. Характерная диаграмма сжатия пенометаллов имеет вид, как на рис. 3.

Рис. 1. Образцы пеноалюминия

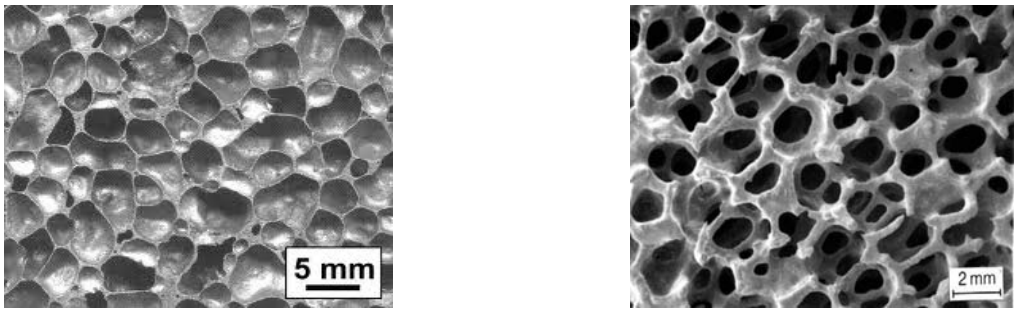


Рис. 2. Закрытоячеистый (слева) и открытоячеистый (справа) пеноалюминий

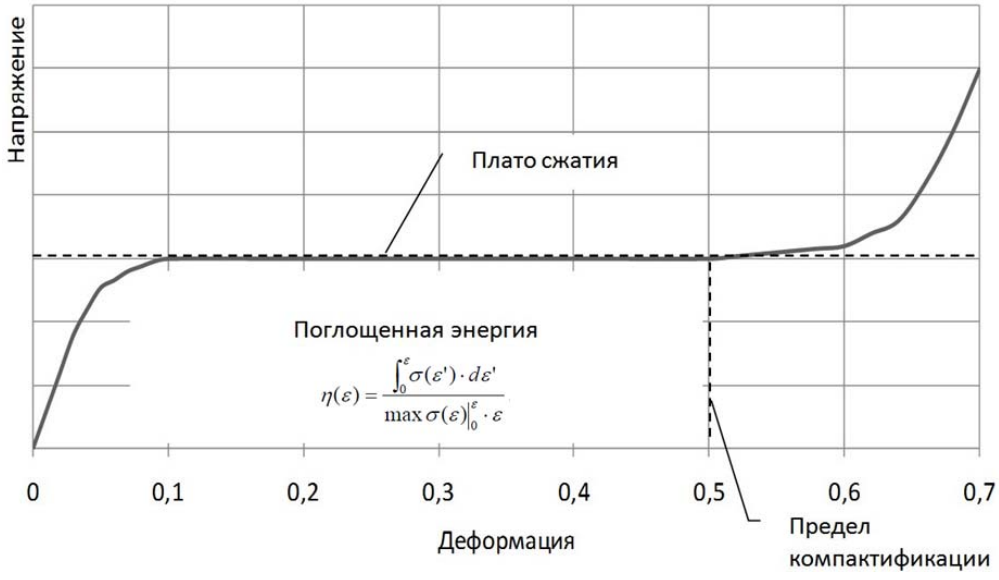


Рис. 3. Общий вид диаграммы сжатия пенометаллов

Диаграмма сжатия материала имеет четыре участка. На первом участке, протяженность которого зависит от самых слабых элементов каркаса и краевых неоднородностей, происходит их деформация при небольших нагрузках. На втором участке происходит упругая деформация. На третьем участке перемычки теряют устойчивость, развиваются пластические деформации и диаграмма сжатия переходит в плоский участок (плато сжатия). Процесс носит циклический цепной характер: потеря устойчивости одной из перемычек влечет развитие деформации у соседних и далее по всему слою, постепенно слои материала схлапываются до предела компактификации, когда поры окончательно закрываются и деформированный материал начинает приобретать свойства компактного. На четвертом участке напряжение в материале снова возрастает и постепенно приближается к диаграмме сжатия компактного материала.

Одно из первых применений пеноалюминия – сэндвич панели (рис. 4), представляющие собой два плотных листа, разделенные пеноалюминиевой сердцевиной. Такая панель обладает большей удельной жесткостью, чем сплошной лист той же массы, благодаря большей толщине, и выдерживает повышенные нагрузки при работе на изгиб.

Пеноалюминий обладает также высоким шумопоглощением и антивибрационными характеристиками. На рис. 5 представлены антивибрационные зубчатые колеса (разработка института Фраунгофера).

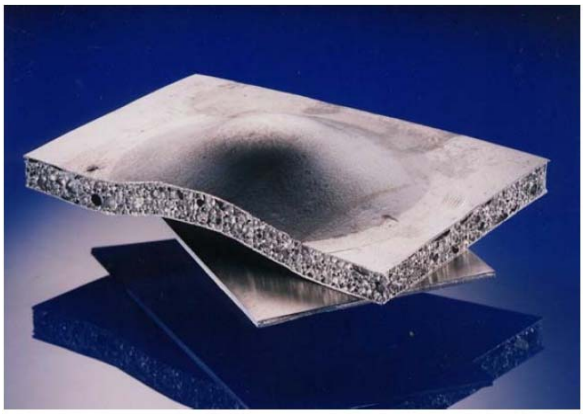


Рис. 4. Сэндвич панели

Рис. 5. Антивибрационные зубчатые колеса, изготовленные с использованием пеноалюминия

Высокая теплопроводность алюминия предполагает использование пористых конструкций из этого металла с развитой поверхностью для теплообмена между жидкостями, газами или между жидкостью и газом.

Еще одним применением пеноалюминия может являться электромагнитная защита радиоаппаратуры.

Существует несколько методов изготовления ПМ, из которых основными являются жидкофазный и твердофазный методы, причем жидкофазный получил наибольшее применение благодаря своей экономичности и производительности.

Классическая жидкофазная технология получения ПМ заключается в выполнении следующих операций: 1) расплавление металла; 2) формирование в объеме расплава газовой среды прямым введением газа (рисунок 6), либо посредством выделения газа из порофоров (рисунок 7), замешиваемых в расплаве; 3) получение вспененной массы; 4) дальнейшая обработка вспененной массы (обработка давлением, термообработка и др.).

Наиболее широко в качестве порофора используется гидрит титана TiH_2, но он имеет высокую стоимость. Поэтому в данной работе ставилась задача получить пеноалюминий с помощью более дешевого порофора. В качестве такового был использован карбонат кальция $CaCO_3$, который выделяет при разложении углекислый газ и одновременно загущает расплав.

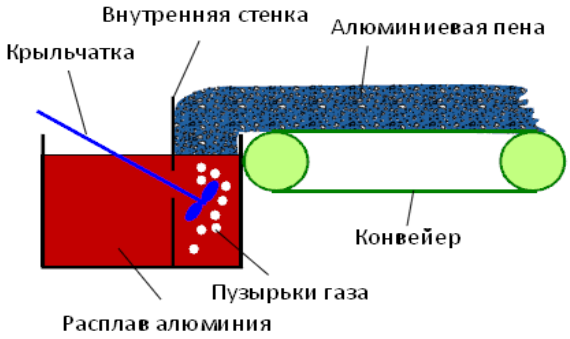


Рис. 6. Получение пеноалюминия инжекцией газа в расплав

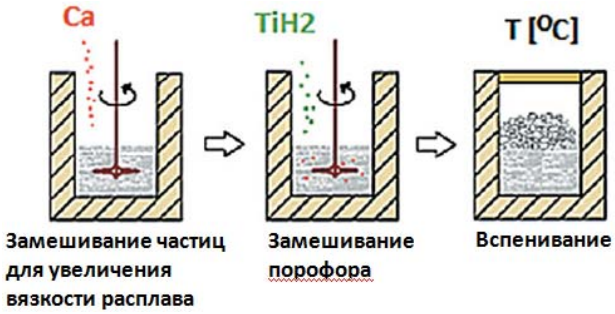


Рис. 7. Получение пеноалюминия разложением порофоров

Технология получения пеноалюминия заключалась в следующем. После расплавления в электрической печи сопротивления в графито-шамотовом тигле алюминия марки А7, и доведения его температуры до 800 ^{0}C, тигель извлекали из печи, и на зеркало металла засыпали 5 масс. % (от массы алюминия) порошка $CaCO_3$, при одновременном механическом перемешивании расплава. Затем тигель снова помещали в печь и выдерживали его 10 мин. при 800^{0}C, после чего его извлекали из печи и перемешивали расплав в течение 3 мин., после этого тигель снова помещали в печь и выдерживали расплав 15 мин. при 850 ^{0}C. По окончании приведенного цикла тигель со вспененным алюминием удаляли из печи и извлекали пеноалюминий (рис. 8).

В полученном образце преобладает сферическая форма пор, их размеры находятся в диапазоне 0,5...10 мм, и они равномерно распределены по объему металла. Образец имеет кажущуюся плотность 0,83 г/см^3, пористость 70 %, предел прочности на сжатие составляет 3,8–4,2 МПа.

Рис. 8. Образец пеноалюминия, полученный в настоящей работе

Перспективным методом повышения качества изделий из пеноалюминия является модифицирование металла наночастицами тугоплавких химических соединений. Технологии модифицирования наночастицами сплошного металла могут быть использованы для модифицирования пеноалюминия, за счет чего, возможно, удастся повысить прочность изделий и снизить расход материала.

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО ИМПЕДАНСА В АМОРФНЫХ СПЛАВАХ НА ОСНОВЕ Fe

В. В. Кондусов, В. А. Кондусов, Ю. Е. Калинин, В. В.Вавилова, Н. А.Палий

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет»
394026, г. Воронеж, Московский просп., 14
E-mail: ju.i@mail.ru

Проведено исследование зависимости эффекта магнитного импеданса от напряженности внешнего постоянного магнитного поля для аморфного металлического сплава $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ в диапазоне частот 0,5–100 МГц. На зависимости магнитного импеданса от частоты переменного электрического тока наблюдался максимум, по положению которого была оценена величина высокочастотной магнитной проницаемости μ_m. Экспериментально полученные результаты объяснены на основе представлений о природе микровихревых токов в исследуемых сплавах. Приведено описание автоматизированной установки для измерения импеданса на базе ПК.

В настоящее время одним из наиболее актуальных направлений в области физики магнитных явлений является изучение эффекта магнитного импеданса в аморфных металлических сплавах. Анализ экспериментальных и теоретических работ показывает, что на данный момент природа магнитного импеданса, еще недостаточно изучена [1–5].

Целью данной работы являлось проведение исследования эффекта магнитного импеданса $\Delta Z/Z_0$ в аморфных металлических сплавах на основе железа, а именно, исследование влияния частоты электрического тока f и напряженности постоянного магнитного поля H на величину магнитного импеданса.

В работе исследовался аморфный сплав $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$, полученный закалкой из жидкого состояния методом спиннингования, в виде фольги толщиной ~30 мкм, шириной 1 мм и длиной от 10 до 50 мм в магнитных полях до 80 кА/м и частотах переменного тока, протекающего по образцу от 0.05 МГц до 100 МГц.

Величина эффекта магнитного импеданса $\Delta Z/Z_0$ определялась как [5]

$$\Delta Z/Z_0 = \left(Z_H - Z_0\right)/Z_0 = \left(U_H - U_0\right)/U_0 , \qquad (1)$$

где Z_0 – импеданс образца при $H = 0$; Z_H – импеданс образца в магнитном поле H; U_H – падение напряжения на образце в поле H; U_0 – падение напряжения на образце при $H = 0$.

На рис. 1 показаны характерные экспериментальные полевые зависимости магнитного импеданса исследуемой аморфной ленты для нескольких частот возбуждающего тока f (длина образца 17 мм). Хорошо видно, что по мере увеличения f происходит трансформация кривой типа «одиночный пик» в кривую типа «двойной пик».

При ориентации оси ленты параллельно внешнему постоянному магнитному полю при частоте электрического тока 1 МГц с ростом H происходит монотонное изменение величины магнитного импеданса образца $\Delta Z/Z_0$ и выход зависимости $\Delta Z/Z_0(H)$ на насыщение. Величина эффекта магнитоимпеданса имеет отрицательное значение и в поле 5кА/м составляет 22 %. При частоте высокочастотного тока 7 МГц характер зависимости $\Delta Z/Z_0 = f(H)$ не меняется, а величина эффекта ГМИ увеличивается до 55 % и начинает появляться положительная составляющая импеданса ~2,5 %. На частоте 20 МГц с ростом H эффект магнитного импеданса сначала возрастает, достигая максимума при H = 1.4 кА/м, а затем монотонно уменьшается с дальнейшим выходом зависимости $\Delta Z/Z_0(H)$ на насыщение при 60 кА/м. Значение положительного эффекта магнитного импеданса составляет 7 %, а отрицательного – 50 %.

На рис. 2 и 3 представлены зависимости относительного изменения максимального значения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$. Максимум величины относительного изменения магнитного импеданса, имеющего отрицательное значение, наблюдается на частоте f = 14 МГц и составляет 85 %.

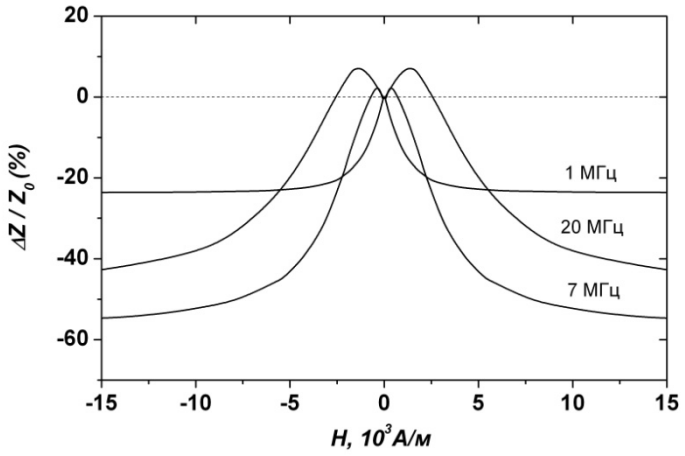


Рис. 1. Относительные изменения магнитного импеданса (то есть ΔZ/Z(%)) быстрозакалённой аморфной ленты $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ от величины внешнего магнитного поля (H) для токов разной частоты

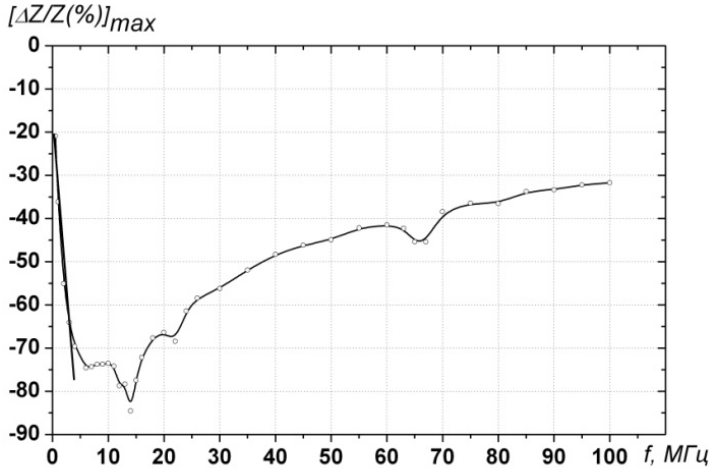


Рис. 2. Зависимость относительного изменения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$

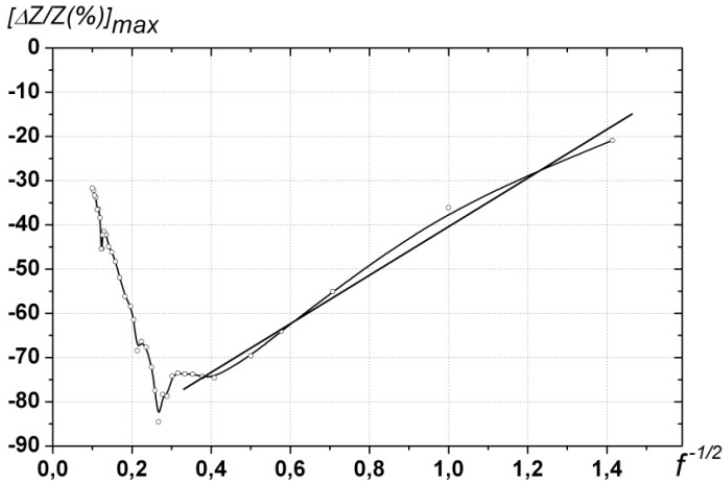


Рис. 3. Зависимость относительного изменения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ в координатах $f^{1/2}$

На графиках можно выделить два характерных участка: низкочастотный (0,5–5 МГц) и высокочастотный (20–100 МГц), отличающиеся углом наклона кривой зависимости $\Delta Z/Z_0(f)$.

На низкочастотном участке $\Delta Z/Z_0 \sim f$. Если предположить что на высокочастотном участке на величину магнитного импеданса начинает влиять скин-эффект, зависимость $\Delta Z/Z_0(f)$ была также построена в координатах $\Delta Z/Z_0(f^{-1/2})$ (рис. 3). Из анализа рис. 2 и 3 видно, что высокочастотный участок лучше укладывается на прямую линию в координатах $\Delta Z/Z_0(f^{1/2})$, а низкочастотный – $\Delta Z/Z_0(f)$.

На низких частотах (от 0 до 5 МГц), когда плотность электрического тока однородна по сечению образца в любой момент времени, энергия, рассеиваемая микровихревыми токами за период, линейно растет с частотой [5]. Это приводит к увеличению эффекта и экспериментально подтверждается прямопропорциональной зависимостью эффекта $\Delta Z/Z_0$ от частоты.

На высоких частотах магнитный скин-эффект приводит к тому, что плотность электрического тока изменяется в тонком слое вблизи поверхности, и потери энергии за период определяются зависимостью глубины скин-слоя δ от частоты $\delta \sim f^{-1/2}$, что приводит к спаду магнитного импеданса $\sim f^{-1/2}$ (рис. 2).

При частоте проявления максимума отрицательного магнитного импеданса (для исследуемого аморфного сплава $f_{max} \sim 14$ МГц) толщина образца будет сравнима с толщиной скин-слоя. Для расчёта толщины скин-слоя в металле (приближённо) можно использовать следующую эмпирическую формулу (все величины выражены в системе СИ):

$$\delta = 503\sqrt{\frac{\rho}{\mu_m f}}, \qquad (2)$$

где ρ – удельное сопротивление образца; f – частота; μ_m – относительная эффективная магнитная проницаемость. Зная величину удельного электрического сопротивления ρ для данного сплава, можно оценить величину относительной эффективной магнитной проницаемости. Так, для исследуемого сплава оценка относительной эффективной магнитной проницаемости (из формулы 2)

$$\mu_m = \frac{\rho \cdot 2{,}53 \cdot 10^5}{f \cdot \delta^2}, \qquad (3)$$

где $\rho \approx 1{,}3 \times 10^{-6}$ Ом·м; $f \approx 14$ МГц, $\delta \approx 30$ мкм; показала, что $\mu_m \approx 26$.

Таким образом, проведенное исследование эффекта магнитного импеданса в аморфном сплаве $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ показало, что:

1) на частотной зависимости модуля магнитного импеданса наблюдается максимум при частоте электрического тока $f \approx 14$ МГц, который объясняется потерями энергии на вихревые токи. При этом в низкочастотном диапазоне величина отрицательного магнитного импеданса пропорциональна частоте электрического тока, протекающего через образец, а в высокочастотном диапазоне – корню квадратному из частоты;

2) установлено, что в высокочастотном диапазоне переменного электрического тока, протекающего через образец, на полевых зависимостях магнитного импеданса в исследуемых аморфных сплавах наблюдается положительная составляющая эффекта магнитного импеданса;

3) по положению максимума магнитного импеданса на частотной зависимости была оценена величина эффективной магнитной проницаемости для исследуемых аморфных сплавов, значение которой на частоте ~14 МГЦ составило ~26;

4) используя зависимость магнитного импеданса от внешнего магнитного поля, можно определить, является ли магнитный материал удовлетворяющим для производства различных сенсоров и датчиков.

Для измерения импеданса разработана автоматизированная установка на базе ПК, функциональная схема которой представлена на рис. 4.

Установка позволяет снимать полевые зависимости исследуемых образцов в диапазоне частот 50 кГц-100 МГц и в полях до 80 кА/м. Снятие типовой зависимости, состоящей из 50 точек осуществляется в течение 5 минут, числовые результаты измерения автоматически записываются в текстовый файл, который может быть использован для построения графика зависимости в специализированной программе.

Исследуемый образец помещается в измерительный модуль. Электрическая принципиальная схема модуля представлена на рис. 5.

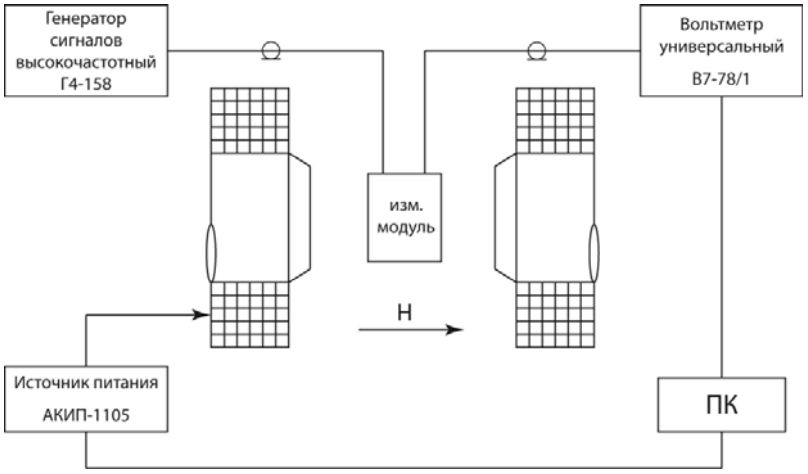


Рис. 4. Автоматизированная установка для измерения магнитного импеданса

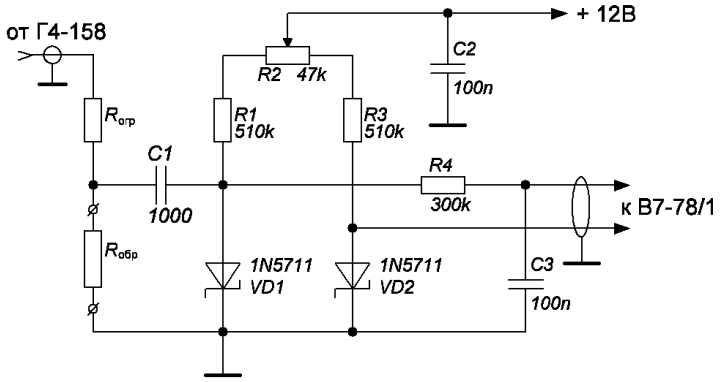


Рис. 5. Схема высокочастотного измерительного модуля

На образец (на схеме Rобр) с последовательно соединённым высокоомным безиндукционным резистором (Rогр) от высокочастного генератора (Г4-158) подаётся электрический ток. Генератор высокой частоты создаёт в образце высокочастотный переменный электрический ток. Резистор $R_{огр}$ служит для ограничения силы электрического тока в цепи, а его величина примерно на два порядка превышает активное сопротивление исследуемого образца. Поэтому силу электрического тока в измерительной цепи при фиксированной амплитуде выходного напряжения генератора можно считать неизменной.

