Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Электронное издание

Научный редактор А. И. Громыко

Красноярск
СФУ
2018

УДК 621.37/.39(08)
ББК 32.844я43
С568

Редакционная коллегия:

А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф. (науч. ред.); А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц. (отв. за вып.); В. В. Воног – канд. культурологии, доц.; А. В. Гребенников – канд. техн. наук, доц.; Ф. В. Зандер – канд. техн. наук, доц.; Ф. Г. Зограф – канд. техн. наук, доц.; Е. В. Кузьмин – канд. техн. наук, доц.; К. В. Лемберг – канд. физ.-мат. наук; В. В. Сухотин – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; П. П. Турчин – канд. физ.-мат. наук, доц.; С. А. Рябушкин; Д. Ю. Черников – канд. техн. наук, доц.

Ответственный за выпуск: Левицкий Алексей Александрович

С568 **Современные проблемы радиоэлектроники** : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А. И. Громыко ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (26 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2018. – 1 электрон. опт. диск. – Систем. требования : PC не ниже класса Pentium I ; 128 Mb Ram ; Windows 98/XP/7 ; Adobe Reader v 8.0 и выше. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7638-3902-9

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, состоявшейся в г. Красноярске 3–4 мая 2018 г. и посвященной 123-й годовщине Дня радио.

Отражены разработки в области радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; полупроводниковая электроника и наноэлектроника; конструирование и технология электронных средств; приборостроение; телекоммуникации и интеллектуальные сети; функциональные материалы микро- и наноэлектроники.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов, обучающихся по направлениям и специальностям радиотехнического профиля.

УДК 621.37/.39(08)
ББК 32.844я43

© Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, 2018
© Сибирский федеральный университет, 2018

ISBN 978-5-7638-3902-9

Электронное научное издание

Печатается в авторской редакции
Корректор *З. В. Малькова*
Компьютерная верстка *Т. М. Бовкун*

Подписано в свет 23.04.2018. Объем: 26 Мб. Заказ 4913
Тиражируется на машиночитаемых носителях

Библиотечно-издательский комплекс Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 82а. Тел/факс (391) 206-26-67.
E-mail: publishing_house@sfu-kras.ru; http://bik.sfu-kras.ru

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЁЖНОСТИ СХЕМЫ ВЕЩАНИЯ DVB-T2

О. В. Кухарская

Дальневосточный государственный университет путей сообщения (ДВГУПС)
680000, г. Хабаровск, ул. Серышева, 47
E-mail: kuharskaya_olga_1991@mail.ru

Рассмотрены схемы организации эфирного телевещания стандарта DVB-T2 на типовой передающей станции как с применением устройства вставки локального контента, так и без использования такого оборудования. Рассмотрены факторы, оказывающие влияние на надёжность функционирования вещательного оборудования. Рассчитаны показатели надёжности обеих схем формирования. Произведено сравнение стационарных коэффициентов готовности и сделаны выводы по результатам расчётов.

Современные технологии цифрового эфирного телерадиовещания стандарта DVB-T2 позволяют организовать одночастотную сеть передающих станций при условии формирования потока с использованием нескольких каналов физического уровня. Увеличение количества оборудования, участвующего в формировании и передаче цифрового информационного потока, например использование в тракте устройств регионализации контента, способствует росту вероятности сбоев и некоторому уменьшению надежности всей системы. Это связано прежде всего с проблемами синхронизации независимых и несвязанных между собой информационных данных интерфейса модулятора T2 (T2-MI – T2 Modulator Interface), подлежащих модификации на устройстве врезки.

Основной целью данной работы является определение параметров надёжности схемы организации эфирного телевещания стандарта DVB-T2 на типовой передающей станции как с использованием устройств вставки локального контента, так и без применения такого оборудования. В частности, существует необходимость определить вероятности состояния системы в исправном работоспособном состоянии на бесконечно большом интервале времени и произвести сравнение показателей надёжности при указанных способах формирования цифрового информационного потока, рассматривая схему организации вещания как систему с восстановлением.

Ниже приведена типовая схема организации вещания на передающей станции с применением устройств вставки локального контента при использовании одного основного и одного замещающего цифрового потока T2-MI (рис. 1, *а*).

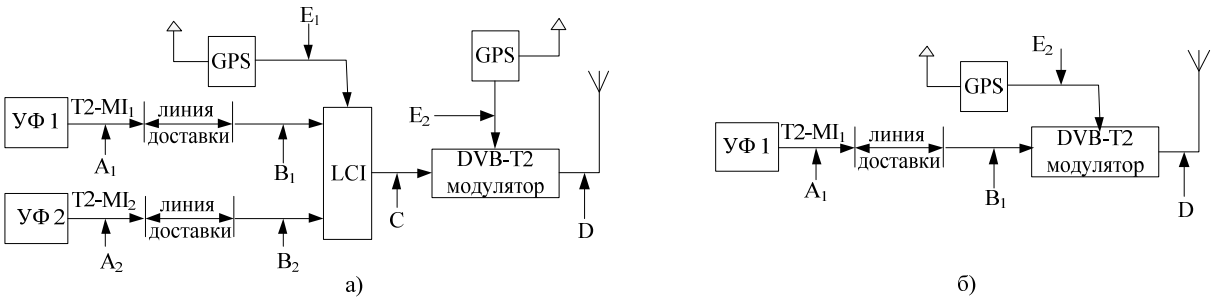


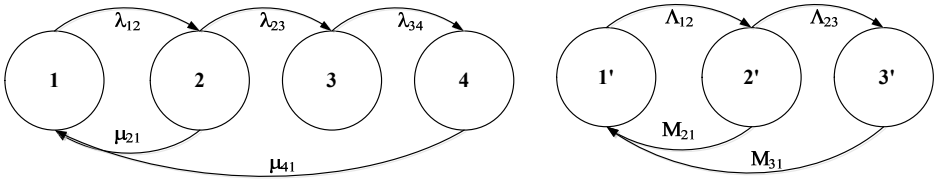
Рис. 1. а) Схема формирования потока с использованием устройства вставки локального контента; б) схема организации вещания без регионализации: УФ1 и УФ2 – устройства формирования основного и замещающего цифрового потока соответственно; LCI – устройство вставки локального контента (local content inserter); DVB-T2 модулятор – формирователь COFDM цифрового телевизионного передатчика DVB-T2; GPS – спутниковый навигационный приёмник (СНП); линия доставки – канал связи, с помощью которого цифровой информационный поток доставляется до каждой передающей станции

Поскольку основной (T2-MI_1) и локальный (T2-MI_2) потоки сформированы различными устройствами формирования, которые территориально удалены друг от друга, то линии доставки информации до каждой из передающих станций, также находящихся на различном расстоянии, будут иметь отличающиеся характеристики, а соответственно, будет разным и время, затраченное на прохождение сигнала по этим линиям. Таким образом, величина сетевой задержки (Network Delay), определяемая в точке приёма потока T2-MI_1 и T2-MI_2, будет различна, что может влиять на временной интервал выхода в эфир регионального потока. К тому же доставка сигнала по линиям связи не исключает воздействия помех и прочих факторов, способных повлиять на качество трансляции сигнала.

Для осуществления корректного замещения необходимо наличие на устройстве врезки контента опорного сигнала синхронизации, относительно которого происходит процесс уравнивания потоков и вставка информационных пакетов общих кадров (BaseBand frames) из локального в основной T2-MI. Наличие нестабильности опорного сигнала может вызывать сбой в синхронизации потоков и, следовательно, невозможность замещения контента до устранения причины неисправности, что также будет снижать надёжность всей системы организации вещания.

Нестабильность сигнала синхронизации, поступающего на формирователь DVB-T2, может влиять на корректную оценку величины сетевой задержки потока, что сопровождается отсутствием вещания при условии работы станции в режиме одночастотной сети.

Для определения надёжности системы и построения графа переходов на основе типовой схемы (рис. 1, *а*) некоторые неисправности и ошибки, которые могут возникать в процессе передачи и излучения в эфир цифрового сигнала, были объединены общими интенсивностями отказа λ и восстановления μ.



а) б)

Рис. 2. а) граф переходов для схемы с регионализацией контента;
б) граф переходов для схемы вещания без устройств врезки

Согласно графу (рис. 2, *а*), состоянию 1 соответствует нормальная работа вещательного оборудования, при которой не возникают ошибки в потоке в процессе передачи, а также отсутствуют собственные сбои оборудования. Состояние 2 – состояние системы вещания, при котором во входном цифровом потоке, как основном, так и локальном, могут присутствовать ошибки, обусловленные некорректной работой формирующего оборудования, а также влиянием помех при доставке по линиям связи. При переходе в состояние 2 имеют место влияющие факторы A_1, A_2, B_1, B_2, которые согласно (рис. 1, *а*) подразумевают наличие возможных ошибок и неисправностей непосредственно на выходе устройств формирования T2-MI (например, T2MI_plp_num_blocks_error, T2MI_payload_error,T2MI_DVB-T2_Timestamp_error, T2MI_transmission_order_error, T2MI_packet_type_error), а также ошибок 1-го и 2-го приоритета [2], обусловленных прохождением сигнала по линии доставки до каждой передающей станции (интенсивность отказа λ_{12}). Из состояния 2 система может восстановиться в состояние 1 (интенсивность восстановления μ_{21}) и вернуть работоспособность без влияния на дальнейшие состояния графа, если в цифровом информационном потоке возникли ошибки, не приводящие непосредственно к неполадкам в процессе замещения контента, например, ошибки 2-го приоритета вида «CAT_error» или «PCR_error» и другие. Состояние 3 обо-

значает временную неработоспособность системы вещания при возникновении неполадок на устройстве врезки локального контента. Причинами такого состояния могут быть: нестабильность опорного синхросигнала, поступающего на устройство врезки E_1, приводящая к невозможности синхронизации независимых потоков, наличие ошибок во входных T2-MI, а также собственная неисправность оборудования замещения C, вероятность которой в общем случае, безусловно, крайне мала λ_{23}. В случае если срыв регионализации произошёл, то из состояния 3 система не сможет восстановиться непосредственно в состояние 1. Это связано с тем, что подобная ситуация может вызвать либо сбой синхронизации отдельных каналов физического уровня, либо всего выходного цифрового потока, а также частичную потерю информации о суперкадрах, что приведёт к невозможности излучения в эфир сигнала модулятором в данном промежутке времени. Состояние 4 обусловлено наличием возможных неисправностей в процессе модуляции и вещания цифрового сигнала формирователем DVB-T2. В этом случае основными причинами могут быть как собственный отказ оборудования D, вероятность которого также крайне мала, так и наличие нестабильного сигнала синхронизации, которое может привести к некорректной оценке величины сетевой задержки самим модулятором COFDM (λ_{34}). При неправильном определении временного запаса как разницы между максимальной величиной задержки, установленной на устройстве формирования, и временем, затраченным на доставку сигнала по линии связи, может возникнуть ситуация, при которой этот запас будет меньше, чем требуемое минимальное время на обработку сигнала модулятором и излучение его в эфир. В этом случае работа формирователя DVB-T2, при условии эксплуатации его в режиме одночастотной сети, может быть прервана по причине низкой величины сетевой задержки. При восстановлении корректной оценки данного параметра система перейдёт в режим нормальной работы, то есть из состояния 4 в состояние 1 (μ_{41}).

Согласно графу (рис. 2, *а*) ниже приведена система уравнений, описывающая вероятности нахождения рассматриваемой схемы вещания в каждом из существующих состояний:

$$\begin{cases} P_1(t) = -\lambda_{12} \cdot P_1(t) + \mu_{21} \cdot P_2(t) + \mu_{41} \cdot P_4(t) \\ P_2(t) = \lambda_{12} \cdot P_1(t) - \mu_{21} \cdot P_2(t) - \lambda_{23} \cdot P_2(t) \\ P_3(t) = \lambda_{23} \cdot P_2(t) - \lambda_{34} \cdot P_3(t) \\ P_4(t) = \lambda_{34} \cdot P_3(t) - \mu_{41} \cdot P_4(t). \end{cases} \quad (1)$$

Состояние 1 является состоянием нормальной работы, в котором система находится большую часть рабочего времени, поэтому после проведения преобразования Лапласа верхнее уравнение из (1) будет выглядеть следующим образом:

$$s \cdot P_1(s) = -\lambda_{12} \cdot P_1(s) + \mu_{21} \cdot P_2(s) + \mu_{41} \cdot P_4(s) + 1. \quad (2)$$

Согласно методике расчёта показателей надёжности, приведённой в [3], было произведено преобразование Лапласа остальных вероятностей состояний из (1) и выражение каждого из них через $P_1(s)$, в результате формула (2) приобрела следующий вид:

$$P_1(s) = \frac{1}{s + \lambda_{12} - \dfrac{\mu_{21} \cdot \lambda_{12}}{s + \mu_{21} + \lambda_{23}} - \dfrac{\mu_{41} \cdot \lambda_{34} \cdot \lambda_{23} \cdot \lambda_{12}}{(s + \mu_{41})(s + \lambda_{34})(s + \mu_{21} + \lambda_{23})}}. \quad (3)$$

Выражение (3) представляет собой изображение функции вероятности состояния 1 от параметров интенсивностей отказов и восстановления. Для получения конкретных

численных результатов необходимо произвести расчёт с использованием объективных значений вероятностей и выполнить обратное преобразование Лапласа.