Измеряемое падение переменного напряжения с образца, которое изменяется под влиянием внешнего поля (H) поступает на измерительную часть модуля, выполненную по схеме пикового (амплитудного) параллельного детектора с закрытым входом с использованием СВЧ диодов Шотки (1N5711), работающих на частотах несколько сотен мегагерц. Напряжение на выходе такого детектора соответствует измеряемому пиковому (амплитудному) значению напряжения. Продетектированное напряжение с измерительного модуля и на-

пряжение с датчика магнитного поля электромагнита измеряются универсальным вольтметром В7-78/1, который по стыку USB соединён с ПК. В качестве датчика магнитного поля (Н) использовался мощный низкоомный резистор, включенный в цепь питания электромагнита. Калибровка измерительной части модуля осуществляется переменным резистором R2 по нулевым показаниям вольтметра В7-78/1 при отсутствии напряжения на входе модуля.

Измерительный модуль представлял собой печатный узел, выполненный по технологии поверхностного монтажа. В качестве основания использовалась стеклянная подложка размером ~ 60х60х20 мм на поверхности которой механическим методом из медной фольги толщиной ~ 30 мкм были сформированы печатные проводники и контактные площадки к которым припаивались элементы конструкции печатного узла. Испытуемый образец припаивался низкотемпературным припоем (сплав Розе с температурой плавления +94 °С). Применение поверхностного монтажа обеспечило уменьшение массы и габаритов печатного узла, снижение паразитных индуктивностей и ёмкостей монтажа что особенно важно при проведении измерений в высокочастотной области.

Измерительный модуль помещался между полюсами электромагнита, который мог создавать внешнее магнитное поле до 80 кА/м. Тонкая регулировка магнитного поля достигалась применением в качестве источников питания электромагнита источников постоянного напряжения АКИП-1105. Перед каждым измерением осуществлялось размагничивание образцов подачей на электромагнит спадающего по амплитуде переменного напряжения с частотой 50 Гц в течение 2–3 минут.

Список литературы

1. Panina, L.V. Magneto-impedance in multilayer films / L.V. Panina // Sensors and Actuators. – 2000. – P. 71–77.

2. Анашко, А.А. Магнитоимпедансный эффект в аморфных FeCoMoSiB лентах / А.А. Анашко, А.В. Семиров, А.А. Гаврилюк // ЖТФ. – 2003. – Т. 73. – Вып. 4. – С. 49.

3. Zhou, S.X. Giant magneto-impedance effect in $Fe_{4.5}Co_{67.5}Mn_{0.5}Si_{12}B_{15}$ amorphous wires / S.X. Zhou // Materials Science and Engineering. – 2001. – P. 954–956.

4. Chiriac, H. Microwire array for giant magneto-impedance detection of magnetic particles for biosensor prototype / H. Chiriac, D.D. Herea, S. Corodeanu // J. Magn. Magn. Mater, 311. – 2007. – P. 425–428.

5. Новик, А. Релаксационные явления в кристаллах: пер. с англ. / А. Новик; под ред. Э.М. Надгорного. – М.: Атомиздат, 1975. – 472 с.

СПОСОБ ВВЕДЕНИЯ ЧАСТИЦ В ПОЛИМЕРНУЮ МАТРИЦУ ТЕРМОПЛАСТА НА ОСНОВЕ ПВХ

Е. Ю. Лапковская, В. Е. Редькин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28, т.: 8(391)291-25-65
E-mail: ley_ko@mail.ru

Представлены результаты исследования применения ультрадисперсных (нано-) частиц на структуру и свойства термопластичного полимера (ТЭП) на основе ПВХ. Найден и опробован способ введения наночастиц в полимерную матрицу путем соединения в растворителе. Проведены результаты оптических исследований.

Одним из способов изменения свойств и характеристик полимерного материала является введение в полимерную сетку ультрадисперсных (нано-) частиц, которые усиливают необходимые свойства, а в ряде случаев добавляют новые. Однако введение в полимерную матрицу таких частиц сопряжено с рядом проблем: необходимо добиться равно-

мерного распределения наночастиц в матрице, при этом избежав укрупнения частиц модификатора. С этой целью обычно используют высокооборотистые мешалки, ультразвуковые диспергаторы и т.д.

В работе было изучено влияние ультрадисперсных частиц на физико-механические показатели и структуру термоэластопластов на основе ПВХ. Для получения образцов нового материала был предложен способ введения модификатора в полимерную матрицу. В качестве модификатора был выбран детонационный ультрадисперсный порошок алмаза (УДП-А).

На первом этапе был опробован способ так называемого «сухого совмещения». Измельченный термопласт смешивался с порошком, а затем обрабатывался на вальцах, нагретых до 160 ^{0}С путем многократного пропускания через них. В результате получался пласт образца, на котором отчетливо были видны неоднородные участки, в которых скапливался модификатор, плохо распределенный в матрице. Такие образцы не показывали однозначных результатов, часто раскрашивались или рвались в месте скопления модификатора, который выступал в данном случае, как источник появления и распространения дефекта структуры. Было решено найти более эффективный способ введения.

На втором этапе был опробован способ соединения модификатора с помощью растворителя, так называемый «растворный метод». Совмещение порошка с массой ТЭПа осуществлялось по следующей методике: навеска модификатора помещалась в растворитель и обрабатывалась ультразвуком, затем одна треть термоэластопласта перемешивалась с полученным раствором до однородной консистенции. В качестве растворителя был выбран тетрагидрофуран. После этого смесь распределялась тонким слоем и высушивалась до полного выделения растворителя, но не менее трех суток. Все работы проводились в вытяжных шкафах. Высушенный пласт измельчался и смешивался с исходным ТЭП по описанной выше технологии на вальцах. Затем изготавливались образцы для физико-механических испытаний.

Образцы исследовались на твердость, сопротивление истиранию, сопротивление разрыву, раздиру.

Таблица 1

Полученные результаты

Параметры	Базовый ТЭП	Состав№ 1	Состав №2	Состав№3
Усл.прочность при разрыве, Мпа	9,69	10,26	10,87	9,60
Сопротивление раздиру, кН/м	30	38,8	37,7	29,8
Твердость по Шору А, усл.ед	76	70	77	71
Истираемость, %	1,11	2,47	0,99	1,17

Полученные результаты показывают, что при введении УДП-А в ТЭП возрастают прочностные показатели, такие как сопротивление раздиру, разрыву, повышается сопротивление к истиранию, полимер при этом не становится заметно более твердым. Равномерно распределяясь в полимерной матрице, ультрадисперсные частицы препятствуют возникновению и распространению дефектов, тем самым повышая прочностные характеристики ТЭПов.

Также были сделаны снимки микроструктуры композита на сканирующем электронном микроскопе JEOL JSM-7001F, увеличение в 200 раз.

Как видно из рис. 1, приповерхностный слой частицы плотно прилегает к полимеру. Так же важно отметить, что, введение модификатора делает структуру матрицы более упорядоченной и мелкозернистой, а матрица с такой структурой, будет лучше сопротивляться внешним воздействиям и различного рода деформациям.

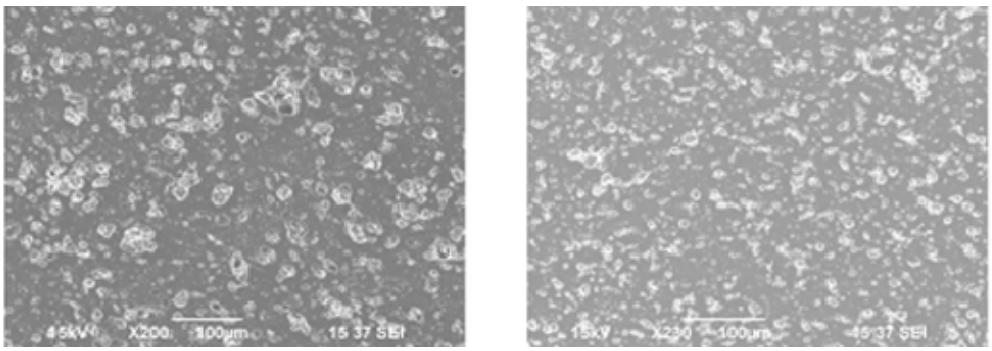


Рис. 1. Фотографии структуры ТЭПа, без модификатора (слева)
и модифицированного УДП-А(справа)

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что малые концентрации ультрадисперсного порошка алмаза при равномерном распределении в полимерной матрице могут существенно улучшить физико-механические показатели ТЭПа на основе ПВХ. Равномерного распределения можно добиться путем введения ультрадисперсных частиц в обработанный растворителем полимер. Заметное влияние небольших добавок ультрадисперсных порошков, таких как УДП-А, на механические свойства материалов вызывает определенный интерес к исследованиям в данной области.

ПОЛУЧЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУР НА ПОРИСТОМ КРЕМНИИ С ПЛЕНКАМИ НАНОФАЗНОГО АЛМАЗА

Ф. Ф. Меркушев, М. Ю. Раилко, А. А. Сахачева,
О. В. Семенова, Т. Н. Патрушева, А. Я. Корец (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660044, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

Получены структуры на пористом кремнии с пленками нанофазного алмаза. Исследовано влияние толщины пленки нанофазного алмаза на коэффициент отражения в видимой и инфракрасной области спектра. Проведен анализ экспериментальных результатов с целью возможности использования полученных структур в качестве антиотражающих и защитных покрытий для кремниевых солнечных преобразователей.

Наиболее эффективными источниками возобновляемой солнечной энергии в настоящее время являются полупроводниковые солнечные преобразователи, в частности кремниевые. Поверхность монокристаллических полупроводников характеризуется сильным оптическим отражением, что приводит к потере эффективности преобразования поглощенных фотонов в электрический ток. Поэтому весьма актуальным является создание антиотражающих покрытий и поиск материалов для их изготовления. Одним из таких материалов является пористый кремний (Si_p), сформированный на поверхности монокристаллического кремния (Si_m). Применение пористого кремния приводит к уменьшению скорости поверхностной рекомбинации, увеличению скорости фотогенерации носителей заряда, увеличению спектральной чувствительности кремниевых солнечных элементов в коротковолновой области спектра.

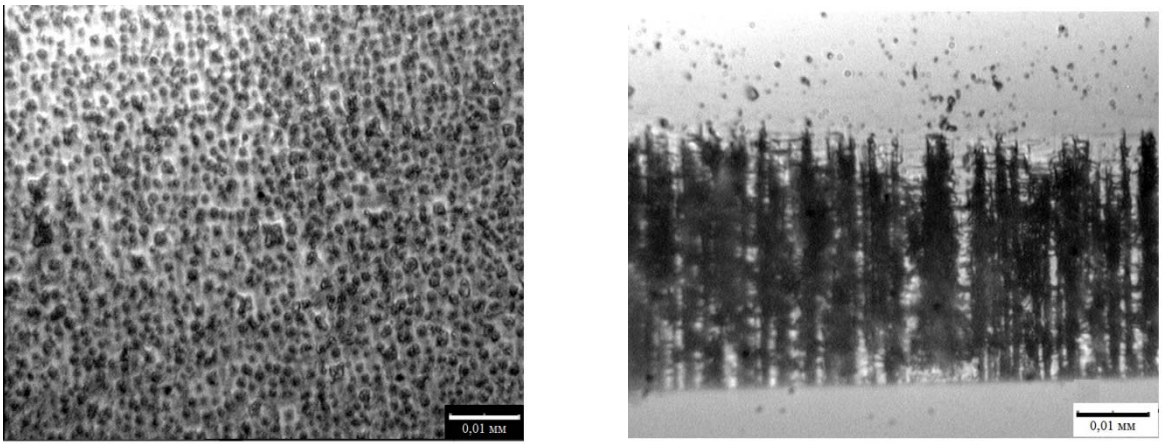
Однако, пористый кремний подвергается значительной деградации (изменению оптических свойств во времени), особенно в условиях влияния агрессивных сред. При этом целесообразно использование защитных пленок и покрытий, не снижающих эффективности преобразования солнечной энергии. Алмазоподобные углеродные пленки (АПП) могут стать альтернативой SiO_2 и SN пленкам в качестве защитных покрытий для кремниевых солнечных элементов (СЭ) [1]. Алмазоподобные углеродные пленки (АПП) эффективно

поглощают УФ-излучение, имеют низкое инфракрасное (ИК) поглощение, прозрачны для видимого света и обладают химической инертностью.

Таким образом, следует предположить, что применение структур на пористом кремнии с алмазоподобными пленками может стать одним из методов повышения эффективности и защиты кремниевых солнечных батарей одновременно. В данной работе исследуется возможность создания подобных структур.

Для создания оптических структур на пористом кремнии (ПК) используется достаточно простая, экономичная технология с использованием электрохимического анодирования. Образцы пористого кремния, получены в соответствии с технологическим маршрутом, разработанным ранее [2]. Формирование пористых структур проводилось в электрохимической ячейке при напряжении U = 10 В, плотности тока j = 100 мА/ см^2, времени анодирования t = 40 мин и воздействии излучения определенной длины волны видимого диапазона (λ = 450 нм).

В экспериментальной работе электрохимическая обработка образцов кремния проводилась в водных растворах плавиковой кислоты (HF: H_2O = 1:1). В качестве катода использовали никелевую пластину цилиндрической формы. В качестве исходных пластин применялись кремниевые подложки-пластины монокристаллического кремния марки КЭФ-10 (100). Оптические исследования полученных образцов проводились на оптическом интерференционном микроскопе МИИ-4, спектрометрах Specord M400 и Specord M82. В результате исследований выявлено, что электрохимическая обработка n-типа кремния при дополнительном излучении (λ = 450 нм) позволяет получить слои пористого кремния с высокой однородностью и равномерностью расположения пор по всей поверхности подложки, а также достаточно высокой плотностью пористой структуры (рис. 1).



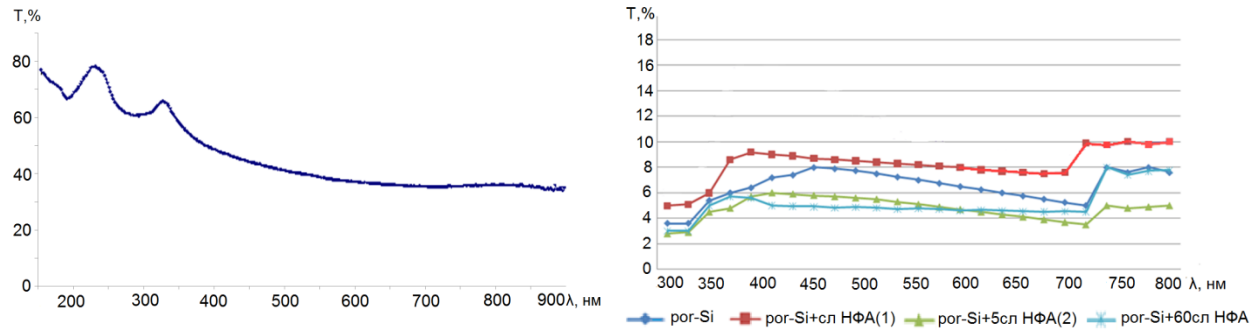
а *б*

Рис. 1. Микрофотографии образца пористого кремния: *а* – поверхности; *б* – скола

Пленки нанофазного алмаза (НФА) в данной работе получали из органических суспензий НФА [3, 4]. В качестве исходного материала использовали нанофазный алмаз (ТУ 3974-001-10172699-94), полученный методом детонационного синтеза. Суспензии нанофазного алмаза (НФА) получали при перемешивании порошка НФА или водных суспензий НФА с низкокипящими органическими растворителями (гексан, гептан, октан, толуол, бензол, изопропанол). Переход наиболее мелких частиц НФА в органическую фазу происходит самопроизвольно, при простом перемешивании фаз. Более интенсивный переход инициировался ультразвуковым воздействием, при котором происходит дезинтеграция агрегатов частиц и увеличение содержания нанокристаллической фракции. Нанофазный алмаз образует устойчивые прозрачные суспензии в органических жидкостях, в частности в толуоле, при концентрации твердой фазы 0,01–0,05 г/л, устойчивость и прозрачность кото-

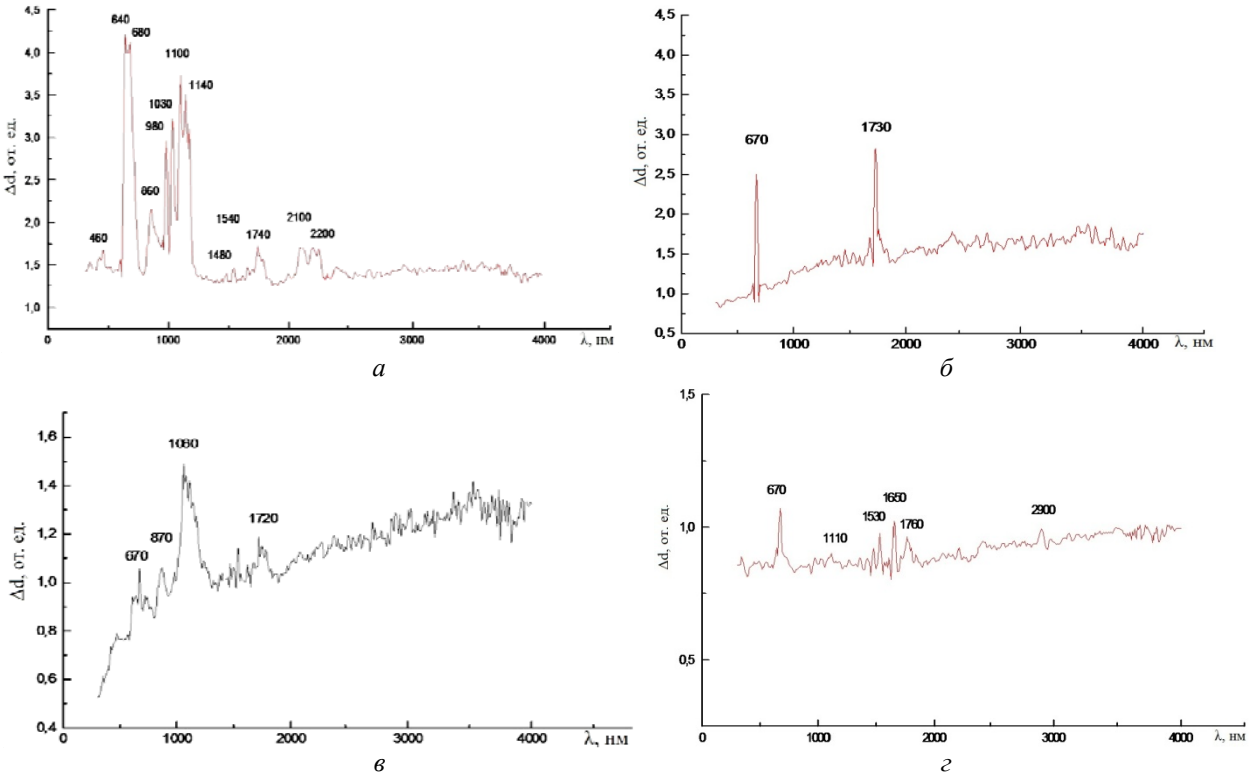
рых при отгонке дисперсионной среды сохраняется вплоть до концентрации 0,5–0,7 г/л [3]. Формирование пленки НФА на кремневой пористой структуре осуществлялось методами погружения и накатывания[4].

Результаты проведенных спектроскопических исследований доказали, что структуры на пористом кремнии с пленками НФА имеют низкий коэффициент отражения в видимой (2–8 %) и инфракрасной (1–2 %) области спектра (рис. 2–3).



а *б*

Рис. 2. Спектры отражения исходного образца монокристаллического кремния (*а*) и пористого кремния с пленками НФА (*б*) в видимой области спектра



а *б* *в* *г*

Рис. 3 Спектры отражения исходного пористого кремния *(а)* и пористого кремния с пленками НФА (*б* – 5 слоев; *в* – 60 слоев; *г* – 100 слоев) в инфракрасной области спектра

Замечено, что коэффициент отражения полученных структур зависят от толщины пленки нанофазного алмаза, которая регулируется количеством слоев. Возможность варьирования оптическими свойствами за счет изменения количества слоев НФА, и соответственно, толщины пленки при осаждении позволяют формировать покрытия, которые отвечают требованиям оптимального антиотражения СЭ. Полученные образцы с 60 слоями НФА имеют минимальный коэффициент отражения в диапазоне 600–700 нм, что соответ-

ствует максимальной чувствительности кремниевых солнечных батарей, которая находиться в области 600 нм.

Толщина пленки НФА обеспечивает нужную прозрачность пленки, пористость, защитную способность и стабильность оптических свойств данных структур. Повторный спектроскопический анализ образцов показал стабильность оптических свойств после годичного срока хранения.

На основании проведенных исследований следует, что пленки НФА, полученные представленным методом, позволяют получать структуры на пористом кремнии с меньшим коэффициентом отражения и ИК поглощения, что приведет к уменьшению потерь на отражение и, соответственно, повысит КПД солнечных элементов на основе пористого кремния, а также стабилизирует его свойства во времени.

Таким образом, использование пористого кремния в фотовольтаических преобразователях в качестве антиотражающего покрытия ведет к улучшению захвата света и, следовательно, к уменьшению отражения за счет текстурирования его поверхности, а применение структур на пористом кремнии с алмазоподобными пленками может стать одним из методов повышения эффективности и защиты кремниевых солнечных батарей одновременно.

Список литературы

1. Improvement of the efficiency of the silicon solar cells by silicon incorporated diamond-like carbon antireflective coatings / V. Bursıkova, P.S. ladekb, P. Stahel, L. Zajıckov // Journal of Non-Crystalline Solids 299–302 (2002). – P. 1147–1151.

2. Разработка пористых структур на кремнии / Е.А. Сакун, А.В. Полюшкевич, П.А. Харлашин, О.В. Семенова, А.Я. Корец // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 4 (2010 3). – P. 430–443.

3. Patrusheva, T.N. Transparent carbon coatings of ultra fine diamond / T.N. Patrusheva, A.Ya. Koretz, E.M. Mironov // Indian Journ. of Pure and Appl. Phys. – 2005. – V. 43. – P. 115–118.

4. Органические суспензии ультрадисперсного алмаза / Т.Н. Патрушева, А.Я. Корец, В.А. Барашков, Г.Н. Шелованова, А.В. Толстоногов // Химия и химическая технология. – 2006. – Вып. 1. – Т. 47. – С. 39–44.

УЛУЧШЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ АЛЮМИНИЕВЫХ СПЛАВОВ МОДИФИЦИРОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦАМИ

П. О. Суходаев, В. Е. Редькин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28
E-mail: suhodaev7@mail.ru

Рассмотрено модифицирование сплавов алюминия наночастицами тугоплавких химических соединений. Представлена технология получения материалов, модифицированных наноматериалами детонационного синтеза и оксидом алюминия. Приведена структура и твердость полученных образцов.