Поскольку эмпирического анализа и установления реальных вероятностей в рамках данной работы не производилось, то для удобства представления и сравнения результатов приняты следующие значения вероятностей отказа и восстановления:

$$\lambda_{12} = 0,01; \lambda_{23} = 0,1; \lambda_{34} = 0,1;$$
$$\mu_{21} = 0,1; \mu_{41} = 0,1$$

Тогда после преобразования от изображения к оригиналу формула (3) примет вид:

$$P_1(t) = 0,041227 \cdot e^{-0,209227 \cdot t} + 0,0892 \cdot \cos(0,030255 \cdot t) \cdot e^{-0,10039 \cdot t} +$$
$$+ 0,25057 \cdot \sin(0,030255 \cdot t) \cdot e^{-0,10039 \cdot t} + 0,86956522$$

При кратковременной работе системы, то есть при $t \to 0$, вероятность исправного состояния, очевидно, будет стремиться к единице $P_1(t) \approx 1$, что говорит о том, что система на малом интервале времени будет находиться в теоретически однозначном исправном состоянии. При работе схемы формирования и вещания цифрового телевизионного сигнала на бесконечно большом интервале времени, то есть при $t \to \infty$, вероятность исправного состояния, а также стационарный коэффициент готовности согласно методике, предложенной в [3], составят:

$$K_Г = P_1(\infty) \approx 0,86956522.$$

Если система организации вещания DVB-T2 на типовой передающей станции работает без регионализации контента (рис. 1, *б*), то устройство LCI не используется в тракте, при этом вставка локальной информации на данной территории обслуживания не осуществляется. Граф состояний для схемы вещания цифрового телесигнала без использования устройств вставки локального контента приведён выше (рис. 2, *б*).

В этом случае для излучения в эфир используется только один цифровой поток T2-MI, который также может быть подвергнут влиянию помех и воздействию внешних факторов в процессе передачи по линии доставки (Λ_{12}). Нестабильность сигнала синхронизации и собственный сбой в работе модулятора DVB-T2 также могут быть причинами нарушения нормальной работы системы (Λ_{23}).

Система уравнений вероятностей состояний приведена ниже:

$$\begin{cases} P_1'(t) = -\Lambda_{12} \cdot P_1'(t) + M_{21} \cdot P_2'(t) + M_{31} \cdot P_3'(t) \\ P_2'(t) = \Lambda_{12} \cdot P_1'(t) - M_{21} \cdot P_2'(t) - \Lambda_{23} \cdot P_2'(t) \\ P_3'(t) = \Lambda_{23} \cdot P_3'(t) - M_{31} \cdot P_3'(t). \end{cases}$$

Изображение уравнения для вероятности нахождения системы в состоянии восстановления, то есть в режиме нормальной работы, будет выглядеть следующим образом:

$$s \cdot P_1'(t) = -\Lambda_{12} \cdot P_1'(s) + M_{21} \cdot P_2'(s) + M_{31} \cdot P_3'(s) + 1.$$

В результате выражения $P_2'(s)$ и $P_3'(s)$ через $P_1'(s)$ имеет место следующая формула:

$$P_1'(s) = \frac{1}{s + \Lambda_{12} - \frac{M_{21} \cdot \Lambda_{12}}{s + M_{21} + \Lambda_{23}} - \frac{M_{31} \cdot \Lambda_{23} \cdot \Lambda_{12}}{(s + M_{21} + \Lambda_{23})(s + M_{31})}}. \quad (4)$$

Поскольку локальный цифровой поток не используется при данной схеме вещания, то вероятность сбоя в работе системы по причине наличия ошибок в процессе передачи потока будет вдвое ниже. Тогда для произведения расчётов приняты следующие вероятности отказов и восстановления:

$$\Lambda_{12}=\lambda_{12}/2=0,005;\ \Lambda_{12}=\lambda_{23}/2=0,05;$$
$$M_{21}=\mu_{21}=0,1;\ M_{31}=\mu_{31}=0,1$$

После расчёта с учётом числовых значений и применения обратного преобразования Лапласа к формуле (4) функция вероятности исправного состояния системы примет вид:

$$P_{1}'(t)=0,04762\cdot e^{-0,105\cdot t}+0,952381.$$

Тогда стационарный коэффициент готовности составит:

$$K_{\Gamma}'=P_{1}'(\infty)\approx 0,952381.$$

Использование устройств вставки локального контента, безусловно, является перспективным направлением в развитии эфирного цифрового телерадиовещания, поскольку позволяет предоставлять абонентам, находящимся на территории региона, сигнал местного наполнения, то есть региональный рекламно-информационный контент. При этом сохраняется единство наполнения и конфигурации основного (федерального) информационного потока T2-MI. Однако для регионализации информации на типовой передающей станции DVB-T2 существует необходимость в использовании дополнительного оборудования, которое влияет на надёжность всей системы организации вещания. Поскольку эмпирическое исследование с целью выявления реальных значений вероятностей отказов и восстановления в рамках данной работы не проводилось, то для удобства расчётов приняты условные числовые значения вероятностей, которые были использованы для расчёта стационарных коэффициентов готовности. Расчёт с использованием графов состояний показал, что применение устройства врезки контента (LCI) в схеме организации вещания снижает вероятность нахождения системы в исправном работоспособном состоянии, относительно схемы без использования LCI. При этом стационарный коэффициент готовности – вероятность работоспособного состояния на бесконечно большом интервале времени – при использовании схемы регионализации составил 0,87, а без неё – 0,95, то есть $K_{\Gamma}<K_{\Gamma}'$. Таким образом, применение LCI снижает надёжность системы вещания на 8 процентов.