Алюминий – один из самых распространенных материалов, применяемый в современной технике. Достоинствами алюминия и его сплавов являются: малая плотность (2,7 г/см3), сравнительно высокие прочностные характеристики, хорошая тепло- и электропроводность, технологичность, высокая коррозионная стойкость.

В то же время традиционные алюминиевые сплавы не всегда отвечают высоким требованиям, предъявляемым к материалам для изготовления деталей машиностроения и ра-

диоаппаратуры. Поэтому наряду с технологиями модифицирования химического состава сплавов на основе алюминия, сейчас интенсивно развивается направление модифицирования структуры металлов.

Как известно, физико-механические свойства и эксплуатационные характеристики металлоизделий зависят не только от химического состава сплавов, из которых их изготавливают, но и от степени измельчения структурных составляющих. Чем мельче структура, тем выше механические свойства металлоизделий.

Перспективными модификаторами алюминиевых сплавов являются наночастицы тугоплавких химических соединений. Совсем небольшие массовые доли (~0,01 %) порошковых нанодобавок требуются для увеличения прочности металлов, при этом сохраняется пластичность [1]. Это обусловливает преимущество нанопорошков по сравнению со стандартными модификаторами (например, микрочастицами).

Влияние наночастиц тугоплавких химических соединений на механические свойства изделий из алюминиевых сплавов объясняется тем, что, с одной стороны, частицы препятствуют движению дислокаций в матрице (механизм упрочнения Орована – рис. 1), с другой стороны, при достаточном смачивании жидким алюминием частицы являются центрами кристаллизации, и таким образом, уменьшают размер кристаллического зерна металла, который влияет на предел текучести, согласно соотношению Холла-Петча:

$$\sigma_T = \sigma_i + k_i d_1^{-1/2}, \qquad (1)$$

где – σ_i внутреннее напряжение, учитывающее сопротивление движению дислокаций; k_i – коэффициент наклона в уравнении Петча, связывающий d_1 и σ_T.

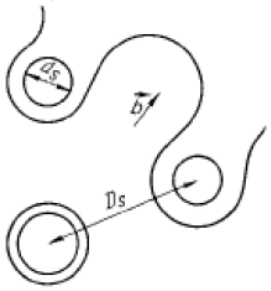


Рис. 1. Огибание частиц краевой дислокацией по механизму Орована

Одними из наиболее перспективных наноматериалов для модифицирования алюминия являются углеродные наноматериалы (аморфный углерод, графиты, графен, нанотрубки, наноалмазы), благодаря их высокой прочности, тугоплавкости, электропроводимости. Возможно, с помощью углеродных наноматериалов удастся получить алюминиевые провода, которые были бы достаточно прочными и не уступали по электропроводности чистому алюминию.

При жидкофазном методе модифицирования прямое введение нанопорошков в расплав осложнено рядом причин: частицы легко агломерируют, образуют в воздухе пылевидную взвесь, задерживаются оксидной пленкой на поверхности расплава, окисляются и в дальнейшем не смачиваются. Поэтому для эффективного введения наночастиц в металлическую матрицу используют различные специальные технологии (метод порошковой металлургии, ультразвуковое и электромагнитное замешивание, механоактивация и др.)

В данной работе для введения нанопорошков использовался метод, основанный на технологии, предложенной в работах [1–3]. Мелко нарубленную алюминиевую проволоку из матричного сплава смешивали с наночастицамии и из полученной смеси прессовали таблетку, которую добавляли в расплав.

В качестве модификаторов использовались ультрадисперсный алмазографитовый порошок (УДП-АГ), ультрадисперсный алмазный порошок (УДП-А), выделенный из УДП-

АГ, и нанодисперсный порошок оксида алюминия электровзрывного синтеза. УДП-АГ является продуктом детонационного превращения органических нитросоединений. Продукт представляет собой порошок черного цвета, состоящий из алмаза кубической модификации и графита. Состав и свойства УДП-АГ: углерод, не менее 85 %, в том числе алмазы – 18–40 %; насыпная плотность 0,01–0,5, г/см^3; удельная поверхность 380–390 м^2/г; диапазон размеров частиц 2–12 нм; средний размер частиц 4 нм [4]. Порошок оксида алюминия имеет средний размер частиц 15,5 нм и удельную поверхность 96 м^2/г [5]. На рис. 2 представлена рентгенограмма порошка Al_2O_3, сделанная на дифрактометре ДРОН-4.

Рентгенограмма образца Al_2O_3 показала присутствие рефлексов оксида алюминия с кубической, ромбоэдрической и тетрагональной кристаллической решеткой.

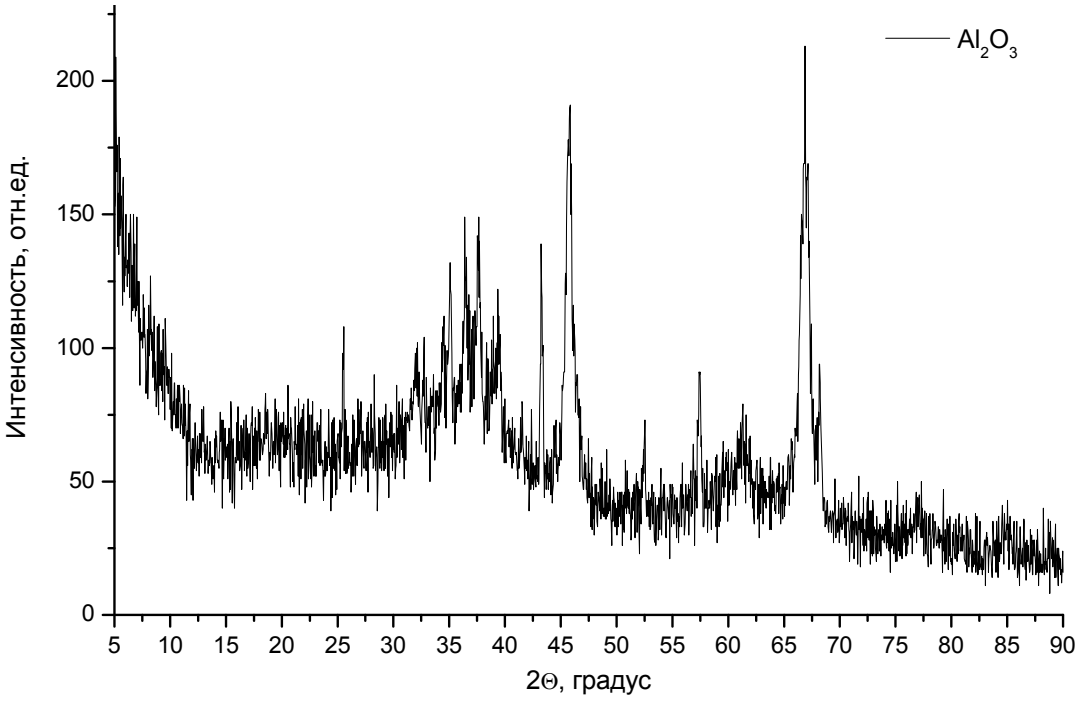


Рис. 2. Рентгенограмма образца Al_2O_3

Рис. 3. Общий вид полученных образцов

В качестве матричного металла был выбран технический алюминий марки А7. Металл плавили при температуре 800 °С в электрической печи сопротивления СНОЛ-1,6.2,5.1/9-И3, после чего тигель с расплавом извлекали и помещали в него спрессованную таблетку, затем тигель снова помещали в печь. После расплавления таблетки расплав интенсивно перемешивали и заливали в специально изготовленный кокиль для получения призматических образцов. Всего было изготовлено 6 модифицированных образцов: по 2 с различными массовыми содержаниями каждого порошка. Один из отлитых образцов представлен на рис. 3.

Как показали исследования макро- и микроструктуры, все модифицированные образцы обладают меньшим размером макро- и микрозерен по сравнению с базовым сплавом (на рис. 4, 5 сопоставлены изображения структуры металла, модифицированного наночастицами с образцом из базового сплава А7).

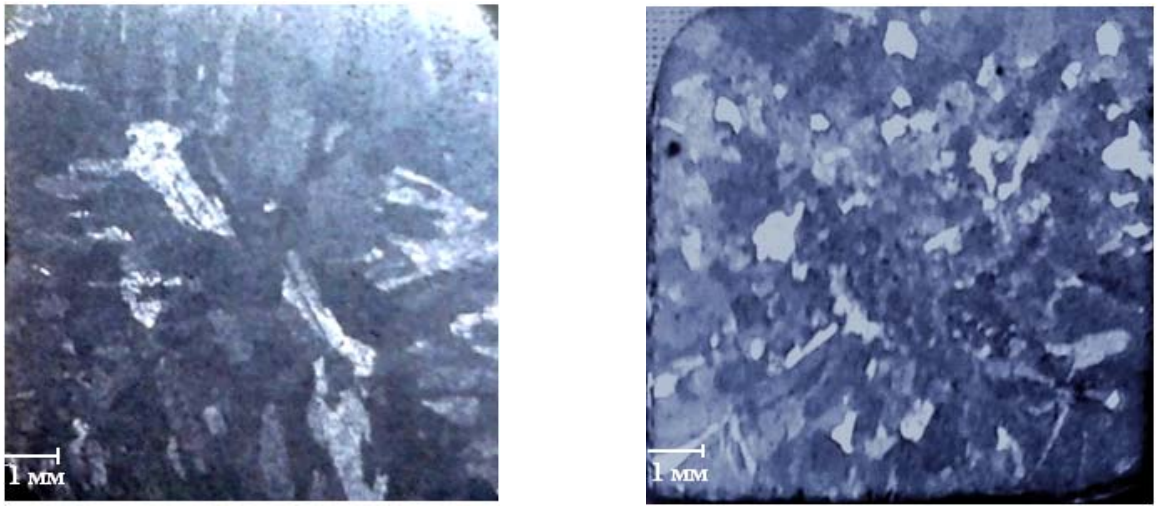


Рис. 4. Полученные образцы после травления (слева немодифицированный, справа – с добавкой УДП-АГ)

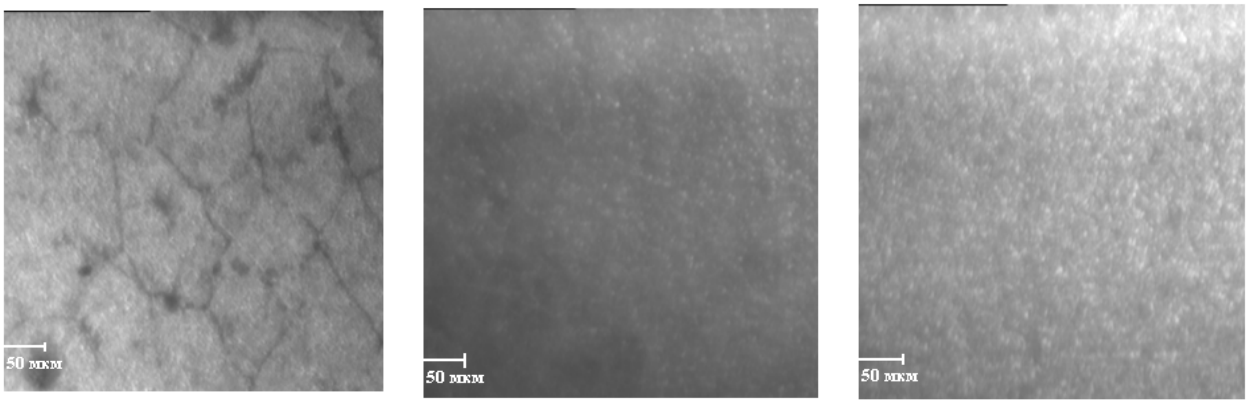


Рис. 5. Микроструктура образцов; слева направо – базовый сплав А7;
образец с пониженным содержанием Al_2O_3; образец с повышенным содержанием Al_2O_3

Твердость образцов измерялась на твердомере ТК-14-250, ее значения приведены в табл. 1.

Модифицированные образцы, как видно из табл. 1, обладают повышенной на 4–12 % твердостью, причем при увеличении содержания упрочняющих частиц в образцах, твердость также увеличивается.

Таблица 1

Значения твердости полученных материалов

Содержание наночастиц	Немодифицированный образец	1-й состав			2-й состав		
Порошок	–	Al_2O_3	УДП-АГ	УДП-А	Al_2O_3	УДП-АГ	УДП-А
Твердость HRB	18,7	19,4 (+3,7%)	19,7 (+5,3%)	19,6 (+4,8%)	20,2 (+8,0%)	21,0 (+12,2%)	20,9 (+11,8%)

Полученные материалы могут быть рекомендованы для применения в легких конструкциях, а также в качестве упаковки электронных устройств.

Список литературы

1 Сабуров, В.П. Плазмохимический синтез ультрадисперсных порошков и их применение для модифицирования металлов и сплавов / В.П. Сабуров [и др.] // Низкотемпературная плазма. – Т. 12 – Новосибирск: Наука, 1995. – 344 с.

2 Крушенко, Г.Г. Применение нанопорошков химических соединений для улучшения качества металлоизделий / Г.Г. Крушенко // Технология машиностроения. – 2002. – № 3. – С. 3–6.

3 Суходаев, П.О. Композиционные материалы на основе алюминия, упрочненные наночастицами / П.О. Суходаев, В.А. Ардамин // Материалы XXIII Междунар. инновационно-ориентированной конф. молодых ученых и студентов (МИКМУС-2011). – Москва, 14–17 дек. 2011 г. – М.: Изд-во ИМАШ РАН, 2011. – 289 с.

4 Ультрадисперсные алмазные порошки, полученные с использованием энергии взрыва / А.М. Ставер, Н.В. Губарева, А.И. Лямкин, Е.А. Петров // Физика горения и взрыва. – 1984. – Т. 20. – № 5.

5 Электровзрывная технология получения наноразмерных порошков [Электронный ресурс]. – URL: http://www.hcei.tsc.ru/ru/cat/technologies/tech12.html.

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

SOME ASPECTS OF DISC CENTRIFUGE CPS-24000 APPLICATION

A. E. Afanasjeva, E. P. Yefremova (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 28
E-mail: kureru@mail.ru

This article covers the issue of Disc Centrifuge CPS24000 scientific application. At present measuring distribution of different particles is a significant point of scientific research. The operation principle of Disc Centrifuge CPS24000 is studied in the article. The differential sedimentation method of this instruments' operation as well as different modes of particle distribution as a result of the Disc Centrifuge CPS24000 work are given in the paper.

Nowadays the particles' size has a great importance for scientific and industrial fields of study. As it was discovered, most nanosized materials can acquire properties, which differ from those of bulk materials extremely. For example, such properties as melting point, reactivity, conductivity and insulation change greatly. These changes take place if the size of a single part of a material is less than 100 nm. The modification is caused by a high ratio of surface atoms to the number of atoms in the bulk. So, the determination of a particle size is an issue of great scientific importance.

The Disc Centrifuge CPS is designed to measure distribution of different nanoparticles. It can be used in different areas. In chemistry its application lies within the boundaries of measuring polymer latexes and emulsions, all types of abrasives, O/W and W/O emulsions, pharmacology and biology, semiconductor production, printing and so on.

In pharmacology and biology the device is used for analysis of virus and virus-like particles, cell fragments, protein clusters, liposomes and so on. In semiconductor production it measures sizes of nano-abrasives while in printing and painting the Disc Centrifuge CPS finds its application in measuring water- and oil-based pigments, inks, toner powders, etc.

The operation principle of the device is based on differential sedimentation method, a known and reliable method of particle size definition. According to this method, sample particles being located on the top of a column of clear liquid, start to settle with different velocity depending on their size. The process of sedimentation makes the first large particles reach the detector beam. Initially the detector beam has a maximum intensity, but when the particles reach it, the intensity reduces. The intensity reduction is proportional to the particle concentration. When all particles have passed the detector, the intensity returns to the original level. This process is schematically represented on Figure 1.

The particles settle in gradient field of rotating disc according to the Stokes' law. Velocity of sedimentation is directly proportional to the square of the particles diameter.

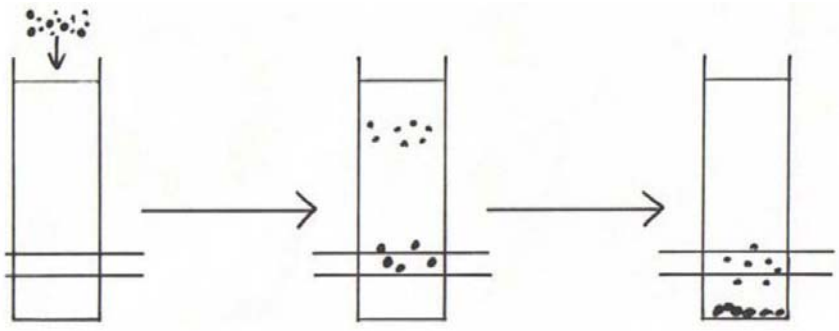


Figure 1. Differential sedimentation method

In the process of differential sedimentation all particles in the sample start to settle as a thin film. The particles, that have the same diameter, settle as a thin band and arrive at the detector beam simultaneously. The time required to reach the detector beam is used to calculate the particles size.

Different particles between 5 nm and 75 nm can be measured by this device. The CPS Disc Centrifuge routinely separates particles, which diameters differ by less than 5%. Nevertheless, separation of particles, which sizes differ by less than 2%, is also possible.

For centrifugal sedimentation the Stokes' law is as follows:

$$D = \sqrt{\frac{18\eta ln(\frac{R_f}{R_0})}{(\rho_p - \rho_f)\omega^2 t}}. \quad (1)$$

Where: D is the particle diameter (cm);
η is the fluid viscosity (poise);
R_f is the final radius of rotation (cm);
R_0 is the initial radius of rotation (cm);
ρ_p is the particle density (g/ml);
ρ_f is the fluid density (g/ml);
ω is the rotational velocity (radians/sec);
t is the time required to sediment from R_0 to R_f.

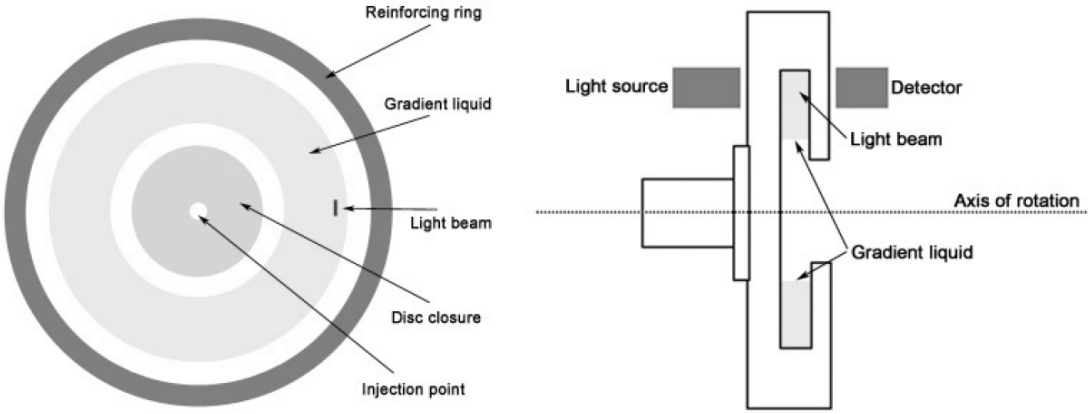


Figure 2. Hollow Disc Centrifuge Design

The most general design for the Disc Centrifuge is a hollow, optical clear disc, driven by a variable speed motor. A typical cross disc section is shown on Figure 2. The detector beam is usually monochromatic and has a wavelength 400-500nm.

To prepare the Disc Centrifuge CPS for analysis, the disc is set in motion at constant speed, and then the disc chamber is filled with a liquid which contains density gradient. Samples are prepared for analysis by dilution in a liquid of lower density than the least dense liquid in the disc. When a sample is injected, it forms a thin film on the back inside face of the disc. Once a sample is on the fluid surface, sedimentation of individual particles begins.

Curves of particle size distribution can be displayed by different ways: the differential distribution, which shows the quantity of material at each size, and the integral (or cumulative) distribution, which shows the total quantity larger than the minimum size at each size in the distribution range. These two distributions contain the same information, and each can be derived from the other by mathematical manipulation. The differential distribution is converted to the integral distribution by integration with respect to diameter, and the integral distribution is

converted to the differential distribution by applying differentiation with respect to diameter. There is the option to display either or both of these curves. Examples of these distributions are shown on Figure 3.

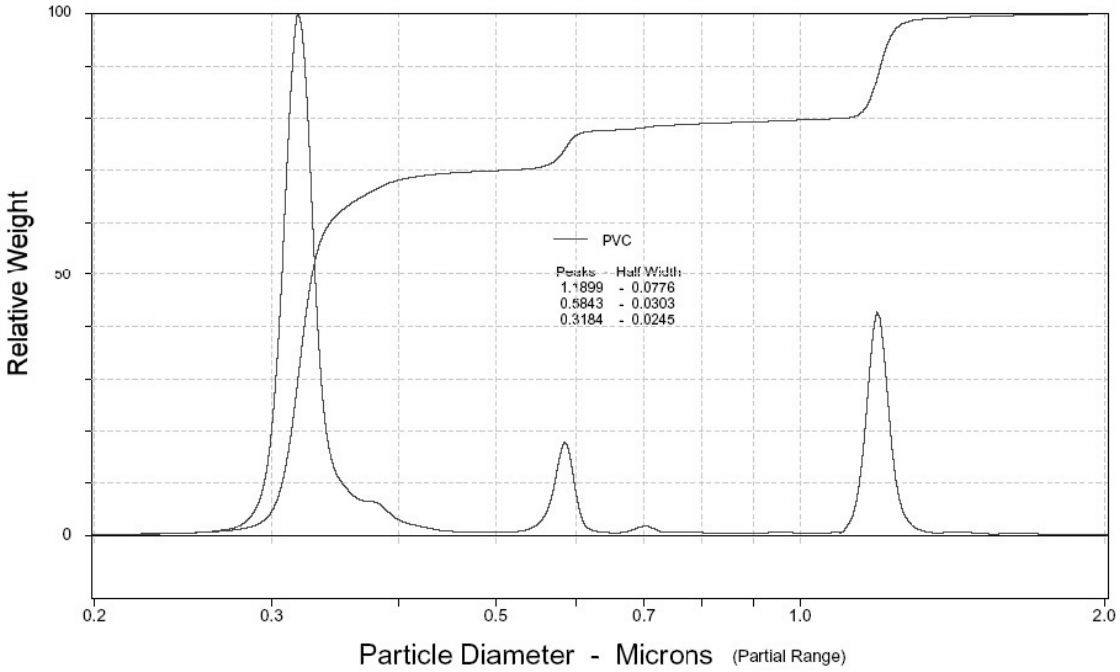


Figure 3. Differential and integral distributions of PVC

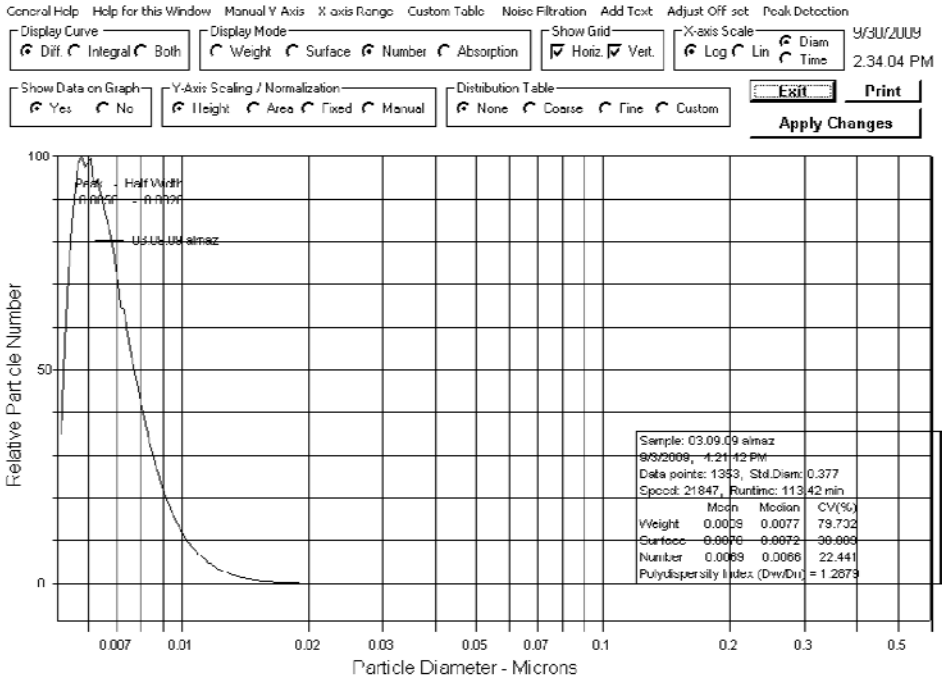


Figure 4. Relative particle number distribution of nanodiamonds

Likewise, the distribution can be displayed by different modes: as a weight distribution (weight of particles plotted against diameter), surface area distribution (surface area of the particles plotted against diameter), number distribution (number of particles plotted against diameter), and absorption (light absorbed/scattered plotted against diameter). The absorption distribution is the raw data that comes from the instrument. The absorption distribution is converted to the other distributions by applying "correction" factors that are based on the

efficiency of light scattering/absorption by the particles at different sizes. The weight, surface, and number distributions are different representations of the same data; each of these distributions can be calculated from either of the others. Number distribution is shown on Figure 4.

So, the Disc Centrifuge CPS allows exploring such an important characteristic of nanopowders as a particle size, which is necessary to construct materials with extremely new properties for different application areas.

References:

1. CPS Instruments, inc. CPS Disc Centrifuge Operating Manual. URL: http://www.cpsinstruments.com (дата обращения 13.02.2013).

2. CPS Instruments Europe. Introduction into differential sedimentation. URL: http://www.cpsinstruments.com (дата обращения 13.02.2013)

3. CPS Instruments Europe. CPS Disc Centrifuge.Nano Particle Size Analysis: General Brochure. URL: http://www.cpsinstruments.com (дата обращения 13.02.2013)

QUANTUM HARPER MODEL

I. V. Gorbachev, A. R. Kolovsky, V. G. Andyuseva (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 28
E-mail:vlasov91657@mail.ru

We analyze the driven Harper model, which emerges in the problem of tight-binding electrons in the Hall configuration (normal to the lattice plane magnetic field plus in-plane electric field).The presence of an electric field extends the celebrated Harper model, which is parametrized by the Peierls phase, into the driven Harper model. This model is additionally described by two Bloch frequencies associated with the two components of the electric field. We show that the eigenstates of the driven Harper model are either extended or localized, depending on the relationship of Bloch frequencies. This result holds for both rational and irrational values of the Peierls phase.

In the case of incommensurate Bloch frequencies we provide estimation for the wave-function localization length.

The Harper Hamiltonian naturally emerges in the problem of crystal electrons in magnetic field. It describes the energy spectrum of a tight binding electron in a 2D lattice, which graphic representation is widely known as the Hofstadter butterfly. The Harper Hamiltonian is a particular case, $J_x = J_y$, of the more general Aubry-Andre model,

$$i\hbar\dot{b}_l = --\frac{J_x}{2}\left(e^{-\omega_x t}b_{l+1} + e^{i\omega_x t}b_{l-1}\right) - J_y\cos\left(2\pi\alpha l + \omega_y t + \varkappa\right)b_l \qquad (1)$$

We analyze a semiclassical driven Harper model. It's classical description reads

$$H_{cl} = -J'_x\cos\left(p - \omega_x t\right) - J'_y\cos\left(x + \omega_y t\right). \qquad (2)$$

The regime of low-frequency driving, $\omega < \Omega$, is more subtle, because here the phase space of (2) contains two chains of transporting islands, see Fig. 1. Note that these chains exist for both rational and irrational values of β. In a classical ensemble particles with initial conditions in the transporting islands move in the negative direction with $\overline{v} = \omega_y$ velocity, while the others travel in the positive direction, and $\sigma(t) = \mathrm{A}t$. As expected, where β is a rational number, the linear dependence $A(\omega) \sim \omega$, valid for $\omega \ll \Omega$, provides place for large ω to the asymptotic dependence . For irrational β the rate of ballistic spreading is given by

$$\mathrm{A} \sim \omega \mathrm{S}(\omega). \qquad (3)$$

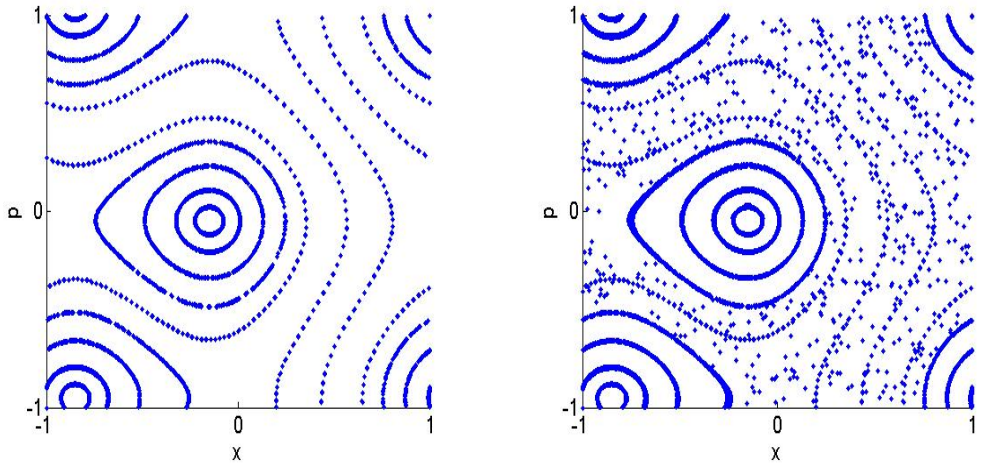


FIG. 1: A portion of phase space (stroboscopic map over $T_y=2\pi/\omega_y$) of the classical driven Harper model for rational $\beta = 1/3$, left panel, and irrational $\beta = (\sqrt{5}-1)/4 \sim 1/3$, right panel. The other parameters are $J'_{x,y} = 2_ \cdot 0.1545$ and $\omega = 0.3$. Transporting islands are seen as stability islands surrounding elliptic points at $(x, p) \approx (0, 0)$ and $(x, p) \approx (0,0)$. In the case of rational β phase trajectories are closed on the torus and the stroboscopic map reproduces these trajectories. For irrational β any trajectory, which does not belong to the stability island, never repeats itself on the torus and is viewed as a scattered array of points resembling a chaotic trajectory

We now turn to quantum analysis

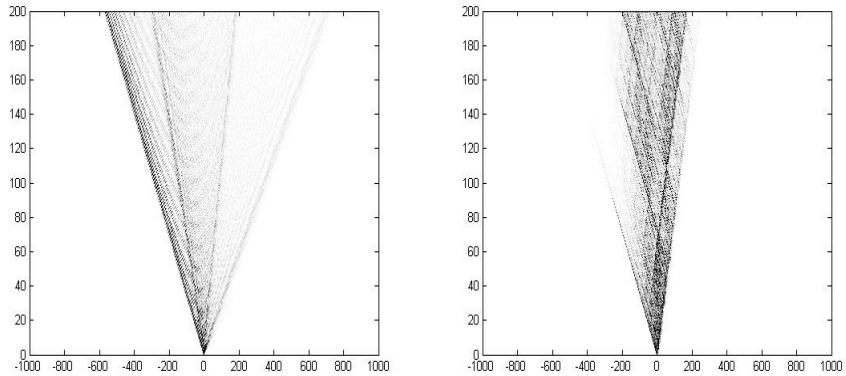


FIG. 2: Grey tone image of the quantum wave-packet (black maximum) versus space l and time t.
The left panel is for irrational $\beta = (\sqrt{5}-1)/4 \sim 1/3$, the right panel has $\beta = 1/3$.
The other parameters are $J_x = J_y = 1$, $\alpha = 0.1545$ and $\omega = 0.45$

We have found that, even if the classical driven Harper shows a ballistic regime for both rational and irrational β, the quantum motion of the driven Harper is ballistic only for rational β, while for irrational β a saturation effect takes place. In other words, for any irrational β, the wave-packet dispersion $\sigma(t)$) follows the linear law of the classical system only for finite times, being asymptotically bounded from above. The physics of this phenomena is the destructive interference between two probability flows going in opposite directions. Figure 2 shows the evolution of a localized wave-packet, which is initially supported by the central transporting island. Tunneling out of this island as well as the opposite process of capture into other islands in the chain are clearly seen. The rate of tunneling is defined by the ratio of the stability island size $S = S(\omega)$, and the effective Planck constant $\hbar_{eff} = 2\pi\alpha$.

Conclusions

In the physical problem of tight-binding electrons in the Hall configuration, the transporting states, which are associated with classical islands, are responsible for quantum transport of electrons in a direction perpendicular to the vector of the electric field, i.e., for the Hall current .

It was numerically observed that for irrational directions of the electric field this transport abruptly diminishes when the magnetic field (which in the tight-binding approximation defines the Peierls phase α) is increased. At the same time, no inhibited transport was observed for a small α. These features of the original system find natural explanation in terms of the 1D model, where the localization length grows exponentially with the inverse of the parameter α. Moreover, the driven Harper model studied here is of interest, since it can be realized in laboratory experiments with cold atoms in quasi 1D optical lattices.

THE PROBLEM OF OPTIMAL CONFIGURATION FOR OSPF DYNAMIC ROUTING PROTOCOL AGGRAGATES

K. Y. Leonov, K. E. Gaipov (scientific supervisor), I. V. Alexeenko (language adviser)

Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 28
E-mail: const.leonov@mail.ru

It is hard to imagine modern Internet without using dynamic routing protocols. Dynamic routing provides optimal data transmission in networks because of the selecting paths according to real-time logical network layout changes. One of the most efficient dynamic routing protocols is Open Shortest Path First. OSPF is based on so-called link-state algorithm. That means that a graphical map of the network is the fundamental data used for each node. Considering this fact and the hierarchical routing, which is used in OSPF, you can reduce routing table sizes, link-state database, reduce synchronizing traffic and eventually increase your network reliability. On the other hand, pruning of the service traffic can lead to the lack of information about the length of the shortest path to each subnet, which is in turn, and can lead to suboptimal routing.

Open Shortest Path First (OSPF) is a prevalent interior routing protocol in today's Internet. To scale for large Autonomous System (AS) networks OSPF implements a two-level hierarchical routing through the placement of OSPF areas. Each OSPF area comprises a collection of subnets interconnected by routers. Specific information about links and subnets within an OSPF area spreads throughout the nodes connected to the area. As a result, every router knows the topology of its area – this includes the subnets and the links within the area. On the other hand, details of an OSPF area's topology are not advertised beyond the borders of the area and are thus concealed from other OSPF areas in the same AS. Thus, subnet addresses within each area are aggregated and only these aggregates are flooded beyond the borders of the area into the rest of the AS (so making an area's subnets reachable from the remainder of the AS network). This task of advertising aggregate service traffic in an area is carried out by Area Border Routers (ABRs), that is, routers located on the boundary of two or more areas. OSPF areas and address aggregation are important in enabling OSPF to scale for AS domains inclusive a great amount of subnets; specifically, they play a significant role in optimizing and improving network resource expenditure.

For OSPF areas, they are not directly connected to a router in the AS, the router's routing tables only need to contain entries corresponding to subnet aggregates rather than individual subnet addresses. In other words, a router stores individual subnet addresses in its routing table are used only in the OSPF areas that are directly connected to it. This obviously leads to smaller routing table sizes, and, thus, to lower memory requirements at routers.

The link-state database stored at each router is much smaller, since it only needs to include summary information for subnets belonging to OSPF areas not directly connected to the router. Consequently, the computational cost of the shortest-path calculation decreases to the great extent.

For subnets within each OSPF area, only aggregate address information (rather than individual subnet addresses) is flooded into the rest of the AS network. As a result, the volume of OSPF flooding service traffic, which is necessary to synchronize the link-state databases of the AS routers, is significantly reduced [1].

Despite its obvious benefits, OSPF address aggregation involves significant substantial tradeoffs. Therefore that address aggregation usually results in loss of service traffic which can lead to suboptimal routing. To see this, it is necessary to understand how OSPF routing works in the presence of address aggregation. Each ABR attaches so-called weight to each aggregate that advertises to the rest of the network. This weight is critical in determining the path used by a router external to the area to reach subnets covered by the aggregate. More specifically, among all the ABRs advertising the aggregate (with different weights), are the external router which chooses the ABR that minimizes the sum of the following two quantities: the length of the shortest path from the external router to the border router ABR; and, the weight advertised by ABR for the aggregate. When such an ABR is chosen, IP packets from the external router to every subnet covered by the aggregate are forwarded along the shortest path from the external router to ABR and along the shortest path from ABR to the subnet. However, for the certain subnet covered by the aggregate, this path may be significantly suboptimal, since there can be a much shorter path from the external router to the subnet through a different ABR [2].

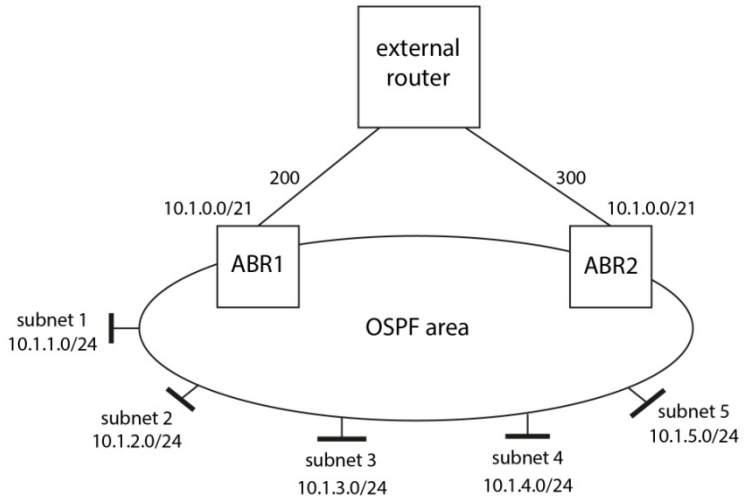


Fig. 1. OSPF routing example

The example of such suboptimal routing is shown on the Fig.1 There is given OSPF area with 5 subnets and 2 ABRs attached to it. The exact topology of the area is hidden from external router and it can analyze only aggregates (10.1.0.0/21) and weights (200 and 300) which are transmitted by ABRs. The aggregate address 10.1.0.0/21 is the same for both ABRs, therefore, external router decides to guide all the traffic to the ABR1 due to the lower weight of the path. However, it is obviously that the path from ABR2 to subnet 5 is much shorter than route ABR1-subnet 5. So, the information addressed to the subnet 5 should be directed to the ABR2.

The problem is that aggregates can be chosen in many different ways. In the previous example ABRs transmitted an aggregate which covers addresses of all subnets in the network while they could advertise different aggregates. For example 10.1.4.0/22 for ABR2 (covers subnets 4 and 5) and 10.1.0.0/22 for ABR1 (covers subnets 1, 2 and 3). But ordinary OSPF area consists of hundreds and thousands of subnets, which implies the task of selecting optimal aggregates for each ABR becomes a routine.

In order to advertise the right aggregates you must develop an optimal dynamic programming algorithm that, given an upper bound on the number of aggregates to be advertised by the ABRs and a weight-assignment function for the aggregates, calculates the combination of aggregates that result in the minimum cumulative error in the OSPF shortest path computations for all source-destination subnet pairs [2].

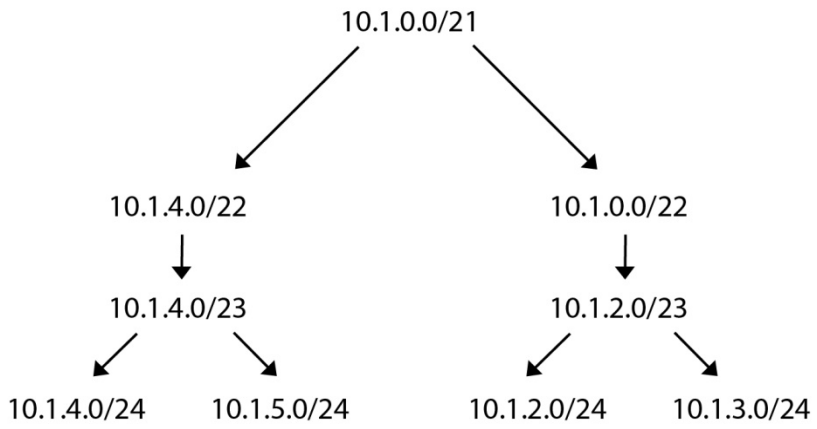


Fig. 2. Aggregate tree for eligible aggregates covering subnets in OSPF area

This problem is obviously relevant when there is a limit on the number of aggregates that can be advertised within an AS in order to bound the routing table sizes, number of entries in the link-state database, or the amount of network traffic due to OSPF advertisements. The objective is to choose the aggregates to advertise so that the selected paths will be as close to the shortest paths as possible. In simple words you need a program which can build a tree of aggregates (Fig. 2) and chose the right combination of aggregates to advertise. Furthermore, usage of such a program can be easily extended to optimal solve of the dual OSPF configuration problem, where the goal is to compute the minimum number of aggregates so that the cumulative error in selected paths is less than a certain user-specified threshold.

References:

1. Fortz B., Thorup M. Internet Traffic Engineering by Optimizing OSPF Weights // Proceedings of IEEE INFOCOM. – 2000.

2. Rastogi R., Breitbart Y., Garofalakis M., Kumar A. Optimal Configuration of OSPF Aggregates // Networking, IEEE/ACM Transactions. – 2003. – № 11. – С. 181–194.

THE BROADBAND WAVEGUIDE SELECTOR OF KU – BAND

Y. V. Krylov, Y. P. Salomatov (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 28
E-mail: unker007@mail.ru

The article investigates the features of a waveguide selector that can be used in the irradiator system of axisymmetric and offset reflector antennas operating in a wide frequency band. The pecularity of the device is possibility to apply it in the selection signals with different polarization.

In the antenna-feeder systems one of popular task is to develop a polarization selector for various received signals with linear or circular polarization. Also one of the conditions is a developed broadbandness orthomode transducer (OMT) and its small weight and dimensions. Many of the developed selective devices are created for the specific conditions of their application. Therefore there is an urgent task - the creation of universal broadband selector to operate with signals of different polarization (linear or circular), for example such as [2] shown in Figure 1.

This article describes the polarization selector developed by working in Ku - band. Receiving signals can be implemented as a linear or circular polarization in the frequency range from 12 GHz to 16 (relative bandwidth 57 %). Standing wave ratio with (SWR) relative to the input port (from the compound selector with a horn) is not more than 1,2. Dimensions within 43 mm, both in the longitudinal and transverse axes [1].

The design of the selector, shown in Figure 2, consists of a circular waveguide with variable cross section and four rectangular waveguides. We place the round transformation of the rectangular waveguide in a multi-stage transition, designed to improve coordination (reducing SWR). Four rectangular waveguide operating in a single mode, i.e. wave propagates them H10, on a circular waveguide in addition to the basic type H10 and H01 waves propagate even the highest type of waves H11 [5], whose influence is not affected due to the fact that it lies outside the critical frequency of the considered frequency range. Calculated SWR of model in the program CST Microwave Studio, shown in Figure 1, is illustrated in Figure 3.

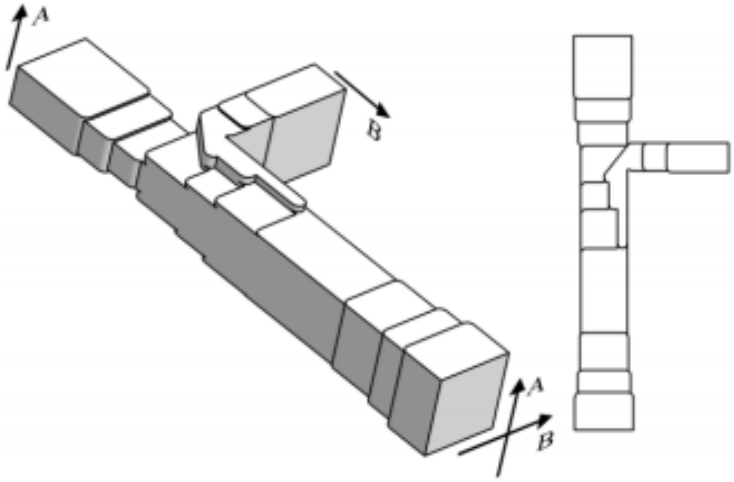


Figure 1. Geometry of the OMT

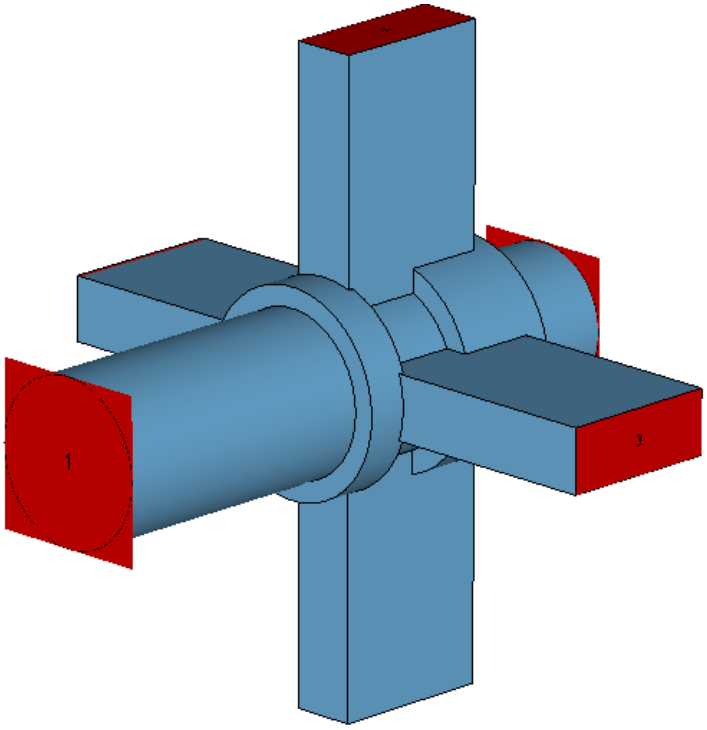


Figure 2. Appearance model selector

The versatility of the present construction is the fact that this selector can be used for receiving signals with circular polarization and linear polarization. For reception of signals with linear polarization it is enough to put the part of the waveguide of circular cross section with a circular waveguide coupler on the rectangular section, to obtain, for example, a signal with a horizontal polarization. For vertical polarization we need to take a second selector and join it to four rectangular waveguide sections [3]. Thus, by connecting the output of the second selector to the same adapter as the first (but with the expanded part of the rectangular waveguide so that it is orthogonal to the first adapter) we obtain a signal with vertical polarization. In order to spread the path to another traveling wave circular waveguide output of the second selector is installed. In order to receive signal from the right or left circular polarization it is necessary to put any polarizing device, such as the septum polarizer, on the output of circular waveguide of selector. In this case we can receive the signal from the right and left circular polarization on the output of the two rectangular waveguides of septum polarizer [4].