Список литературы

1. ETSI TS 102 773 V1.4.1. DVB; Modulator Interface for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Стандарт [Электронный ресурс]. Введ. 01-2012. France : European Telecommunications Standards Institute, 2012. Режим доступа: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102700_102799/102773/01.04.01_60/ts_102773 v010401p.pdf. Дата обращения: 20.02.2018.

2. ETSI TR 101 290 V1.3.1. DVB; Measurement guidelines for DVB systems. Техническая рекомендация [Электронный ресурс]. Введ. 07-2014. France : European Telecommunications Standards Institute, 2014. Режим доступа: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101200_101299/101290/01.03.01_60/tr_101290v010301p.pdf. Дата обращения: 20.02.2018.

3. Ефремов А.А. Теория надёжности // Конспект лекций [Электронный ресурс]. Изд-во Томского политехн. ун-та, 2015. Режим доступа: http://portal.tpu.ru/SHARED/a/ALEXYEFREMOV/tutoring /Tab/Reliability_lectures.pdf. Дата обращения: 20.02.2018.

АНАЛИЗАТОР ДОСТОВЕРНОСТИ ЗВУКОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

А. В. Бондарев, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ)
394006, г. Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: kipr@vorstu.ru

Представлена структурная схема и краткое описание функционирования данного прибора. Уделено внимание микроколебаниям, присутствующим в человеческой речи. Представлены некоторые формы сигнала, снятые с определенных участков цепи устройства. Сфера использования и предложения по применению.

В настоящее время для анализа различных видов информации с успехом используется радиоэлектронная аппаратура. Представленное нами исследование позволяет создать комплекс средств для анализа достоверности звуковых явлений. Кроме того, в настоящее время производить анализ достоверности информации требуется не только в специальных учреждениях, но даже в отделах кадров, в государственных и частных предприятиях. Как владельцу, директору фирмы проверить надежность сотрудника или порядочность партнера по бизнесу, не привлекая при этом лишнего внимания? В подавляющем большинстве жизненных ситуаций традиционный детектор лжи – полиграф применить невозможно. В основе его работы лежит одновременное измерение четырех важнейших физиологических характеристик давления крови, пульса, грудного и брюшного дыхания, а также кожно-гальванической реакции. Но при возбуждении или волнении меняется также частотный диапазон звуков речи [1].

Анализатор звука. Естественно, речь в данном случае пойдет не о спектроанализаторе всего звукового диапазона, а об его упрощенной версии, используемой только для определенного узкого диапазона частот.

Основной частотный диапазон звуков человеческой речи заключен в пределах от 90 до 2000 Гц, и в обычных ситуациях этот звук промодулирован микровибрациями частотой от 8 до 12 Гц. Последние, как правило, маскируются другими составляющими, однако, эти микровибрации могут быть выявлены электронным путем и измерены.

В соответствии с теорией, когда человек попадает в стрессовую ситуацию, микровибрации значительно уменьшаются. Нервная система подготавливает тело к действиям в опасной ситуации: зрачки расширяются, конечности усиленно снабжаются кровью, мышцы напрягаются. А поскольку голосовые связки состоят в основном из мышц, они также напрягаются, и упомянутые выше микровибрации (тремоло) вообще прекращаются, или же их амплитуда значительно уменьшается. Поэтому, если обнаруживается изменение микровибраций, можно считать, что человек находится в состоянии стресса. Но, как уже известно, состояние стресса не эквивалентно лжи! Посмотрим на спектральное разложение волны нормального человеческого голоса (слабый стресс), показанного на рис. 1 [2].



Рис. 1. Спектральное разложение волны нормального человеческого голоса

Структурная схема портативного звукового анализатора приведена на рис. 2, а форма сигнала в некоторых точках схемы на рис. 3.

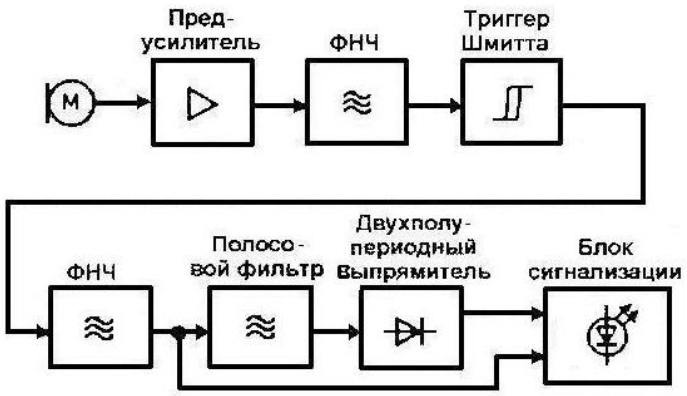


Рис. 2. Структурная схема звукового анализатора

По сравнению с речью в обычном состоянии, во входном сигнале (U_{M2} на рис. 3) видны более близко расположенные пики средней амплитуды. Они играют основную роль в дальнейшем. Поступающий на вход сложный сигнал после усиления подается на фильтр нижних частот. Частота среза 150 Гц. Как видно, полоса все более и более ограничивается окрестностью микровибраций. Выход этого каскада управляет триггером Шмитта, на выходе которого получаются, естественно, прямоугольные импульсы (U_B на рис. 3). Они проходят через фильтр нижних частот 20 Гц, за которым следует полосовой фильтр от 10 до 12 Гц. То, что будет на его выходе, зависит от наличия или отсутствия микровибраций. После последнего фильтра сигналы усредняются с помощью двухполупериодного выпрямителя и интегрирующего каскада. В том случае, когда микровибрации плотно следуют друг за другом, получающееся из них усредненное постоянное напряжение будет превышать заранее установленный порог, и начинают светиться в определенном порядке светодиоды блока сигнализации.