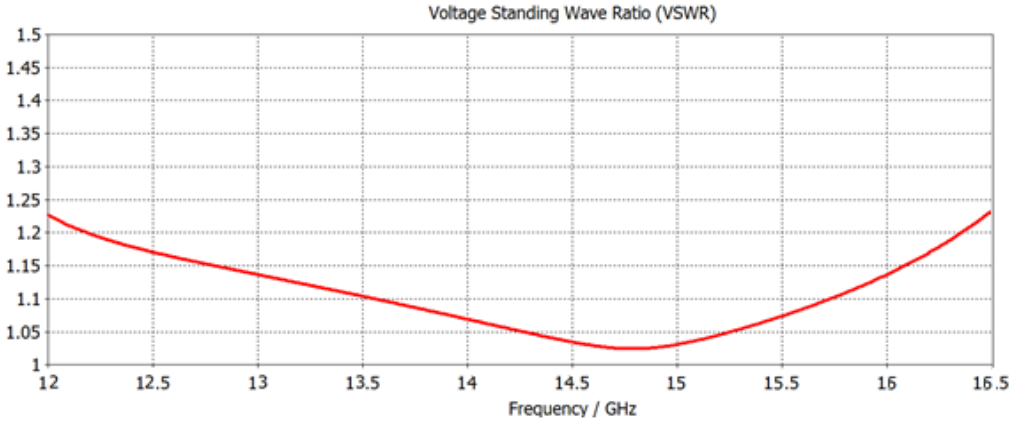


Figure 3. SWR of selector Ku - band

Thus, a designed selector is universal as meant in receiving signals with different polarizations. By altering the configuration of the components of the waveguide path for Ku - band antenna, the system can be achieved with signal varying polarization. This selector also operates over a wide bandwidth (relative bandwidth is greater than 50 %), which increases the possibility of its application. This design is suitable for its using in the irradiator system for axisymmetric and offset reflector antennas.

References:

1. Tuzbekov A.R., Golberg B.H. Broadband waveguide polarization selector for range «s» with small transverse size // M: IV Russian Conference «Radar and radio» - IRE, 29 November - 3 December 2010.

2. Dunning A., Srikanth S. A simple orthomode transducer for centimeter to submillimeter wavelengths // 20th International Symposium on Space Terahertz Technology, Charlottesville, 20-22 April 2009.

3. Wollack E.J. and Grammer W. Symmetric waveguide orthomode junctions // Proceedings of the 14th. International Symposium on Space Terahertz Technology, Tucson, Arizona, Apr. 2003, pp. 169–176.

4. Narayanan G. and Erickson N. Full - waveguide band orthomode transducer for the three mm and 1mm bands // Proceedings of the 14th International Symposium on Space Terahertz Technology, Tucson, Arizona, Apr. 2003, pp. 508–512.

5. Navarrini A and Carter M. The design of a dual polarization SIS side band separating receiver based on waveguide OMT for the 275-370 GHz frequency band // Proceedings of the 14th International Symposium on Space Terahertz Technology, Tucson, Arizona, Apr. 2003, pp. 159–168.

TROPOSPHERIC SCATTER AS AN ALTERNATIVE COMMUNICATION IN REMOTE AREAS

M. E. Lazareva, I. V. Alexeenko (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University
66007, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 26
E-mail: markiza.13.91@bk.ru

This paper considers the aspects of communication technology in remote areas via tropospheric scatter method. We introduce information about technique and practical application of the modern tropospheric scatter communication systems.

Early tropospheric scatter communication systems were used only for military purposes. These systems were characterized by the use of very high power amplifiers, large or even huge antennas which were cumbersome to deploy in their transportable configuration. Due to the required high transmitted power, the tropospheric scatter systems of that time caused a concern about interference with other communication networks, since the frequency of detailed planning was necessary in order to be used in large networks.

Today, a new breed of troposcatter equipment is introduced in the civilian applications. The new equipment is smaller, lighter, easier to deploy and operate, and it is capable of providing high data rate digital traffic in IP or E1 formats. Automatic power adjustment system provides the transmission of only what you need in real time for the given communication link, reducing the possibility of interference and interception.

As a result, some countries re-discover the benefits of troposcatter communications for long range beyond line of sight links. Satellite bandwidth is very limited and the cost becomes prohibitive. Troposcatter communications are able to provide networking multimedia services with high data rates that are quicker to deploy and easier to operate.

The main principles of operation

Troposcatter radio systems are also known as beyond line of sight microwave, or simply tropo, providing communications over the horizon by using diffraction or scattering radio path through the troposphere. The troposphere is the lowest layer of the atmosphere that extends to the height of 8 to 15 km above the Earth. Because of its proximity to the Earth, the troposphere has clouds, precipitation, humidity and active convection currents which lead to changes in the refractive index. These refractive index gradients enable forward scattering of transmitted signals, which in turn make beyond line of sight makes troposcatter communication possible. Using the scattering to achieve beyond line of sight communications means that the path loss is higher than normal line of sight microwave transmission. This, in turn, requires high gain antennas, high power amplifiers and modem designs to account for the additional energy loss in both fast and slow fading conditions. Other paths can be set up under the appropriate conditions using diffraction over high terrain features to close the link.

Diversity operation is required by all troposcatter systems to overcome multi-path and rapid fading conditions, and the diversity influences the size, weight and mobility of the troposcatter systems in the remote areas. Diversity operation is achieved by combining the radio energy from two or more independent paths over the radio link using one or more of following techniques:

- space diversity (two antennas are separated by space);
- frequency diversity (transmitting the same information on two different frequencies that are approximately 50 MHz apart);
- angle diversity (one antenna receives at two different elevation angles.

Using a combination of frequency and angle diversity on a single antenna provides a significant reduction in equipment that can be configured in a quad system on a single trailer including the tropo electronics and power generators.

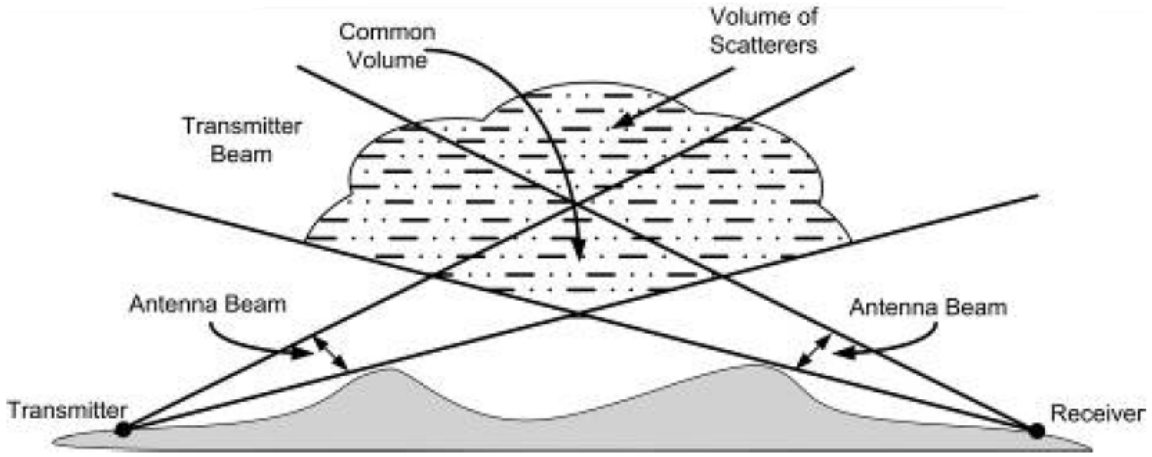


Fig. 1. Example of a troposcatter transmission path

A typical quadruple or "quad" diversity troposcatter system is shown below. The key features that could be found in most troposystems are two antennas and two transmitters for space and frequency diversity. However, more recently, single antennas and two transmitters for angle and frequency diversity are being used to limit the size and set the time for a communication link. Operation is typically in C Band for military applications (normally 4.4 – 5.0 GHz), but systems for remote areas could be deployed in S band (2.0 – 4.0 GHz). Now attention is being given to operating tropo in X band and even Ku band.

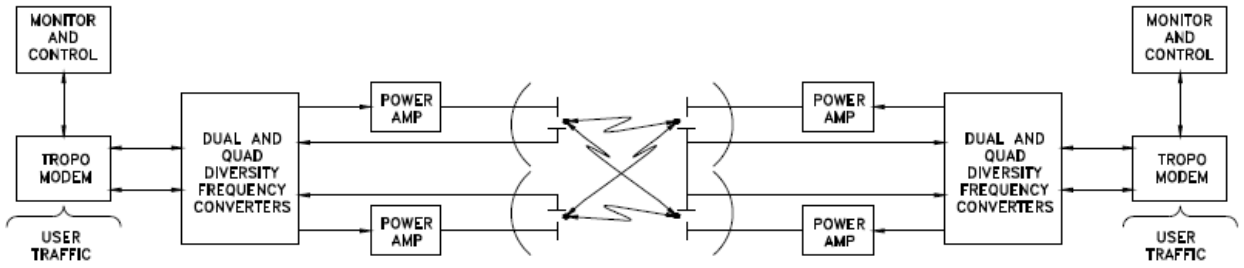


Fig. 2. Quad diversity troposcatter system

The future of Troposcatter Communications

Advances are continuing to be made in tropo technology, particularly with high power solid state amplifiers which, at present, operate at up to 2 kilowatts transmitted power in 4.4-5 GHz band. Advanced error correction and variable bit rate digital troposcatter modem architecture are combined with remote controlled frequency agile converters, angle diversity antennas and GPS positioning tools, which are also included in the latest generation of equipment.

Today some vendors are producing transportable fast link antennas with dual feeds. It is one example of quadruple diversity system, using frequency and angle diversity. Considering the advantages of the perfected satellite antenna mounts and controllers, in these antennas are used a motorized antenna mount, antenna controller, onboard GPS for location and a flux gate compass for orientation. Practically, it works extremely well and significantly decreases the setup and link activation time to 30 minutes, compared to many hours of legacy systems.

New modular system configurations, packaged in rugged transit cases are scalable so that only the modules required to meet the mission objectives (range) need be deployed. For example, a dual diversity transit case terminal could be packaged into two transit cases (less antenna) and a quad diversity terminal into three transit cases (less antenna). These transit case systems can be mounted on the trailer or remotely set up depending on the conditions of the area.

Fig. 3. Transportable fast link antenna

To provide the availability and reliability demanded in the remote areas, fully redundant modems are required, and integrated modern modems are now available in a fully redundant configuration providing throughput of 20 Mb/s with forward error correction, or 22 Mb/s without one. Data rates of 40 Mb/s have been achieved by combining the output of two modems. To achieve high availability and low bit error rates advanced forward error correction techniques are continuing to be developed to deal with the fading characteristics of tropo paths.

Compact new frequency converters with two transmit channels and four receive channels have been developed. Automatic frequency tuning with remote control and network management capabilities are used to make the tropo system an integral part of the communication network.

Multiplexers designed to operate in fast and deep fading environment are available and can accommodate both IP and E1's throughput ensuring continuous operation in deep fading by employing a robust framing structure and time diversity designed for tropo operation.

Today frequencies, generally, X band and Ku band, are being evaluated for multiband solutions. Factors such as spectrum availability, potential for interference, cost and differences in range are being reviewed and will ultimately determine the viability of tropo in multispectral configurations.

With high leased satellite time costing, troposcatter is of a quite low cost effective option that can operates in a variety of remote areas to provide a high reliability, low latency link.

Troposcatter radio equipment has evolved from large, heavy, low capacity terminals, to smaller, lighter, higher capacity network system which is capable of transmitting digital voice and data over a secure link. The resurgence in the use of tropo has been dictated by a wide area of operations, increasing operational tempo and the growing importance of high bandwidth networks. Improvements in data throughput, antenna technology and innovative configurations provide a low cost, easy deployment of high bandwidth system which does not dependent on scarce satellite resources to link units.

References:

1 The Resurgence of Troposcatter Communications in the Military. M.Yamamoto, D. Stephenson, Comtech Systems, Inc., - 2013.

2 Tropospheric Scatter Communications Systems. Dr C. Kopp, AFAIAA, SMIEEE, PEng, - August, 2010.

3 Multi-band Troposcatter Communications Systems. M.Yamamoto, D. Stephenson, Comtech Systems, Inc., - 2013.

THE ROLE OF BEAM-FORMING SCHEMES IN THE DESIGN OF SMALL ANTENNAS

A. A. Bylov, Y. P. Salomatov (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo Street, 28
E-mail: AlexeyBylov1986@ya.ru

Ensuring constant signal level at the receiver input and high noise immunity are among the main problems in providing good communication between subscribers. Phased arrays system is one of the antenna systems, which allows us to solve these problems in a dynamic mode depending on the external factors. In this article we consider the basic purpose and the use of beam-forming schemes that form the foundation in the design of antenna arrays.

Antenna phased arrays have been studied since 1960. Their topicality isn't considered to be lost today, because the requirements to technical parameters and directional properties of modern antenna systems are increasing.

Adaptive or «smart» antenna phased arrays are of considerable interest for scientific research, because they can control the radiation pattern and adapt to external conditions automatically without human intervention. Thus, signal to noise ratio increases due to the selectivity of «smart» antenna systems.

Steering the beam is provided by the creation of a certain amplitude-phase distribution in the antenna aperture. The creation of amplitude-phase distribution in the antenna aperture is carried by using beam-forming schemes. The general classification of beam-forming schemes depends on the feed architecture: constrained feeds (figure 1), space feeds (figure 2) and digital feeds (figure 3).

Constrained feeds use a network of power dividers and transmission lines to bring the signal to each element.

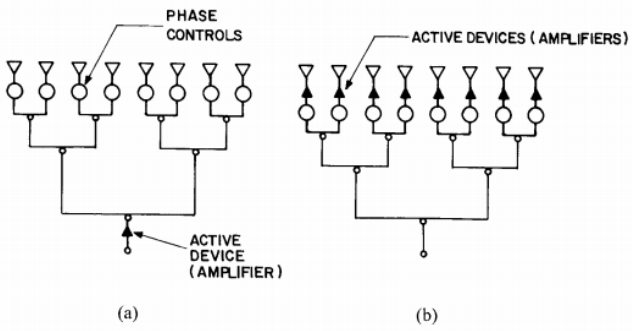


Figure 1. Constrained feeds

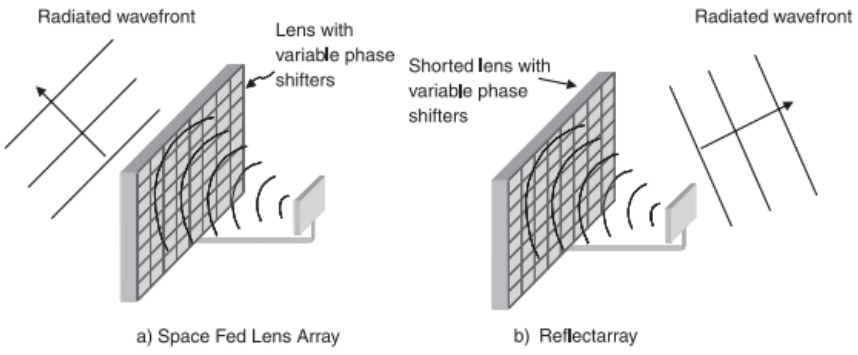


Figure 2. Space feeds

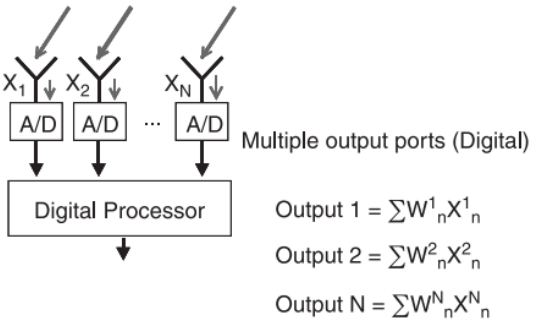


Figure 3. Digital feeds

The configuration of figure 2 (a) shows an array face, fed by a single antenna that illuminates the back face of the aperture. The lens is active in that there is phase control at every element in the lens. The so-called «reflect array» of figure 2 (b) has the feed in front of an array aperture of shorted transmission lines loaded with phase shifters.

The schemes with digital feeds of figure 3 are the most compact and fast in the signal control. These schemes can not only create the distribution, but also process the signal by combining the functions of a transmitter and a receiver. The basis of schemes with digital feeds is a microprocessor that is programmed. «Smart» phased antenna arrays are usually developed due to the digital circuit.

In conclusion I'd like to say that the increasing requirements to antenna systems and rapid development of nanotechnology recently lead to a rather complex multifunctional devices capable to solve a broad range of tasks. Thus, one antenna system in the future will be able to combine the plurality of separate, incompatible in a single module systems nowadays.

References

1. R. Mailloux. Phased array antenna handbook // Published by «Artech House antennas and propagation library», Boston, 2005.

2. R. Hansen. Phased array antennas // Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009.

DUAL GRID SURFACE DESIGN

R. S. Zubarev, Y. P. Salomatov (supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo Street, 28
E-mail: Ryden@mail.ru

Due to the fact that the radio spectrum is a limited natural resource, there is a need for its rational, efficient and economical use. For this purpose polarization selection method may be used. In this paper we examine the application polarization selection method based on using dual grid surface antenna.

Currently, due to the gradually increasing demand for satellite communications services and data transmission antennas onboard spacecraft is applied increasingly the double use of the frequency band to increase bandwidth rebroadcast equipment. This is possible by receiving or transmitting signals with different polarizations, such as horizontal and vertical linear or left and right circular polarizations. But such work antenna question arises about the quality or purity of the signal, as there is the parasitic phenomenon in this case - it is the emergence of the orthogonal polarization signal in the linear polarization and opposite in the circular polarization. This signal

is also called cross-polarization. In recent years increasingly stringent requirements for the so-called Cross-polarization isolation (XPD) become of were put into practice that are required to the level of co-polar (main polarization) signal exceeded the crossover signal by 27-30 dB. There are several ways to achieve such a low-level cross-polarization signal, but the most promising is the use of dual grid reflector antenna structures (Fig. 1).

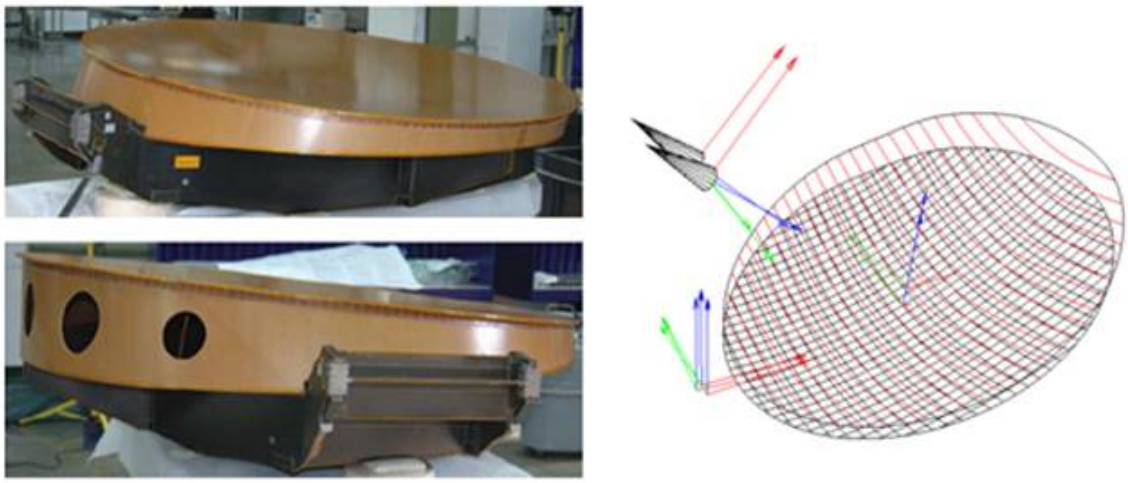


Figure 1. Dual grid surface antenna produced by Thales Alenia Space and a 3D-model in GRASP

Such antenna generally consists of two feed elements, each of which irradiates one of the two reflectors arranged one over the other and the connecting structure incorporated. Front (closest to the feed) reflector structurally representing a regular structure of a set of parallel projected on the aperture conductors field reflects one of the polarizations, e. g. linear horizontal , but at the same time , low-loss passes a signal to the second orthogonal polarization - back of the reflector. In such an arrangement does not necessarily have a higher ratio of reflectors for F/D and a massive hybrid modal feed - improved cross-polarization isolation is provided dual grid structure. Reflectors data antennas made of ultra-light materials of adequate strength. As a result, the antenna with small weight and dimensions provides the required high values of cross-polarization isolation.

Based on the fact that this antenna is lighter and smaller in size so it better to be used on board a spacecraft, while providing the desired level of cross-polarization isolation of the service area, it can be concluded that using a dual grid antenna structure of the reflector is the most promising structure. Such a small antenna due to the mass and a smaller size in comparison with other dimensions of the antenna structure is preferably used from the viewpoint of layout of the payload on the spacecraft.

The model of antenna with a dual grid surface structure was designed. As a result, the following dependencies were obtained.

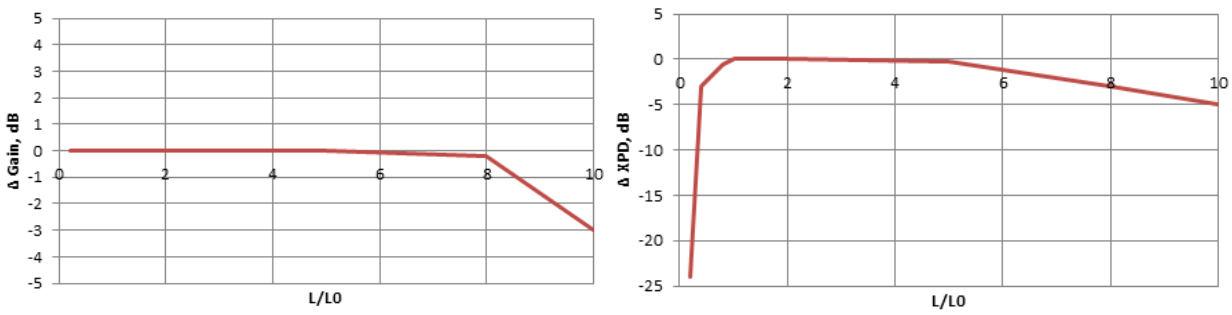


Figure 2. Dependencies of Gain and XPD from grating period L

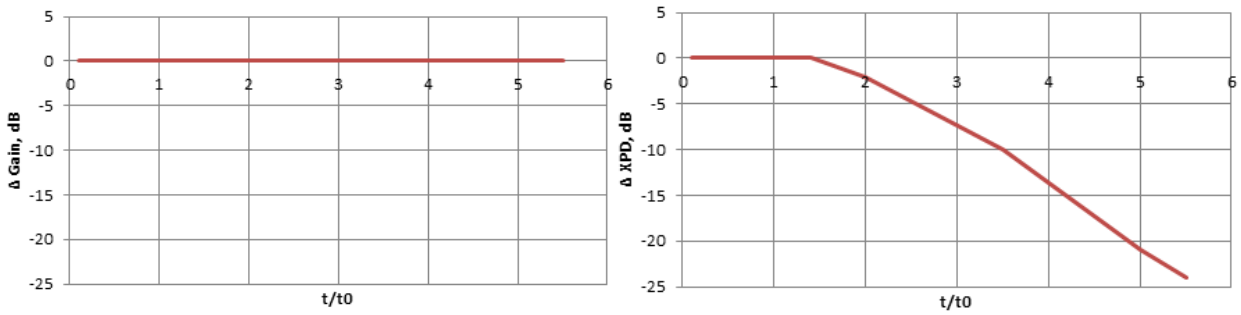


Figure 3. Dependencies of Gain and XPD from width of conductors t

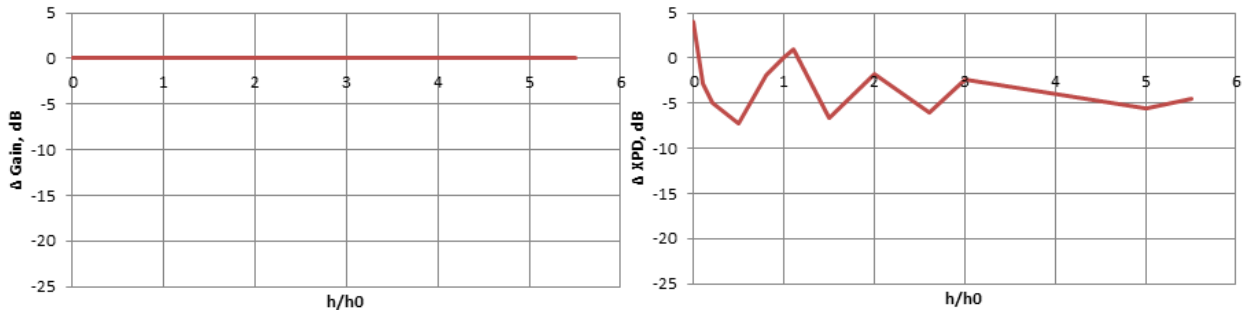


Figure 4. Dependencies of Gain and XPD from thickness of dielectric h

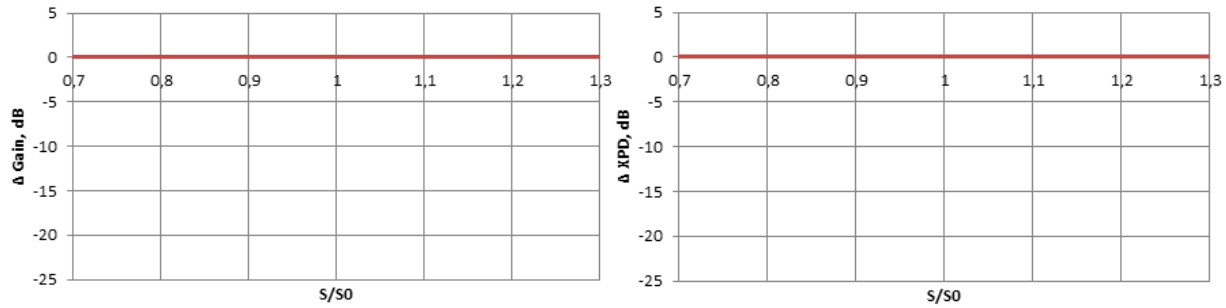


Figure 5. Dependencies of Gain and XPD from the distance between the reflectors

In conclusion I'd like to say that obtained results have shown that the Gain is low dependent on the geometric lattice front reflector performance, but to ensure a high level of XPD we should carefully apply the selection of the optimal values of the lattice parameters, the most critical of which is the thickness of the dielectric. And if to ensure its ultra-thin layer, the value of the XPD can reach to 40 dB in the service area.

The remaining parameters influence may be selected primarily for reasons of mechanical strength, weight and size and to minimize the implementation cost of the antenna.

References

1. Holmgren F., «Dual Grid Surface Design»// Lund, 2005.
2. Milano M., Bresciani D., Meschini A., Cella De Dan A., Poscent F. Ka band reflector technology developments at alenia spazio // Alenia spazio S.p.A. Via Saccomuro, 24. 00131. Rome. ITALY, Via Pile, 60. 67100. L'Aquila. ITALY.

THE RESULTS OF ALGORITHM WORKOUT FOR COMPENSATION OF PSEUDO-RANGE MEASUREMENT BIAS VARIATION BETWEEN GLONASS NAVIGATION SPACE VEHICLES IN SERVICE

D. S. Muratov, T. A. Marareskul (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo Street, 28
E-mail: muratov@yandex.ru

Currently flight testing of new crosslink measurement (CLM) technologies have been done for the benefit of GLONASS ephemeris-time support.

Within the framework of the experiment, measurements sessions were performed every hour on intervals up to 15 minutes. These sessions consisted of a sequence of identical cycles, during which all groups of NSVs transmitted one by one a satellite crosslink measuring signal. While signal transmitting by each NSV group, multichannel radio receiver equipment of other NSVs provided measurements and the digital information reception from all transmitted satellites situated in the zone of radio visibility (ZRV). Thus, each NSV transmitted its signal and carried out measurements by signals of all the rest NSVs during one time interval of one cycle.

For preliminary high-precision measurements process, account of following corrections must be taken into account:

$\Delta T_i^{прм}(t)$ - the instrumental signal delay in the receiving path of the *i*-th NSV, when device kit was turned on at the *t* moment time,

$\Delta T_{j_k}^{прд}(t)$ - the instrumental signal delay in the transmission path of the j_k-th NSV, when device kit was turned on at the *t* moment time,

$\Delta D_{ij_k}^{швс}(t)$ - correction to ensure a measurement binding at the *t* moment time of the system scale,

$\Delta D_{ij_k}^{рел}(t)$ - correction to compensate relativistic effects,

$\Delta D_{ij_k}^{фц}(t)$ - correction calculated at the *t* moment time due to the phase center displacement relative to the center of mass of receiving the BDCM antenna of the *i*-th NSV and that of transmit antenna of the j_k-th NSV,

$\xi_{ij_k}(t)$ - the model error.

Corrections $\Delta D_{ij_k}^{швс}, \Delta D_{ij_k}^{рел}, \Delta D_{ij_k}^{фц}$ are functions of the current relative position of the NSVs and the offset of their time scales relative to the system time. Since BDCM operational areas are located at altitudes of more than 1000 km from the Earth, the ionosphere and troposphere influence on the signal propagation was ignored.

The exchange of measurements between NSVs is provided by their crosslink channel.

For the ephemeris refinement a linear combination of the direct and reciprocal navigation parameters $S_{ij_k}^{\Sigma}(t) = S_{ij_k}(t) + S_{j_k i}(t + \Delta t)$ was used. For the time-frequency corrections refinement a linear difference combination of direct and reciprocal navigation parameters $S_{ij_k}^{\Delta}(t) = S_{ij_k}(t) - S_{j_k i}(t + \Delta t)$ was used.

To obtain high-precision ephemeris and onboard clocks offset estimates values of instrumental delays $\Delta T_i^{прм}, \Delta T_i^{прд}, \Delta T_{j_k}^{прм}, \Delta T_{j_k}^{прд}$, must be known with an accuracy of 0.1 ns. At the current stage of system development this accuracy level of bench calibrations and delays stability under all operating conditions of the product are not achieved.

Instrumental delay variation in NSV operation on orbit can reach a few nanoseconds.

For ground vehicles, while increasing the accuracy characteristics of metrological standards and improvement of measurement techniques, precise calibration of paths is possible at the

operational stage. As far as the on-board equipment of spacecraft already operating on orbit is concerned, such an approach is not possible.

This led to the need to find methods to reduce the impact of this error on the solution of ephemeris-time problems that are applicable during the operational stage of NSV. For this purpose, the following technology has been realized.

At the process of new NSV with BDCM bringing into crosslink satellite measurements system an initial step is provided the measuring paths calibration of this NSV is conducted due to the mutual measurements processing of NSVs that already function in the system.

According to the results of statistical processing of measurement data only magnitude estimation $\Delta T_i^{прм} + \Delta T_{j_k}^{прд}$ can be obtained. This is due to the fact that a measured value of the signal delay T_{ij_k}, instrumental delay of the *i*-th satellite's receive path $\Delta T_i^{прд}$ and of the *j*-th satellite's transmission path are additively included and it's not possible to separate them.

As the sums and differences of the navigation parameters generated by the *i*-th and j_k-th NSV are used for ephemeris-time problems solutions. It is reasonable to obtain estimates of hardware delays combinations of the form $(\Delta T_i^{прм} + \Delta T_{j_k}^{прм} + \Delta T_{j_k}^{прд} + \Delta T_i^{прд})$ and $(\Delta T_i^{прм} + \Delta T_{j_k}^{прм} - \Delta T_{j_k}^{прд} - \Delta T_i^{прд})$ for their subsequent subtraction from the measured values T_{ij_k} and $T_{j_k i}$ when parameters $S_{ij_k}^{\Sigma}(t)$ and $S_{ij_k}^{\Delta}(t)$ are formed.

To do this, following operations were carried out.

1. Crosslink measurements between all available NSVs were performed according to a standard cyclogram. Upon that, arrays of own signal delay estimates $\{T_{ij_k}\}_{N_i}$ and arrays of estimates $\{T_{j_k i}\}_{N_{jk}}$ received from other NSVs were collected on each *i*-th NSV during the measurement session. N_i and N_{j_k} are numbers of reliable measurements in the measurement session on the *i*-th and j_k-th NSV, respectively.

2. The pairs $\left\{T_{ij_k}(t_n), T_{j_k i}(t_n + \Delta t)\right\}_{n=1..N}$ were consisted from arrays of measurements $\left\{T_{ij_k}\right\}_{Ni}$ and $\left\{T_{j_k i}\right\}_{Nj_k}$ so that the binding moments t_n and $t_n + \Delta t$ of direct and reciprocal measurements of one pair were separated not more than 10 seconds. For each of N resulting pairs arrays of sum and difference navigation parameters $\left\{S_{ij_k}^{\Sigma}(t_n)\right\}_{n=1..N}$ and $\left\{S_{ij_k}^{\Delta}(t_n)\right\}_{n=1..N}$ were formed.

3. After each measurement session (index number *k*), session smoothed values $\hat{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t})$ and $\hat{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t})$ were formed separately for each NSV on the base of arrays $\left\{S_{ij_k}^{\Sigma}(t_n)\right\}_{n=1..N}$ and $\left\{S_{ij_k}^{\Delta}(t_n)\right\}_{n=1..N}$ ($\hat{t}$ is a time moment on session interval which is common to all NSVs).

4. Transmission of session arrays $\left\{\hat{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t})\right\}_{k=1..K}$ and $\left\{\hat{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t})\right\}_{k=1..K}$ ($K \le N_{\text{КА}}$) to the data processing center was performed using communication channels between NSV and ground station. Session arrays were collected on a specified measuring interval (up to 10 days). From 10 to 24 values were collected at day interval, taking into account different mutual ZRV times of different NSVs pairs.

5. The formation of calculated analogues $\tilde{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t}_m)$ and $\tilde{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t}_m)$ using reference ephemeris-time data of SHP ETC (System of High-Precision Ephemeris and Time Corrections) was produced for each array element $\left\{\hat{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t}_m)\right\}_{k=1..K}^{m=1..M_k}$ and $\left\{\hat{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t}_m)\right\}_{k=1..K}^{m=1..M_k}$. Then the mean value of residuals was calculated using following expressions:

$$\Delta S_{ij_k}^{\Sigma\text{Калибр}} = \frac{1}{M_\text{k}} \sum_{m=1}^{M_k} \left[\hat{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t}_m) - \tilde{S}_{ij_k}^{\Sigma}(\hat{t}_m) \right],$$

$$\Delta S_{ij_k}^{\Delta\text{Калибр}} = \frac{1}{M_\text{k}} \sum_{m=1}^{M_k} \left[\hat{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t}_m) - \tilde{S}_{ij_k}^{\Delta}(\hat{t}_m) \right].$$

6. Calibration correction tables $\left\{\Delta S_{ij_k}^{\Sigma\text{Калибр}}\right\}_{k=1..K}$ and $\left\{\Delta S_{ij_k}^{\Delta\text{Калибр}}\right\}_{k=1..K}$ were calculated for each satellite, which were uploaded to all NSVs to form the sum and difference navigation parameters.

First experiment results of mutual onboard time scales synchronization of five NSVs have shown potentially achievable high accuracy of time-frequency corrections (TFC) which were calculated by processing results of onboard BDCM measurements using calibration corrections calculated by described technology.

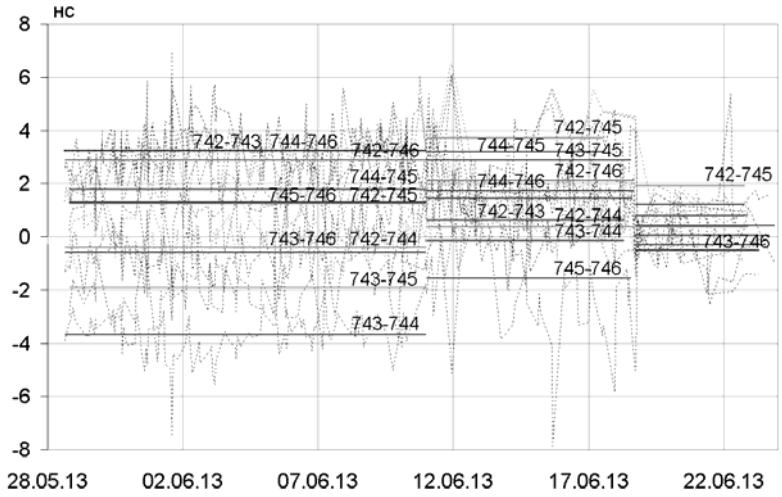


Figure 1. Mutual synchronization TS error variation of pair combinations of five NSVs using refined crosslink measurement calibration corrections

In Figure 1, values of mutual OTS synchronization error (NSVs 742÷746) are denoted by dashed lines, average error values for different calibration correction sets are denoted by solid lines. As it seen from the figure, the range of mutual OTS synchronization bias variation of NSVs pairs reduces consistently from [-3.6, 3.2] to [-0.5, 1.9] ns.

The presence of mutual synchronization error spread for different pairs of NSVs is explained by characteristics of BDCM cyclorgam, of antenna pattern, which excludes the possibility of mutual measurements for some pairs, as well as the difference of their attitude relative to the leading NSV number 744.

In conclusion I'd like to say that in order to maintain a high TS synchronization accuracy it is necessary to monitor continuously the adequacy of current calibration correction values for all NSVs pair combinations and, if needed, to update them. This is due to the fact that a variation of the signal delay value in the receiving or in the transmission path leads to the appearance of an appropriate error in TS offset estimates of all NSV relative to this. The reason of hardware delay variations can be device kit changing at the receive or the transmission BDCM path of one of NSV , the material properties degradation in process of time, the BAMI operating conditions changes and other.

The application of the proposed calibration approach of NSV BDCM can significantly reduce the impact of residual errors of bench measurements instrumental delays and provide a significant level of mutual OTS synchronization, i.e. it reduces the impact of the most critical factor for the accuracy of navigation GLONASS consumers.

References

1. Grechkoseev A. K., Poshukaev V.N. Investigating the task of determinating ephemeris of GLONASS intersatellite measurements based on orbital crystal // Trudy MAI. 2009. № 34.

2. Marareskul T.A., Grechkoseev A.K., Vasilenko A.V. Experiment of on-board time synchronizing GLONASS navigation satellites via crosslink measurements // Radiotehnika. 2013. № 6.

METHODS OF ESTIMATING EPHEMERIS OF NAVIGATION SYSTEM GLONASS

N. S. Tsyrempilova, Y. L. Fateev (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Physics and Radio electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo Street, 28
E-mail: SergNat_90@mail.ru

In this paper three approaches are considered to resolve a problem of unobservability in estimating ephemeris of navigation system GLONASS from measured ranges. These methods are singular decomposition of matrix, regularization and addition of measurements from ground stations.

Space navigation system GLONASS has an ability to make crosslink satellite measurements between spacecrafts of orbiting grouping on the principle of "every one with every one". The goal of this research work is to solve an inverse problem of orbiting dynamic, which consists of the determination of initial conditions of spacecraft movement (estimation of locating reference ephemeris) from measurements under the selected model in an inertial coordinate system. Locating reference ephemeris are parameters of a spacecraft movement, which are calculated on the Earth.

Let us consider an orbiting grouping with n spacecrafts or points with numbers $\{1,2,\ldots,n\}$. The structure of orbiting grouping has the following view: nominal orbits of all spacecrafts are near-circular, orbit inclinations are almost identical, there are k=3 orbital planes, which differ by the longitude of ascending node Ω_i $(i=1,\ldots,k_p), \Omega_i = \Omega_{i-1} + \Delta$, where $\Delta = \frac{180^{\circ}}{k_p}$ – constant shift between planes, in every plane $\frac{m}{k_p}$ spacecrafts moves.

There is measurement of distance D^{ij} at the moment t_k, $(k=1,\ldots,m)$ between every pair of spacecrafts of system with numbers i and j, which are located in cross radiovisibility. It is necessary to defined parameters $\mathbf{u}$ of the model $D^{ij}(\mathbf{u},t_k)$ from measured pseudoranges D^{ij}. Derivatives of estimated parameter vector are deviations of locating reference ephemeris from "true" ephemeris in orbital coordinate system: $S_0^i, T_0^i, W_0^i, \dot{S}_0^i, \dot{T}_0^i, \dot{W}_0^i, S_0^{j_{n-1}}, \ldots, T_0^{j_{n-1}}, W_0^{j_{n-1}}, \dot{S}_0^{j_{n-1}}, \dot{T}_0^{j_{n-1}}, \dot{W}_0^{j_{n-1}}$, where S_0, T_0, W_0 – deviations in radius, in transversal, in binormal, $\dot{S}_0, \dot{T}_0, \dot{W}_0$ – deviations in derivatives of speed vector. Therefore, definition of $\mathbf{u}$ is com to solving of following equation system:

$$\mathbf{G}\mathbf{u} = \mathbf{d}, \qquad (1)$$

where $\mathbf{G}$ – matrix of partial derivatives from measured value of distance to dif $\mathbf{u}$, $\mathbf{d}$ – residual vector between measured values of distance and their calculated similarity.

Razorenov G.N. proved that it is impossible to define unambiguously all 12 parameters of augmented vector of position leading aircraft and aircraft-landmark from measured distances.

Geometrical significance of this fact is that this type of measurements in principle doesn't give to make common fix of the system "leading aircraft - landmark" to the absolute coordinate system, because this system, which is considered as a unit, can perform independent rotations with respect to three axis, which pass through the Earth center. The function of measurements continues to be invariant [1]. Grechkoseev A.K. proved that linear dependence exists between coefficients at $T_0^i, W_0^i, \dot{W}_0^i$ and $T_0^j, W_0^j, \dot{W}_0^j$ in the system (1). Therefore, parameters $T_0, W_0, \dot{W}_0$ are unobservable and considered problem is ill-conditioned. It should be noted that the spacecraft j must be from the plane different from the plane of the spacecraft *i,* else the unobservability defect of augmented vector of position increases by 2 unit with every spacecraft from own plane [2].

As a matter of course a method of matrix singular decomposition (SVD) was considered as an effective method of solving ill-conditioned problems [3]. The singular decomposition of real matrix is called following factorization:

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T, \tag{2}$$

where $\mathbf{U}$ – orthogonal matrix, which consists of left singular vectors, $\mathbf{V}$ – orthogonal matrix, columns of which are right singular vectors, $\mathbf{S}$ – diagonal matrix with elements $\sigma_{ij} = 0$ when $i \neq j$ and $\sigma_{ii} = \sigma_i \geq 0$. Quantities σ_i are called singular values of matrix $\mathbf{G}$, they can be defined as an affirmative square roots of eigenvalues of a matrix $\mathbf{G}^T\mathbf{G}$. The advantage of this method is the possibility to choose the most approximate solutions among all candidates according to the analyses of singular values. The disadvantages of SVD- decomposition is that calculating process takes much time, and it is necessary to store high dimension matrixes in memory of board machine, that is why the realization of this method on board of spacecraft is problematical.

For the solving ill-conditioned problems Tikhonov A.N. proposed a simple, but a very effective method, which is called regularization (R) and it's based on using additional prior information, which can be qualitative or quantitative [4]. The conception of regularization is reduced to the replacing assumed ill-conditioned problem by the problem of minimization of following function

$$\left\|\mathbf{G}\mathbf{u} - \mathbf{d}\right\|^2 + \lambda\left\|\mathbf{u} - \mathbf{u}^o\right\|_{\mathbf{B}}^2 \tag{3}$$

where $\mathbf{B}$ – covariance matrix of prior vector of estimated parameters, $\mathbf{u}^o$ – prior vector of estimated parameters, λ – small affirmative parameter, which is tried by certain method. The function (3) well shows the meaning of regularization parameter: when λ – small ($\lambda \approx 0$) the problem of function minimum searching is close to the assumed (ill-conditioned) problem, when λ has big values the problem is correct, its solution is far from the solution of an assumed ill-conditioned problem. It is obvious in practice that it is necessary to choose intermediate values of λ. Modeling showed that it should be chosen λ in range of $10^{-2} – 10^{-4}$.

An alternative choice of solving an ill-conditioned problem is the addition to crosslink satellite measurements of pseudorange measurements from Earth stations (E). Due to this addition the problem becomes correct. In this work measurements were modeled by using four stations, which are located in different places of the Earth such us Moscow (Sholkovo), Komsomolsk-na-Amure, Kaliningrad and Khabarovsk.

The calculating $\mathbf{u}$ is performed by a recurrent least-square method:

$$\mathbf{u}_{s+1} = \mathbf{u}_s + \tau_{s+1}\mathbf{B}_s\mathbf{g}_{s+1}^T\left(\mathbf{g}_{s+1}\mathbf{u}_s - \mathbf{d}_{s+1}\right),$$

$$\mathbf{B}_{s+1} = \mathbf{B}_s\tilde{\mathbf{B}}_s\mathbf{D}_s,$$

$$\mathbf{B}_{s+1} = \mathbf{B}_s\tilde{\mathbf{B}}_s\mathbf{D}_s,$$

where $s = 1,\ldots,(n-1)m$, $\mathbf{g}_s$ – row of matrix $\mathbf{G}$ with index s. Elements $\tilde{\mathbf{B}}_s$ and $\mathbf{D}_s$ are calculated by algorithm of recalculation of matrix triangular multipliers for positive definite matrix [5].