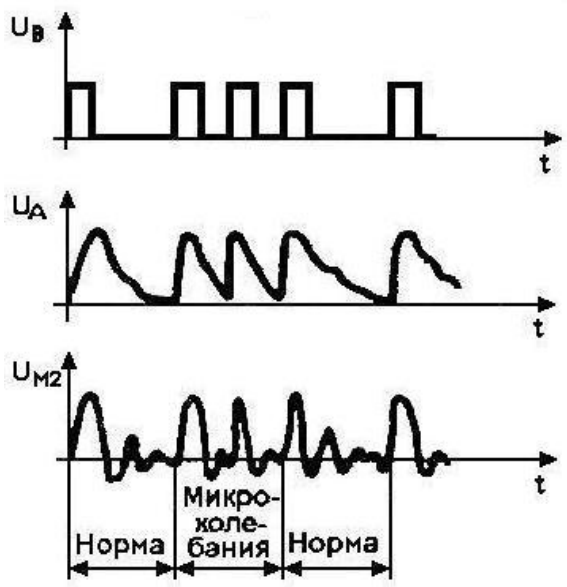


Рис. 3. Форма сигнала в некоторых точках схемы

Предложения по использованию. Если к анализатору подключить микрофон, регистрирующий речь, то можно вскоре убедиться на опыте, что большей частью горит зеленый светодиод («Нормально»). Был проанализирован звук телевизионных программ, новостей. Когда говорит диктор, в основном светится зеленый светодиод. Ситуация оказывается такой же во время исполнения актерами ролей (что и понятно, поскольку здесь ложь не сопровождается реакцией страха). При проверке же звука рекламных роликов довольно часто загораются светодиоды, сигнализирующие о неопределенности, и даже довольно часто светится красный светодиод (вероятно, это не случайно?). При этом необходимо учитывать и то обстоятельство, что звукоинженеры на радио и телевидении почти в обязательном порядке используют т. н. фильтры шумов дискретизации, которые отсекают сигналы с частотами ниже 15 Гц, «одурачивая» наш анализатор [3].

Таким образом, можно сказать, что звуковой анализатор стресса – очень интересное устройство, в состав которого входит доступная элементная база, которая не составляет особых проблем при конструировании. Данный прибор может изготавливаться в мелкосерийном и серийном производстве. С ним имеет смысл поработать, т. к. это устройство нового поколения.

Список литературы

1. Электронные данные. Режим доступа: http//www.ldetector.narod.ru
2. Nagymate C., Reinacs B. Детектор лжи // Радиомир. 2002. № 4. С. 32–33.
3. Nagymate C., Reinacs B. Детектор лжи // Радиомир. 2012. № 5. С. 30–33.

НАВИГАЦИОННАЯ УГЛОМЕРНАЯ АППАРАТУРА ДЛЯ РАЗМЕЩЕНИЯ НА БПЛА

Ф. В. Зандер, А. К. Дашкова

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

Представлены результаты создания перспективной угломерной навигационной аппаратуры потребителя для размещения на беспилотных летательных аппаратах. Дан краткий обзор полученных точностных характеристик, структурная схема и перечень решаемых аппаратурой задач.

Широкое применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) делает актуальной задачу определения не только местонахождения и скорости перемещения БПЛА, но и его пространственной ориентации (ПрО) в данный момент времени, определения динамики изменения ПрО и ряда других параметров, причем с повышенной точностью и быстродействием. В то же время для аппаратуры, размещаемой на БПЛА, действует ряд специфических требований, отсутствующих для других объектов размещения аппаратуры определения ПрО. Это ограничения по массе, по электропитанию, автономность в работе и т. д. Все это делает задачу разработки угломерной навигационной аппаратуры потребителя (УНАП), работающей по Глобальным навигационным спутниковым системам (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS, для определения ПрО с размещением на БПЛА не только актуальной, но и сложной технической и научной задачей.

К БПЛА, на которые целесообразно устанавливать УНАП, следует отнести БПЛА самолетного типа, квадрокоптеры, а также летно-подъемные средства типа аэростатов и дирижаблей.

Требования к погрешности определения ПрО, предъявляемые объектами размещения данного класса, в настоящее время определены недостаточно полно. Для ряда объектов, например радиоретрансляторов связи, устанавливаемых на летно-подъемных средствах, допустимая погрешность составляет ≈30 угловых минут. Однако даже такая сравнительно невысокая точность не обеспечивается магнитными датчиками с требуемой надежностью. Применение же в составе БПЛА инерциальных средств определения ориентации ограничено эффектами накопления погрешности определения ПрО, характерными для данного типа измерителей. Даже в случае использования инерциальной навигационной системы в составе БПЛА аэростатного типа, ее выставку практически невозможно осуществить без использования УНАП, поскольку объекты данного типа не могут находиться в неподвижном положении. Таким образом, применение современной УНАП с низким уровнем погрешности определения ПрО на данных объектах размещения могло бы решить многие из ранее не решаемых проблем.

Оценить вероятные требования к допустимой погрешности определения ПрО можно на примере гипотетического БПЛА, осуществляющего разведку координат удаленных целей с использованием лазерного дальномера, как показано на рис. 1.

При требуемой погрешности определения координат цели, например, 10 м на расстоянии 10 км допустимая погрешность определения значений ПрО составит ≈3,5 угловой минуты при использовании угломерной антенной системы с расстояниями между отдельными антенными модулями (АМ) ≈2 м.

Фактором, положительно влияющим на погрешность УНАП при размещении на БПЛА, следует считать отсутствие интенсивных отражений сигналов навигационных космических аппаратов (НКА) от подстилающей поверхности и местных предметов. Отражения от элементов конструкции БПЛА, как правило, незначительны.



Рис. 1. Вариант использования УНАП на БПЛА

В настоящее время АО «НПП Радиосвязь» (г. Красноярск) совместно с Сибирским федеральным университетом (СФУ) и рядом других предприятий разработана и успешно прошла испытания УНАП для размещения на объектах типа БПЛА, в которой применен ряд новых схемотехнических и программных решений, позволивших в разы повысить точность местоопределения и ПрО [1, 2].

Разработанная УНАП обеспечивает решение следующих основных задач, часть из которых ранее в российской УНАП не реализовывалась:

– поиск сигналов ГНСС, включая прямой поиск сигналов ГНСС ГЛОНАСС с санкционированным доступом без предварительного вхождения в режим слежения за сигналами с открытым доступом;

– работу по сигналам ГНСС ГЛОНАСС с санкционированным доступом при использовании режимов исключения и затруднения их несанкционированного использования;

– измерение по сигналам ГНСС псевдодальностей, псевдоскоростей, псевдофаз и разностей фаз сигналов несущей частоты, принятых разнесенными в пространстве (АМ);

– прием, автоматическое обновление (при изменении) и хранение альманахов ГНСС в течение не менее 60 суток после выключения УНАП;

– расчет ионосферных поправок с использованием информации в составе сигналов ГНСС и их учет при навигационных определениях;

– расчет ионосферных поправок по результатам измерений параметров сигналов НКА в одном диапазоне частот с использованием кодовых и фазовых измерений и их учет при навигационных определениях;