The numerical experiment in this work was performed according to following algorithm. The first measurements are modeled on time interval, which goes with one wreath. Random errors, which are distributed, added to these measurements according to the normal law with mathematical expectation, which is equaled zero and dispersion, which is equaled 30 centimeters. Then the time interval of modeling is shifted on 1 hour and using new initial parameters of movement one wreath prediction is performed with using onboard model of movement. Then measurements are accumulated on new time interval and all estimating process and predicting process are repeated. The time length of modeling interval comes up to 30 days.

In tables 1 and 2 root-mean-square errors and maximums of deviations of estimated ephemeris from single reference values are performed. In tables you can see the results for 3 spacecrafts from every plane of orbiting grouping , which are located in system points with numbers 2, 11, 20 in following directions: in radius *S,* in transversal *T*, in binormal *W* on the time interval equaled 30 days.

Table 1

MSE

		MSE, meter		
KA	Directions	SVD	R, $\lambda = 10^{-3}$	E
2	*S*	0.11	0.10	0.10
	T	4.87	4.74	0.62
	W	0.89	0.97	0.34
11	*S*	0.12	0.12	0.12
	T	1.80	1.99	0.62
	W	3.23	3.08	0.36
20	*S*	0.18	0.16	0.18
	T	1.24	0.97	0.78
	W	3.24	3.23	0.47

Table 2

Absolute maximal errors

		Errors, meter		
KA	Directions	SVD	R, $\lambda = 10^{-3}$	E
2	*S*	0.36	0.37	0.60
	T	9.76	9.33	3.78
	W	2.75	2.78	2.09
11	*S*	0.55	0.57	0.98
	T	4.86	5.65	5.73
	W	7.85	7.36	5.17
20	*S*	0.51	0.44	0.44
	T	3.57	2.44	3.45
	W	8.12	8.29	3.04

According to results of analyzing data from tables 1 and 2 we came to the following conclusions. Regularization doesn't require difficult calculations and this method is very simple in using. Using measurements from ground stations gives reasonable estimates, therefore if there is a possibility to get measurements of this type and perform grade filtration from different noises, atmosphere disturbances it is better to use the third method, that is addition to crosslink satellite measurements of pseudorange measurements from Earth stations.

References

1. Razorenov G. N. Observability in nonlinear problems of spacecrafts navigation // Space investigations. 1973, p. 190–200.

2. Grechkoseev A. K. Investigation of observability of navigation space system orbital grouping movement. Part 1 // Izvestiya RAN. Theory and control systems. № 2. 2012, p. 116–130.

3. Forsythe G., Malkolm M., Moyler K. Machine methods of mathematical calculations. Moscow: Mir. 1980, P. 277.

4. Tikhonov A.N., Arsenin B.Y. Methods of resolving of incorrect problems. M.:Nauka. Main staff of physics and mathematics literature, 1979, P. 284.

5. Bersenev S. M. About enumeration of Kholecky factorization // Numerical mathematics and mathematical physics. №5. 1979, p. 1318–1319.

THE INFLUENCE OF NOISE CONDITIONS ON THE QUALITY OF RADAR DATA IN A MULTI-POSITION RADAR SYSTEM

I. N. Korzh, N. P. Bogomolov (scientific supervisor), V. V. Vonog (language advisor)

Institute of Engineering Phisics and Radio electronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirensogo street, 28
E-mail: Ka4ok373@mail.ru

Algorithms of centralized trajectory processing information was investigated in center information of processing multi position radar system based on Kalman filtering algorithm simulation results of primary and secondary treatments for different values of signal / noise ratio.

Keywords: Multi-position radar system, multichannel Kalman filtering, attitude between signal and noise.

Development of radar in the last decades has been marking by a sharp increase in the requirements for the basic characteristics of radar stations. This is increasing of the range of detection, and a important increasing in accuracy, bandwidth (serving multiple purposes), the protection of various kinds of noise. Spite of considerable progress in the technique of basic elements radar devices (antennas, transmitters, receivers, and information processing devices), increased requirements can not be met within the traditional construction of the radar in many cases. One of the promising directions is a transition from one single radar transmitting and one receiving position (usually combined) to a multiposition radar systems (MPRLS) consisting of different separated transmitter and receiver positions in the area, the co-radar surveillance purposes.

Fundamentals of the theory multiposition radar and radar data processing methods have been investigated in works of Russian scientists such as Shirman Y. D., Manzhos V.N., Chernyak V.S., Averyanov V.Y., Kondratyev, Almazov V.B., Kuzmin S.Z. and foreign: Studer F.A., Farina A.

In MPRLS the increase of accuracy of estimating the coordinates of objects can be done by increasing the number of radar stations in the system of processing and filtering estimates of the state vector.

Important meaning has choice of model selection of target motion and measurement models, which are given to solve the problem of filtration [1, 3].

In this research we investigate the optimal centralized algorithm rocker trajectory data processing based on multichannel Kalman filtering [3]. Mathematical modeling simulation was based on a two-stage radar system as its main characteristics are MPRLS.

Optimal condition for the implementation of multichannel Kalman filtering algorithms is centralized processing ratings vectors of observed parameters $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{i,k}$ in the information processing center optimal estimate of the state vector $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k}$ with multichannel parallel Kalman filtering, which was formed in the center of the information processing has the form

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1} + \sum_{i=1}^{L} \mathbf{C}_{p,\kappa}^{-1} \cdot \mathbf{H}_{l,\kappa}^{T} \cdot \mathbf{C}_{ll,\kappa} \cdot \left(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k} - \mathbf{H}_{l,k} \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1} \right) \quad (1)$$

$$\mathbf{C}_{p,\kappa}^{-1} = \left(\mathbf{C}_{k/k-1} + \sum_{i=1}^{L} \cdot \mathbf{H}_{l,\kappa}^{T} \cdot \mathbf{C}_{ll,\kappa} \cdot \mathbf{H}_{l,\kappa-1} \right)^{-1} \quad (2)$$

$$\mathbf{C}_{k/k-1}^{-1} = \mathbf{B}_{k/k-1} \cdot \mathbf{C}_{p,\kappa-1}^{-1} \cdot \mathbf{B}_{k/k-1}^{T} + \mathbf{Q}_{\kappa-1}, \quad (3)$$

где

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k/k-1} = \mathbf{B}_{k/k-1} \cdot \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{p,k-1}, \quad (4)$$

l, k - respectively, the number receiving position and a step filtration;

$\mathbf{C}_{p,k}^{-1}$ - resulting correlation matrix of measurement errors;

H_k, $\mathbf{B}_{k/k\text{-}1}$, $\mathbf{Q}_{k\text{-}1}$- matrix.

In this investigation it is assumed that the input information processing centralized system trajectory (TSSTO) based on multi-Kalman filtering algorithms, each of the l-th receiving position is to estimate the vector of observed parameters $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{l,k} = \left(\hat{r}_{l,k}, \hat{\beta}_{l,k}, \hat{\varepsilon}_{l,k}\right)^T$, with correlation matrix $\boldsymbol{C}_{ll,k}^{-1} = diag\left(\sigma_{r,l,\kappa}^2, \sigma_{\beta,l,\kappa}^2, \sigma_{\varepsilon,l,\kappa}^2\right)$ [1, 3].

Simulation results of modeling were analyzed by the efficiency of the secondary centralized information processing. Figure 2 shows the dependence of RMS measurement of the position x in kilometers from the filtration step number k Krivaya 1 matches primary processing of information for monostatic radar, curve 2 - bi-radar curve 3 in the trajectory information processing center information processing use a two-channel Kalman filtering.

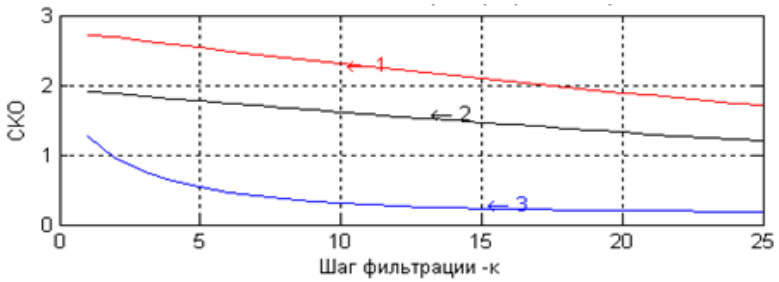
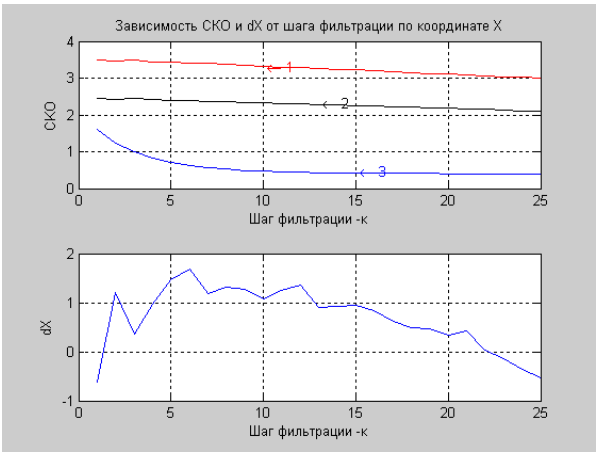
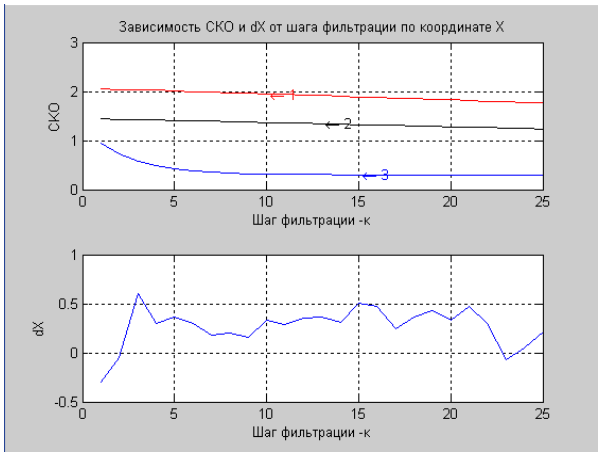


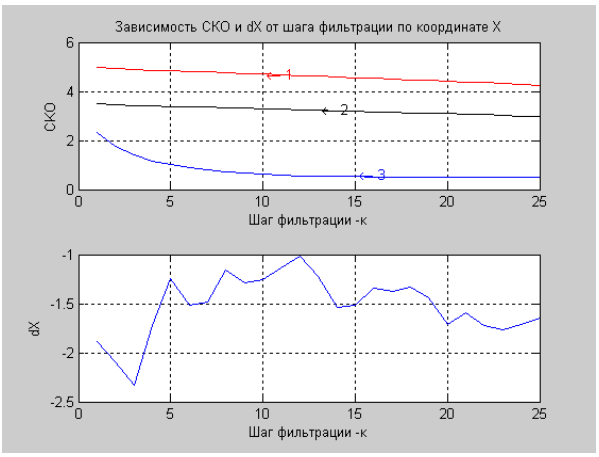
Fig. 2. MSE dependences on step number to filter, curve 1 - MSE value from one point; curve 2 - the union of two points; 3 - after filtering



a



b



c

d

Fig. 3

The analysis of these curveus shows that using optimal multichannel Kalman filtering reduces the RMS measurements in 2-3 times in comparison with the primary treatment in a two-stage radar.

Figure 3 shows the dependence of MSE and measurement errors in the coordinates x kilometers from the filter to the step number when the signal / noise ratio, which can be reduced by using of various types of active and passive jamming and inclusion of appropriate safety devices. Each figure (3a, 3b, 3c, 3d) shows top figure that matches to the function MSE lower - the x coordinate measurement errors in kilometers from the filtration step number k

We can conclude simulation results according to wich decreasing signal / noise ratio will increase. MSE value it was determined the minimum value signal / noise ratio at which the breakdown maintenance is eguit to 5.

In conclusion I'd like to say that depending on deviation from filtration step number k we come to the following eguations: were 1 – correspond to MSE; 2 – is MSE derived from two radiolocative stations, 3 – MSE derived from one radiolation station after Kalman filter. And figure a - q = 17, figure b - q = 10, figure a - q = 7, figure d - q = 5.

References

1. Chernyk V.S. Multiposition radar system / V.S. Chernyk – M.: Radio and link, 1993. – 416 p.

2. V. Korolyakov. Radar at the present stage// Aerospace defense, №6, 2006, p. 26 – 33.

3. Radio electronic systems: Fundamentals of building and theory. Handbook. Edition. 2nd, redesinged and addition / edited Y.D. Shirman – M.: Radio engineering, 2007. -512 p.: pict.

4. Kremer, I. Y. Optimal signal processing for coherent multilateration against internal and external noise / I. Y. Kremer, G. S. Nahmanson // Radio engineering and electronic. – 1979. - №12. – p. 2478-2487.

СПИСОК АВТОРОВ

Абдалла Х. М. 145
Августинович В. А. 334
Алдонин Г. М. 287, 292, 316
Алёшечкин А. М. 127, 150, 223
Алистрат А. А. 16, 515
Алмаев А. В. 428
Андреев А. С. 233
Андреев Н. Н. 66
Артёменко С. Н. 334
Артемьев К. А. 19
Артюх А. С. 58, 411
Артюхова М. А. 455
Аушев П. О. 528
Афанасьев А. А. 204
Афонин А. О. 377
Бабак Л. И. 360
Бальва Я. Ф. 394
Баранов В. Г. 81
Баранов О. Ю. 422, 497
Барашков В. А. 497
Басов С. А. 549
Батенков К. А. 236
Батурин Т. Н. 22
Бахтина В. А. 183, 452
Безродных А. Р. 259
Беляев Б. А. 377, 380
Бехтерев А. А. 30
Биктимиров Л. Ш. 178
Богачев К. А. 455, 458
Богомолов Н. П. 81, 84, 89, 93, 107
Боев Н. М. 22, 73
Бойко В. И. 114
Бондаренко В. Н. 226
Бондаренко О. Б. 285
Борде Б. И. 102
Бульбик Я. И. 528
Бурмитских А. В. 504
Буров Е. В. 158
Бычков Е. Д. 542
Вавилова В. В. 555
Валиханов М. М. 216
Варганов А. И. 328
Василенко А. В. 241
Васильев О. Е. 474
Васюков В. Н. 165
Власов С. В. 551
Воробьёва Ю. С. 31
Воронов И. В. 153
Воронов С. В. 153
Вяхирев В. А. 121
Гаврилюк И. Н. 446
Гаипов К. Э. 534, 539
Гайворонский Д. В. 264
Гарайс Д. С. 360
Гарданов В. Б. 515
Гарифуллин В. Ф. 226
Гарифуллин Н. М. 281
Гарматенко И. С. 160
Гашин И. В. 35
Гейман В. Н. 223
Герасимов Н. И. 346
Герасимова М. А. 425
Гладышев А. Б. 187
Гоголев И. В. 25
Горбачев И. В. 478
Горяинов А. Е. 360
Григорович Ю. В. 40
Громыко А. И. 279, 301, 312
Гутковская О. Л. 531
Давыдов А. С. 245
Демаков А. В. 439
Дмитриев С. Н. 509
Добуш И. М. 350, 360
Докторов А. Н. 43
Доманов С. К. 342
Доника И. И. 415
Дранишников А. С. 409
Дыхно А. В. 118
Егоров В. Н. 338
Емельяненко Р. Н. 534
Енютина Т. А. 420
Ермишин В. В. 370
Ефимов С. В. 474
Ефремов Р. А. 135
Жаднов В. В. 455, 467, 471
Желудько С. П. 316
Жиганов С. Н. 35
Жуков В. А. 7
Зайцева А. Ю. 165
Закота А. А. 47
Замараев В. В. 107
Зандер Ф. В. 132
Зимеров В. А. 551
Зубов Т. А. 248
Зюбин В. Е. 294
Иванов А. Н. 11, 127, 230
Иванов А. С. 398
Игумнов В. С. 334
Казьмин П. В. 411
Калашникова А. С. 273
Калентьев А. А. 360
Каленчиц Ю. А. 489
Калинин Ю. Е. 555
Камышников А. Н. 251
Карауш А. А. 259
Карлова Г. Ф. 439
Карманов Ю. Т. 68
Карпенко А. Ю. 279
Карчевский Д. О. 458
Кашкин В. Б. 207, 241
Кирюшкин В. В. 145
Киселев А. В. 31
Климкин О. А. 509
Клыков А. О. 207
Ковалев А. М. 546
Кожурина М. Г. 500

Коколов А. А. 365
Комаров А. А. 170
Кондусов В. А. 114, 555
Кондусов В. В. 555
Константинов А. П. 401
Конышев И. В. 342
Копылов В. А. 107
Корец А. Я. 561
Корж И. Н. 84
Кохонькова Е. А. 124
Краснов Т. В. 226
Кривцов Д. Н. 285, 326
Кротова Е. И. 493
Крум А. Е. 425
Кудинов Д. С. 19
Кузьмин Е. В. 121
Кулинич А. 287
Курносов А. С. 173
Куценко Д. С. 145
Кучин А. А. 107
Кучин А. Н. 114
Кушнарев А. Г. 160
Лайко К. А. 355
Лапковская Е. Ю. 559
Лебедев В. В. 53
Левицкий А. А. 446, 504, 509, 515
Лемберг К. В. 398, 409
Леньшин А. В. 53
Леонова А. В. 233
Леончиков Д. Н. 292
Литинская Е. А. 401
Лушпа И. Л. 467
Лютиков И. В. 107
Лямичева Т. Ю. 546
Лямкин А. И. 549
Лях Т. В. 294
Магдеев Р. Г. 178
Майстренко В. А. 211
Майстренко В. В. 211
Макаров О. Ю. 483
Максимова Н. К. 428
Малмыго А. В. 309
Мананников Е. С. 57
Маринушкин П. С. 183
Машуков И. Н. 425
Мельник Э. И. 216
Меркушев Ф. Ф. 425, 561
Михеев Ф. А. 390
Мокроусов М. А. 61
Монахов М. А. 471
Морозов Ю. В. 158
Мухин А. В. 342
Мушта А. И. 118, 433, 436, 443
Назаров О. А. 387
Найдёнкин В. Г. 64
Налобин К. В. 299
Немшон А. Д. 405
Неудакин А. А. 415
Нефедов И. Е. 301
Нигруца И. В. 319
Никитин Л. Н. 285, 326, 328
Никитин Н. И. 420
Николаев А. П. 53
Николаевцев В. А. 370
Никонов И. В. 322
Никонова Г. С. 322
Нонг Куок Куанг 338
Носенков А. А. 30
Овчарук В. Н. 196
Овчинников К. А. 66
Окунев А. Ю. 446
Палий Н. А. 555
Панько В. С. 387, 398, 401
Панько С. П. 140, 248, 251
Патрушева Т. Н. 420, 422, 561
Патюков В. Г. 268
Перерва К. А. 322
Петрова М. М. 500
Поваляев С. В. 68
Подолян А. А. 305
Подшивалов И. А. 183
Поленга С. В. 405
Полесский С. Н. 462
Пономарев Д. Ю. 531, 536, 546
Попов А. С. 287, 316
Потылицын В. С. 16
Похабов К. О. 486
Похилько А. Ф. 478
Пудалев Т. О. 539
Пурисев Ю. А. 196
Раилко М. Ю. 561
Ратушняк В. Н. 187
Редькин В. Е. 549, 559, 564
Ромашов В. В. 43, 76
Россошанский А. В. 370
Русяев Р. М. 97
Рымов А. И. 64
Рябушкин С. А. 268
Савочкин Д. А. 218
Саломатов Ю. П. 387, 401, 405
Самодуров А. С. 384
Сахачева А. А. 561
Семенова О. В. 446, 561
Сергеичев К. С. 309
Сержантов А. М. 394
Сидоров О. В. 89
Симаков Д. В. 536
Сиротинин А. А. 73
Ситников А. А. 312
Смирнов Б. И. 25
Смирнов П. В. 190
Смолехо В. В. 19
Собина В. П. 483
Солдатов А. В. 287, 316
Сорокин В. В. 140
Станковский А. В. 405
Степанова А. В. 384
Стройкин И. А. 439
Строкова А. Ю. 150
Сулейманов Р. Ш. 542
Суходаев П. О. 551, 564
Сухотин В. В. 273

Сучков Д. С. 370
Сучков С. Г. 370
Сушков А. А. 22, 319
Ташлинский А. Г. 153, 178, 190, 200
Тёплых М. Г. 500
Тетерин Д. Н. 394
Тихомиров Н. М. 47
Томилин В. И. 452
Томилина Н. П. 489
Трегубов С. И. 486, 489, 500
Трегубова Р. С. 486
Трущинский А. Ю. 193
Турецкий А. В. 483
Туринцев С. В. 299
Туров А. В. 3
Угрюмов А. В. 377
Уколов М. В. 346
Фатеев А. В. 373
Фатеев Ю. Л. 173
Федяев В. А. 420
Фень А. М. 515
Филимонова Ю. О. 355
Филоненко В. В. 97
Фомин А. Н. 107
Фролов И. 422
Ханов В.Х. 253
Ханыкова Е. А. 259
Харчевский М. В. 97
Хасанова Р. А. 256
Хафизов Т. Р. 230
Ходенков С. А. 377, 380
Ходжаев Б. Р. 452
Хорошайлова М. В. 433, 436
Цыганков Д. Э. 478
Цыганов П. А. 462
Чекмарёв С.А. 253
Черепанов В. В. 292
Чернов В. О. 132
Чеснаков Д. Д. 384
Чесноков Е. В. 61
Шабденов С. А. 373
Шайдуров Г. Я. 124
Шаршавин П. В. 319
Шатров В. А. 268
Шахматов А.В. 253
Шевченко М. А. 264
Шелованова Г.Н. 422
Шеховцов Д. В. 443
Шишлянников О. В. 114
Эспиноза М. П. 193
Юзова В. А. 425
Юшков Ю. Г. 334
Якименко К. А. 76
Яковлева А. В. 299
Якшанкин П. В. 200
Яницкий А. А. 93

Afanasjeva A. E. 569
Alexeenko I. V. 574, 579
Andyuseva V. G. 572
Bogomolov N. P. 592
Bylov A. A. 582
Fateev Y. L. 589
Fen Alexander M. 464
Gaipov K. E. 574
Gorbachev I. V. 572
Ivanov Rossen 520
Kartunov Stefan Kirilov 520
Kolovsky A. R. 572
Korzh I. N. 592
Krylov Y. V. 576
Lazareva M. E. 579
Leonov K. Y. 574
Marareskul T. A. 586
Muratov D. S. 586
Nikitin Alexander S. 464
Salomatov Y. P. 576, 582, 583
Tregubov Sergey I. 464
Tsyrempilova N. S. 589
Vonog V. V. 576, 582, 583, 586, 589, 592
Yefremova E. P. 569
Zubarev R. S. 583

СОДЕРЖАНИЕ

Деятельность региональных научных и технических организаций в развитии телекоммуникационного комплекса Красноярского края
Туров А. В. 3
Спутниковая связь. Текущее состояние и перспективы развития
Жуков В. А. 7
Сеть цифрового телерадиовещания Красноярского краевого радиотелевизионного передающего центра
Иванов А. Н. 11

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Сравнительный анализ различных алгоритмов обработки для дифференциального метода извлечения информации из ВП ЕЭМПЗ
Алистрат А. А., Потылицын В. С. 16
Разработка измерительного СВЧ-приемника для исследований взаимодействия электромагнитных и акустических волн в проводящих средах
Артемьев К. А., Смолехо В. В., Кудинов Д. С. 19
Разработка автономного приемопередающего устройства спутниковой связи с функцией бортового регистратора для беспилотных летательных аппаратов
Батурин Т. Н., Сушков А. А., Боев Н. М. 22
Программный модуль прогнозирования развития инвазивных микозов у реципиентов после трансплантации гемопоэтических стволовых клеток (ТГСК)
Гоголев И. В., Смирнов Б. И. 25
О проблеме обеспечения биоэлектромагнитной совместимости при электросварочных работах
Бехтерев А. А., Носенков А. А. 30
К вопросу о выборе материала для изготовления линзового коллиматора
Воробьёва Ю. С., Киселев А. В. 31
Сравнительный анализ работоспособности алгоритмов фильтрации изображений, искаженных негауссовскими шумами
Гашин И. В., Жиганов С. Н. 35
Метод повышения точности в дифференциальной навигации
Григорович Ю. В. 40
Исследование шумовых свойств формирователей сигналов с цифровыми вычислительными синтезаторами на образах основной частоты
Докторов А. Н., Ромашов В. В. 43
Определение времени переходного процесса адаптивной компенсации помех дробности
Закота А. А., Тихомиров Н. М. 47
Анализ модуляционных характеристик синтезаторов частот для авиационных систем радиосвязи
Лебедев В. В., Николаев А. П., Леньшин А. В. 53
Актуальность применения разведывательно-информационных систем на базе ударных беспилотных летательных аппаратов в локальных конфликтах
Мананников Е. С., Артюх А. С. 58
Эффективная площадь рассеяния современного воздушного судна
Мокроусов М. А., Чесноков Е. В. 61
Чувствительность приемников радиотехнической разведки
Найдёнкин В. Г., Рымов А. И. 64

Принципы интеграции устройств в построении единого комплекса радиоэлектронной борьбы
Овчинников К. А., Андреев Н. Н. 66
Повышение девиации частоты ЛЧМ-радиосигналов путем управления квадратурами DDS-синтезатора
Поваляев С. В., Карманов Ю. Т. 68
Особенности построения систем автоматического спасения беспилотных летательных аппаратов
Сиротинин А. А., Боев Н. М. 73
Моделирование и сравнение шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот
Якименко К. А., Ромашов В. В. 76
Исследование алгоритмов траекторной обработки информации в двухпозиционной РЛС с фильтрацией оценок координат цели в приемных позициях и центре обработки информации
Баранов В. Г., Богомолов Н. П. 81
Исследование алгоритма фильтрации Калмана в многопозиционной радиолокационной системе при учете в векторе наблюдаемых параметров оценки скорости
Корж И. Н., Богомолов Н. П. 84
Траекторная обработка информации в центре обработки информации двухпозиционной РЛС с фильтрацией оценок в приемных позициях
Сидоров О. В., Богомолов Н. П. 89
Алгоритмы вторичной обработки информации в радиолокационной станции с различными видами матрицы динамического пересчета при определении координаты угла места
Яницкий А. А., Богомолов Н. П. 93
Способ повышения вероятности обнаружения высокоскоростных воздушных целей бортовой импульсно-доплеровской РЛС
Харчевский М. В., Русяев Р. М., Филоненко В. В. 97
Сетевые сервисы для активного обучения проектированию вычислительных систем
Борде Б. И. 102
Алгоритм обнаружения интенсивно маневрирующих воздушных целей для импульсно-доплеровской радиолокационной станции воздушного базирования в режиме высокой частоты повторения импульсов
Лютиков И. В., Замараев В. В., Кучин А. А., Фомин А. Н., Богомолов Н. П., Копылов В. А. 107
Регулируемый источник питания с активным корректором коэффициента мощности
Шишлянников О. В., Кучин А. Н., Бойко В. И., Кондусов В. А. 114
Особенности тестирования сложно-функциональных блоков в составе микроконтроллера
Дыхно А. В., Мушта А. И. 118
Сравнительный анализ помехоустойчивости последовательных процедур поиска шумоподобного сигнала
Кузьмин Е. В., Вяхирев В. А. 121
Устройство и принцип работы сейсмического канала связи
Кохонькова Е. А., Шайдуров Г. Я. 124
Передвижной ретранслятор для резервирования оборудования станций цифрового телевизионного вещания
Иванов А. Н., Алёшечкин А. М. 127
Методы оптимизации параметров сети радиотелевизионных передающих станций
Чернов В. О., Зандер Ф. В. 132
Помехоустойчивость способа передачи данных при одновременной связи со многими абонентами
Ефремов Р. А. 135

Система контроля трансляции ТВ и РВ программ регионального радиотелевизионного передающего центра
Сорокин В. В., Панько С. П. 140

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Использование нелинейной модели динамики объекта в сигма-точечном фильтре Калмана аппаратуры потребителей ГНСС
Абдалла Х. М., Куценко Д. С., Кирюшкин В. В. 145
Модель устройства измерения фазового сдвига в импульсно-фазовой радионавигационной системе
Алешечкин А. М., Строкова А. Ю. 150
Эффективность целевых функций при псевдоградиентном оценивании параметров межкадровых геометрических деформаций изображений
Воронов С. В., Воронов И. В., Ташлинский А. Г. 153
Анализ способов оценки определения местоположения беспилотных летательных аппаратов
Буров Е. В., Морозов Ю. В. 158
Способ повышения точности позиционирования кораблей при совместном маневрировании
Гарматенко И. С., Кушнарев А. Г. 160
Алгоритм сегментации изображений для системы противопожарного мониторинга
Зайцева А. Ю., Васюков В. Н. 165
Реализация метода определения отношения сигнал/шум по неизвестному фазомодулированному сигналу
Комаров А. А. 170
Разработка одночастотного алгоритма определения вертикальной задержки сигнала ГНСС в ионосфере
Курносов А. С., Фатеев Ю. Л. 173
Анализ эффективности некоторых методов идентификации объектов на бинарных изображениях
Магдеев Р. Г., Биктимиров Л. Ш., Ташлинский А. Г. 178
Автономная пешеходная навигационная система на основе инерциальных МЭМС-датчиков
Подшивалов И. А., Маринушкин П. С., Бахтина В. А. 183
Пространственная компенсация помех и расчет весового вектора на основе критерия максимума отношения сигнал-шум в навигационной аппаратуре потребителей
Ратушняк В. Н., Гладышев А. Б. 187
Алгоритм восстановления изображения движущегося объекта ПО последовательности видеокадров с устранением эффекта смаза
Смирнов П. В., Ташлинский А. Г. 190
Формирование радиолокационного изображения РСА на основе подпространственных методов спектрального анализа
Эспиноза М. П., Трущинский А. Ю. 193
Создание аппаратно-программного комплекса для регистрации сигналов акустической эмиссии
Пурисев Ю. А., Овчарук В. Н. 196
Предобработка изображений при псевдоградиентном оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений
Якшанкин П. В., Ташлинский А. Г. 200

Теоретические предпосылки перехода к адаптивной сегментации речевого сигнала в условия априорной неопределенности относительно источника с памятью
Афанасьев А. А. 204
Тропосферная задержка сигналов ГЛОНАСС/GPS за 2013 г. по спутниковой информации об атмосфере
Клыков А. О., Кашкин В. Б. 207
Разработка эффективных алгоритмов восстановления искаженных изображений
Майстренко В. А., Майстренко В. В. 211
Сравнительный анализ навигационных функций на примере дальномерного, разностно-дальномерного и квазидальномерного метода
Мельник Э. И., Валиханов М. М. 216
Экспериментальное сравнение комбинированных зонных алгоритмов пространственной локализации для использования в системах радиочастотной идентификации
Савочкин Д. А. 218
Использование дальномерной радионавигационной системы для обеспечения посадки вертолетов
Гейман В. Н., Алешечкин А. М. 223
Анализ помехоустойчивости алгоритма поиска шумоподобного сигнала
Гарифуллин В. Ф., Краснов Т. В., Бондаренко В. Н. 226
Организация региональных вставок в телевизионные программы первого федерального мультиплекса
Хафизов Т. Р., Иванов А. Н. 230

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

Сравнительный анализ методов компенсации постоянной составляющей сигнала систем связи с помощью цифровых фильтров на платформе ПЛИС
Андреев А. С., Леонова А. В. 233
Потенциальные границы пропускной способности дискретного канала связи, учитывающие статистические свойства непрерывного канала
Батенков К. А. 236
О воздействии облачности земной атмосферы на готовность канала связи оптического диапазона «Спутник – Земля»
Василенко А. В., Кашкин В. Б. 241
Устройство определения параметров движения наноспутника на базе ОС ANDROID
Давыдов А. С. 245
Исследование возникновения ошибок в радио тракте при пакетной передаче информации
Зубов Т. А., Панько С. П. 248
Активные помехи командной радиолинии космического аппарата
Камышников А. Н., Панько С. П. 251
Сетевой бортовой комплекс управления малым космическим аппаратом
Ханов В.Х., Шахматов А.В., Чекмарёв С.А. 253
Автоматизированная система обработки и анализа результатов электрических испытаний бортового комплекса управления
Хасанова Р. А. 256
Использование псевдодальномерных фазовых измерений для сравнения шкал времени пространственно-разнесённых часов
Карауш А. А., Ханыкова Е. А., Безродных А. Р. 259
Оценка уровня взаимной помехи сигналов ГЛОНАСС разного поколения
Шевченко М. А., Гайворонский Д. В. 264

Командно-измерительная система космического аппарата на геостационарной орбите
Патюков В. Г., Рябушкин С. А., Шатров В. А. 268
Методы защиты частотного ресурса спутниковых систем от несанкционированного доступа
Калашникова А. С., Сухотин В. В. 273

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Экспериментальные исследования погрешности контроля составляющих комплексного сопротивления электролизера
Карпенко А. Ю., Громыко А. И. 279
Система дистанционного контроля напряженно-деформированного состояния трубопроводов на основе эффекта Баркгаузена
Гарифуллин Н. М. 281
Устройство контроля электрических параметров
Бондаренко О. Б., Кривцов Д. Н., Никитин Л. Н. 285
Аппаратно-программный комплекс мониторинга гемодинамики
Кулинич А., Солдатов А. В., Попов А. С., Алдонин Г. М. 287
Дистанционный мониторинг мониторинга функционального состояния спортсменов в ходе тренировочного процесса и на соревнованиях
Леончиков Д. Н., Алдонин Г. М., Черепанов В. В. 292
Использование методов процесс-ориентированного программирования для задачи управления системой большого вакуумного солнечного телескопа
Лях Т. В., Зюбин В. Е. 294
Инфракрасный сканер для задач поиска неисправностей радиоэлектронных модулей
Налобин К. В., Яковлева А. В., Туринцев С. В. 299
Разработка системы контроля составляющих комплексного сопротивления электролизной ванны
Нефедов И. Е., Громыко А. И. 301
Анализ формирования углового ввода ультразвуковой волны ЭМА преобразователем
Подолян А. А. 305
Модернизация беспроводного радиоудлинителя сети DMX512
Сергеичев К. С., Малмыго А. В. 309
Устройство измерения уровня расплава алюминия в электролизной ванне
Ситников А. А., Громыко А. И. 312
Структурно-топологический анализ проводящей системы сердца
Солдатов А. В., Попов А. С., Алдонин Г. М., Желудько С. П. 316
Контроллер системы бортового питания малых беспилотных летательных аппаратов
Сушков А. А., Шаршавин П. В., Нигруца И. В. 319
Минимизация относительного уровня фазовых шумов ПАВ генератора за счет системного проектирования
Никонова Г. С., Никонов И. В., Перерва К. А. 322
Домашняя метеостанция с беспроводными датчиками
Кривцов Д. Н., Никитин Л. Н. 326
Охранный сигнализатор с использованием канала GSM на основе GSM модуля SIM900
Варганов А. И., Никитин Л. Н. 328

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Формирование импульсов с регулируемыми параметрами в СВЧ компрессоре с трансформацией вида колебаний
Августинович В. А., Артёменко С. Н., Игумнов В. С., Юшков Ю. Г. 334

Исследование диэлектрических параметров кварцевого стекла в диапазоне частот от 117 до 178 ГГц
Нонг Куок Куанг, Егоров В. Н. 338
Определение возможности измерения радиотехнических характеристик контурных антенн в составе космического аппарата методом ближнего поля
Мухин А. В., Доманов С. К., Конышев И. В. 342
Особенности расчета наведенных на плечах трехплечевого электрического вибратора токов
Уколов М. В., Герасимов Н. И. 346
Исследование методики деэмбеддинга измерительного станка в диапазоне частот до 20 ГГц
Добуш И. М. 350
Увеличение коэффициента использования поверхности раскрыва антенных решеток с учетом направленных свойств излучателей
Лайко К. А., Филимонова Ю. О. 355
Структурно-параметрический синтез малошумящего усилителя диапазона частот 3–20 ГГЦ на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов
Калентьев А. А., Добуш И. М., Гарайс Д. С., Горяинов А. Е., Бабак Л. И. 360
Исследование нелинейного сопротивления стока в гетероструктурных GaAs и GaN HEMT транзисторах
Коколов А. А. 365
Антенная система для радиочастотных меток в новом разрешенном диапазоне частот 5.5–6.5 ГГц
Сучков С. Г., Сучков Д. С., Николаевцев В. А., Ермишин В. В., Россошанский А. В. 370
Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводных направленных ответвителей
Шабденов С. А., Фатеев А. В. 373
Микрополосковый фильтр на кольцевом резонаторе
Афонин А. О., Угрюмов А. В., Беляев Б. А., Ходенков С. А. 377
Исследование микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах
Ходенков С. А., Беляев Б. А. 380
Поиск путей оптимизации конструкции диэлектрической линзы для ТЕМ-рупоров
Степанова А. В., Чеснаков Д. Д., Самодуров А. С. 384
Планарная рупорная антенна с излучающей щелью
Назаров О. А., Панько В. С., Саломатов Ю. П. 387
Исследование влияния паразитных параметров на частотные зависимости электрических характеристик направленного моста
Михеев Ф. А. 390
Миниатюрный микрополосковый резонатор нового типа и полосно-пропускающий фильтр на его основе
Тетерин Д. Н., Бальва Я. Ф., Сержантов А. М. 394
Разработка системы управления поворотом зеркальной антенны для слежения за навигационным спутником
Иванов А. С., Лемберг К. В., Панько В. С. 398
Секционированная антенная решетка с механоэлектрическим сканированием
Константинов А. П., Литинская Е. А., Панько В. С., Саломатов Ю. П. 401
Антенная система с широкоугольным механоэлектрическим сканированием на основе перфорированого диэлектрика
Станковский А. В., Немшон А. Д., Поленга С. В., Саломатов Ю. П. 405
Алгоритм расчета амплитудной диаграммы направленности по данным измерений ближнего поля антенны на плоскости с учетом компенсации влияния зонда
Дранишников А. С., Лемберг К. В. 409

Алгоритм формирования конформного излучающего раскрыва активной фазированной антенной решетки бортовой РЛС ударного БЛА
Казьмин П. В., Артюх А. С. 411
Антенная решетка для бортовой спутниковой радиостанции
Доника И. И., Неудакин А. А. 415

Секция «МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Защитные пленки диоксида титана, полученные из растворов экстрактов титана
Федяев В. А., Никитин Н. И., Патрушева Т. Н., Енютина Т. А. 420
Проводящие оксидные пленки, полученные из растворов экстрактов кадмия и олова
Баранов О. Ю., Фролов И., Патрушева Т. Н., Шелованова Г.Н. 421
Влияние способа освещения на структуру пористых слоев при изготовлении кремниевых микротопливных элементов
Меркушев Ф. Ф., Герасимова М. А., Крум А. Е., Машуков И. Н., Юзова В. А. 425
Изгиб энергетических зон на границах раздела микрокристаллов SnO_2 в поликристаллической плёнке диоксида олова
Алмаев А. В., Максимова Н. К. 428
О комплементарных МОП-транзисторах с нанотопологическими размерами
Хорошайлова М. В., Мушта А. И. 433
Методика разработки цифровых комбинационных устройств в нанотехнологическом базисе
Хорошайлова М. В., Мушта А. И. 436
Датчики сверхмалых магнитных полей различной физической природы
Стройкин И. А., Демаков А. В., Карлова Г. Ф. 439
Влияние технологических процессов субмикронного базиса на интенсивность генерируемых гармонических компонент бесфильтровых умножителей частоты
Шеховцов Д. В., Мушта А. И. 443
Программные средства TCAD: методические аспекты подготовки специалистов в области приборно-технологического проектирования электронной компонентной базы
Гаврилюк И. Н., Окунев А. Ю., Левицкий А. А., Семенова О. В. 446
Разработка электронного курса «Физико-химические основы технологии электронных средств» на платформе «Moodle»
Ходжаев Б. Р., Томилин В. И., Бахтина В. А. 452

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Оценка надежности электромагнитных контакторов
Артюхова М. А., Богачев К. А., Жаднов В. В. 455
Проектная оценка надёжности бортовой радиоэлектронной аппаратуры с учётом условий герметизации
Карчевский Д. О., Полесский С. Н. 458
Интенсивность отказов насосов и факторы, влияющие на их надежность
Цыганов П. А., Богачев К. А. 462
Development of Electrical Wiring Automated Design algorithm
Nikitin Alexander S., Fen Alexander M., Tregubov Sergey I. 464
Создание раздела базы данных класса «Пружины» для системы АСОНИКА-К-СЧ
Лушпа И. Л., Жаднов В. В. 467
Разработка информационно-справочной базы данных для оценки безотказности механических элементов класса «резьбовые соединения»
Монахов М. А., Жаднов В. В. 471

Идентификация линейных динамических объектов на основе корневого подхода
Васильев О. Е., Ефимов С. В. 474
Представление класса радиотехнических устройств в виде системы структурно и логически связанных проектных процедур
Цыганков Д. Э., Горбачев И. В., Похилько А. Ф. 478
Применение экспертных систем в проектировании радиоэлектронных модулей
Собина В. П., Турецкий А. В., Макаров О. Ю. 483
Некоторые аспекты электронного документооборота на малых предприятиях радиоприборостроения
Похабов К. О., Трегубова Р. С., Трегубов С. И. 486
Вопросы технологической подготовки производства печатных плат
Каленчиц Ю. А., Томилина Н. П., Трегубов С. И. 489
Критерии оценки качества регулировочных и настроечных работ при производстве радиоэлектронных средств
Кротова Е. И. 493
Экологические проблемы производства и утилизации электронных средств
Баранов О. Ю., Барашков В. А. 497
Проблемы поиска инструмента при изготовлении изделий электронных средств
Тёплых М. Г., Кожурина М. Г., Петрова М. М., Трегубов С. И. 500
Анализ методических вопросов применения САПР ALTERA и ALTIUM DESIGNER при подготовке специалистов по направлению «Конструирование и технология электронных средств»
Бурмитских А. В., Левицкий А. А. 504
Создание IBIS-моделей цифровых интегральных микросхем на основе экспериментальных данных
Дмитриев С. Н., Левицкий А. А., Климкин О. А. 509
Методы и средства анализа целостности сигналов в печатных узлах радиоэлектронных средств
Алистрат А. А., Гарданов В. Б., Левицкий А. А., Фень А. М. 515
Technological Preparation Of Production Environment System For Automation Of The Engineers Work «Protech»
Stefan Kirilov Kartunov, Rossen Ivanov 520

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

Современное состояние и некоторые направления развития ЦЭТВ в Красноярском крае
Аушев П. О., Бульбик Я. И. 528
Анализ методов оптимального распределения трафика в сетях VPN
Гутковская О. Л., Пономарев Д. Ю. 531
Выбор оптимального расположения источника нагрузки в сети с многоадресатной рассылкой
Емельяненко Р. Н., Гаипов К. Э. 534
Исследование эффективности алгоритма RED в условиях большой дисперсии трафика сети ETHERNET
Симаков Д. В., Пономарев Д. Ю. 536
Сравнительный анализ методов решения задачи оптимальной маршрутизации
Пудалев Т. О., Гаипов К. Э. 539
Метод регистрации единичных элементов передачи данных на основе нечеткой логики
Сулейманов Р. Ш., Бычков Е. Д. 542
Глобальная инфокоммуникационная сеть с использованием пикоспутников
Ковалев А. М., Лямичева Т. Ю., Пономарев Д. Ю. 546

Секция «ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СОВРЕМЕННОГО МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЯ»

Антикоррозионное защитное покрытие металлических конструкций, модифицированное алмазосодержащими материалами
Басов С. А., Редькин В. Е., Лямкин А. И. 549
Пеноалюминий: получение, области применения
Зимеров В. А., Власов С. В., Суходаев П. О. 551
Исследование магнитного импеданса в аморфных сплавах на основе Fe
Кондусов В. В., Кондусов В. А., Калинин Ю. Е., Вавилова В. В., Палий Н. А. 555
Способ введения частиц в полимерную матрицу термопласта на основе ПВХ
Лапковская Е. Ю., Редькин В. Е. 559
Получение и исследование структур на пористом кремнии с пленками нанофазного алмаза
Меркушев Ф. Ф., Раилко М. Ю., Сахачева А. А., Семенова О. В., Патрушева Т. Н., Корец А. Я. 561
Улучшение механических свойств алюминиевых сплавов модифицированием наночастицами
Суходаев П. О., Редькин В. Е. 564

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Some Aspects Of Disc Centrifuge CPS-24000 Application
Afanasjeva A. E., Yefremova E. P. 569
Quantum Harper Model
Gorbachev I. V., Kolovsky A. R., Andyuseva V. G. 572
The Problem Of Optimal Configuration For OSPF Dynamic Routing Protocol Aggragates
Leonov K. Y., Gaipov K. E., Alexeenko I. V. 574
The Broadband Waveguide Selector Of Ku – Band
Krylov Y. V., Salomatov Y. P., Vonog V. V. 576
Tropospheric Scatter As An Alternative Communication In Remote Areas
Lazareva M. E., Alexeenko I. V. 579
The Role Of Beam-Forming Schemes In The Design Of Small Antennas
Bylov A. A., Salomatov Y. P., Vonog V. V. 582
Dual Grid Surface Design
Zubarev R. S., Salomatov Y. P., Vonog V. V. 583
The Results Of Algorithm Workout For Compensation Of Pseudo-Range Measurement Bias Variation Between Glonass Navigation Space Vehicles In Service
Muratov D. S., Marareskul T. A., Vonog V. V. 586
Methods Of Estimating Ephemeris Of Navigation System Glonass
Tsyrempilova N. S., Fateev Y. L., Vonog V. V. 589
The Influence Of Noise Conditions On The Quality Of Radar Data In A Multi-Position Radar System
Korzh I. N., Bogomolov N. P., Vonog V. V. 592

Список авторов 595