– расчет тропосферных поправок с использованием модельной информации и их учет при навигационных определениях;

– автоматическую непрерывную выработку привязанных ко времени (в том числе и к местному) значений текущих координат, составляющих и модули вектора скорости, углов пространственной ориентации;

– оценку уровня погрешностей, измеряемых и определяемых навигационных параметров, и формирование признаков недостоверности навигационно-временной информации;

– автономный контроль достоверности навигационных измерений и исключение недостоверных измерений (RAIM) за счет избыточности измерений;

– использование информации от нерадиотехнических измерителей (НРИ) навигационных параметров;

– работу в режиме A-GNSS (с приемом по цифровому интерфейсу альманахов, эфемерид НКА, координат потребителя с погрешностью не хуже 25 км и оцифровки шкалы времени с погрешностью не хуже 1 с);

– автоматический встроенный контроль технического состояния УНАП и выдача по цифровым интерфейсам информации о выявленной неисправности как при включении, так и во время работы УНАП без нарушения выполнения УНАП основных задач;

– ввод по цифровым интерфейсам переменных параметров работы (режимы работы, система координат, шкала времени, использование поправок на распространение сигналов, минимально допустимый угол возвышения рабочих НКА, скорость и темп обмена информацией, установки, при которых навигационные измерения и определения считаются достоверными, типы используемых сигналов и корректирующей информации, информация, необходимая для работы в режимах затруднения несанкционированного использования сигналов ГНСС ГЛОНАСС с частотным разделением и санкционированным доступом и др.), их автоматическое сохранение и восстановление при повторном включении;

– выдачу по цифровым интерфейсам навигационно-временной информации (псевдодальностей, псевдоскоростей, псевдофаз несущей частоты, разностей фаз сигналов несущей частоты, принятых разнесенными в пространстве АМ, эфемеридной информации, текущих координат, составляющих и модули вектора скорости, углов пространственной ориентации объекта, параметров вращения, и т. д.);

– прием и учет корректирующей информации от широкозонных дифференциальных систем в форматах СДКМ ГЛОНАСС и SBAS;

– формирование и выдачу через интерфейсы секундной метки времени и кода оцифровки метки времени, синхронизированных со шкалой времени (ШВ) UTC (SU) или системной шкалой ГНСС ГЛОНАСС;

При этом разработанная УНАП обеспечивает прием и обработку следующих типов сигналов ГНСС:

– LIOF, L1SF, LIOC, L1SC ГНСС ГЛОНАСС;

– сигналов ГНСС GPS, модулированных C/A кодами, в диапазоне частот L1;

– сигналов СДКМ ГЛОНАСС в диапазоне частот L1;

– сигналов SBAS в диапазоне частот LI GPS.

УНАП обеспечивает обработку сигналов ГНСС ГЛОНАСС с частотным разделением с литерами от минус 7 до 7. Общее количество каналов приема радиосигналов не менее 48. Распределение каналов приема радиосигналов осуществляется в автоматическом режиме.

В представляемой УНАП достигнуты следующие точностные характеристики:

– предельные (по уровню вероятности 0,95) аппаратурные погрешности определения навигационных параметров УНАП при использовании сигналов ГНСС ГЛОНАСС с частотным разделением в диапазоне L1, значениях пространственного геометрического фактора PDOP не более 3, составляют: плановые координаты в статике – 1,5 м; плановые координаты в динамике – 2,0 м; высота в статике – 2,0 м; высота в динамике – 3,0 м; составляющие вектора скорости в динамике 0,05 м/с;

– объект размещения УНАП может иметь следующие динамические характеристики: скорость – до 1500 км/ч; ускорение – до 50 м/с^2; рывок – до 30 м/с^3; угловую скорость (курс, тангаж, крен) – до 8 градусов в секунду; углы наклона объекта – до 40 градусов;

– предельные погрешности (по уровню вероятности 0,95) определения УНАП ПрО антенной системы при работе по реальному навигационному полю составляют:

– для базы между АМ, равной 2 м: угла курса – 3 угловые минуты; углов крена и тангажа – 4 угловые минуты;

– для базы между АМ, равной 1 м: угла курса – 6 угловых минут; углов крена и тангажа – 8 угловых минут.

УНАП конструктивно реализован в виде встраиваемого модуля массой 1,5 кг.

Основной используемой ГНСС для УНАП является ГЛОНАСС, при этом аппаратура реализует прием и обработку сигналов GPS с использованием результатов измерений по этим сигналам при решении навигационно-временной задачи (НВЗ), а также при определении ПрО в том случае, если встроенные алгоритмы контроля не выявят признаков недостоверности получаемой информации. Запрет использования сигналов GPS может быть также включен соответствующей командой, предусмотренной протоколом управления УНАП.

На рис. 2 представлена обобщенная структурная схема разработанной УНАП для размещения на объектах типа БПЛА, данный вариант рассчитан на использование серийных навигационных модулей (НМ), что приводит к снижению стоимости аппаратуры.

На схеме обозначены: А1 – антенный модуль; А2 – малошумящий усилитель; А3 – приемный блок типа «Малек-1»; А4 – бортовой вычислитель; 1, 2, 3 – ВЧ кабели; 4, 5 – интерфейсные кабели.

В состав УНАП входит три НМ «Малек-1». Один из модулей является ведущим (на рисунке ведущим показан модуль А3.1). Ведущий НМ выдаёт сигналы синхронизации на ведомые модули и выдаёт измерения радионавигационных параметров во внешнее вычислительное устройство через порт USB (или по COM-порту).

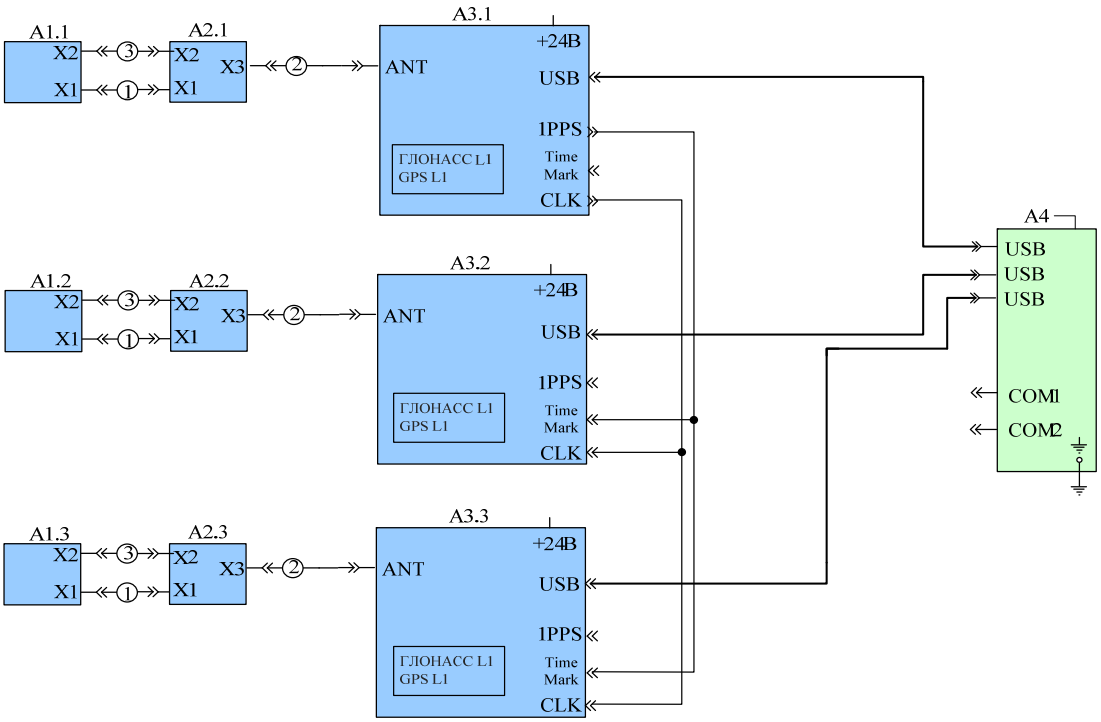


Рис. 2. Структура УНАП

Полученные значения погрешности определения ПрО, ориентировочно в 2–3 раза меньше, чем значения, обеспечиваемые лучшими современными образцами серийно

выпускаемой УНАП. Обеспечение требуемой погрешности измерения ПрО объектов типа БПЛА определило существенное улучшение характеристик разработанной УНАП, по сравнению с производимыми в настоящее время образцами, что позволяет считать предлагаемую УНАП аппаратурой нового поколения, имеющей улучшенные тактико-технические характеристики.

Список литературы

1. Патент № 2547840 Российская Федерация, МПК[7] G01S5/02. Устройство для определения пространственной ориентации объекта / Гребенников А.В., Зандер Ф.В., Кондратьев А.С., Кудревич А.П., Сизасов С.В., Ячин А.В. // ФГАОУ ВПО Сибирский федеральный университет (RU), заявл. № 2014107449/07 от 26.02.2014; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 10.

2. Гребенников А.В., Зандер Ф.В., Дашкова А.К, Кудревич А.В., Ячин А.В. Определение пространственной ориентации наземных и космических объектов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 118–122.

ПОВЫШЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАСЧЕТА КОРРЕЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ ЗА СЧЕТ ОПТИМИЗАЦИИ АЛГОРИТМА РАБОТЫ С ПАМЯТЬЮ

Д. А. Елизаров, А. В. Александров

Омский государственный университет путей сообщения
644046, г. Омск, пр. К. Маркса, 35
E-mail: elizarovda@gmail.com

Описываются алгоритмы вычисления корреляции дискретных сигналов, производится сравнение количества арифметических операций, составляющих основные затраты при выполнении алгоритма расчета, а также расчет временных затрат на их выполнение. Предложен алгоритм, повышающий скорость обработки данных за счет уменьшения количества операций по работе с памятью в программе.

Цифровая обработка сигналов является основой любой современной системы коммуникации и радиосвязи [1]. Корреляция сигналов играет одну из основополагающих ролей при работе с дискретными данными. Она может использоваться при разработке конечных импульсных фильтров (КИХ), при обработке различных изображений и т. д.

В своей основе корреляция представляется как перемножение двух сигналов x и h, имеющих количество отсчетов N и M соответственно. При использовании базового механизма вычисления корреляции мы получим количество математических операций, представляющее собой произведение размерностей сигналов. В частном случае, если размерности одинаковые, количество операций умножения будет пропорционально квадрату размерности сигналов [2]. При значительном увеличении количества отсчетов в каждом из сигналов математическая сложность вычисления корреляции существенно возрастает.

Одними из основных подходов к решению этой проблемы являются применение аппарата быстрого преобразования Фурье и разделение используемых сигналов на несколько более коротких частей. При использовании методов на базе БПФ необходимо выполнение подготовительных операций, заключающихся в расширении сигналов до удвоенного количества отсчетов каждого сигнала. При работе методов будут производиться два вычисления прямого преобразования Фурье и одно обратного преобразования над результатом перемножения прямых преобразований. Несмотря на кажущуюся сложность алгоритма, общая математическая сложность будет снижена и составит [3]:

$$N_* = C \cdot N \cdot \log_2 N,$$

где N_* – количество операций умножения; C – постоянная составляющая, зависящая от количества дискретных отсчетов во входном сигнале.

В случае использования методов разделения сигналов будут получены несколько коротких последовательностей, для которых вычисление корреляции будет занимать меньшее количество времени. Например, при разделении сигнала размерности N на две равные части количество умножений получится

$$\frac{3}{4} \cdot N^2.$$

Временные затраты на подготовку этих последовательностей будут занимать незначительное время по сравнению с остальным алгоритмом.

Рассмотрим схему работы алгоритма разделения более подробно. При сокращении времени обработки сигналов возрастает необходимость использования дополни-

тельного объема памяти для хранения полученных коротких последовательностей, количество которых постоянно увеличивается на каждой итерации алгоритма расчета, соответственно возрастает количество операций по обращению к этой памяти. При вычислении корреляции трех сигналов половинной длины объем требуемой памяти возрастает в 1,5 раза на каждом шаге вычисления (рис. 1). Часть команд обращения к памяти в зависимости от архитектуры процессора может быть скрыта за счет их параллельного выполнения, но основная часть будет снижать эффект от уменьшения арифметической сложности алгоритма. В некоторых ситуациях будет происходить обратный эффект – время вычисления корреляции будет возрастать.

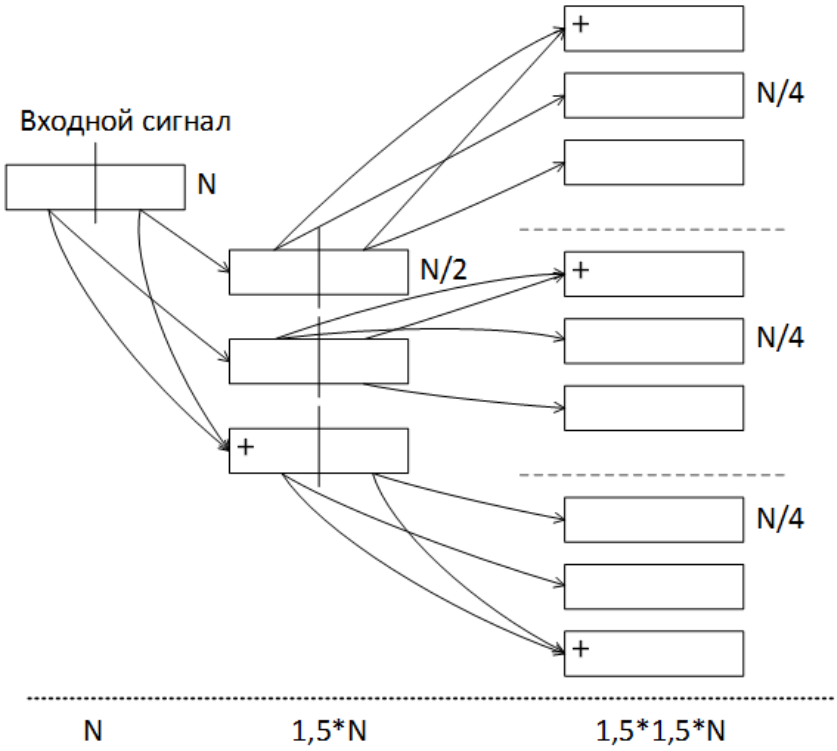


Рис. 1. Схема метода разделения сигналов

В качестве мер по оптимизации данного метода можно предложить алгоритм, использующий в своей основе все то же разделение входных сигналов на более короткие, но при этом будет уменьшено требуемое количество дополнительной памяти (а в случаях коротких сигналов не будет требоваться совсем), а следовательно, будет значительно уменьшено количество операций по обмену данными при работе алгоритма вычисления корреляции [4].

Основная работа алгоритма заключается в разделении исходного сигнала на три части. Две операции корреляции будут вычисляться с помощью обычных быстрых методов расчета (рис. 2). Получаемые значения будут сохраняться в памяти устройства. Новый дополнительный массив данных будет использоваться для хранения полученных четных и нечетных отсчетов сигналов, которые будут сдвигаться относительно друг друга. Использование дополнительного массива позволит избежать необходимости пересылки данных при работе алгоритма из других мест. Последняя часть данных будет рассчитываться по основной формуле для вычисления корреляции, не требующей хранения промежуточных результатов, и представлять собой результат суммирования четных и нечетных отсчетов. Каждый полученный отсчет будет складываться с

соответствующими рассчитанными отсчетами первых двух последовательностей. Соответственно, дополнительная память для хранения данных не требуется [5].

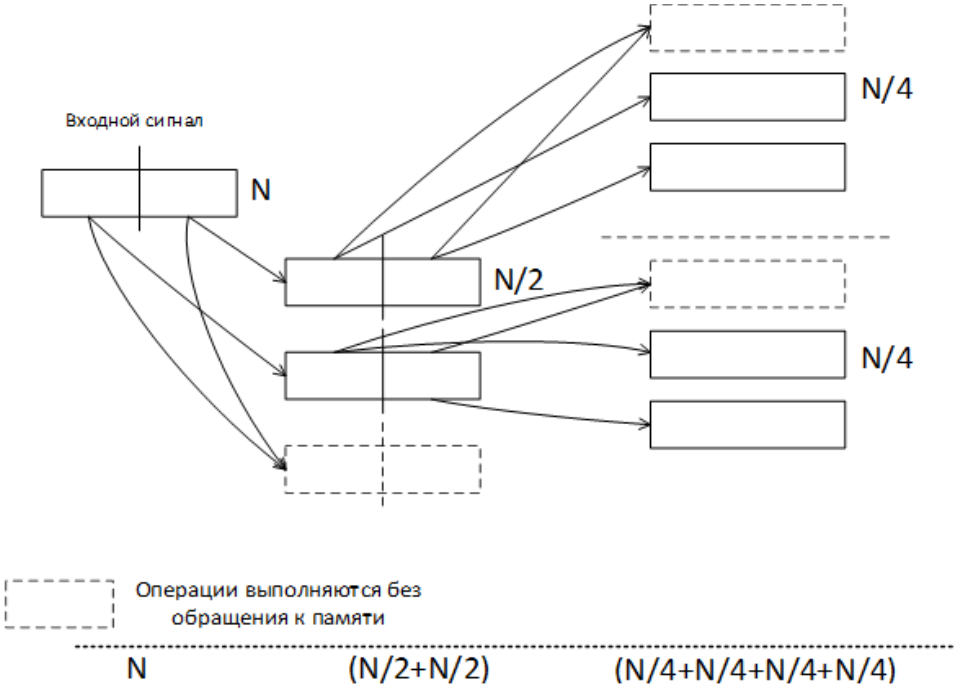


Рис. 2. Модифицированный метод разделения сигналов

Основным недостатком измененного алгоритма является невозможность использования быстрых алгоритмов вычисления корреляции при расчете сигналов «на лету». При дальнейшем разбиении сигналов и использовании рекуррентных вычислений возрастает количество арифметических операций. Несмотря на это, предлагаемый алгоритм позволяет получать более быстрые программы, рассчитывающие корреляцию при использовании устройств с различной архитектурой и аппаратными возможностями.

Для подтверждения представленного описания была выполнена программная реализация описанных выше методов и проведено сравнение временных затрат на различных устройствах при работе с сигналами различной длительности. Измерение времени расчета корреляции производилось несколько раз для получения более объективных данных (рис. 3–5).

Рис. 3 показывает выборку из 10 результатов работы программы подсчета времени выполнения различных алгоритмов корреляции на ПЭВМ AMD Phenom II 4 ГГб 3,4 ГГц. Расчет времени работы каждого метода показал, что, независимо от количества дискретных отсчетов сигналов, затрачиваемое время на быстрый и предлагаемый методы всегда меньше времени метода прямого вычисления корреляции, причем предлагаемый метод позволяет еще сократить временные затраты больше обычного быстрого метода.

В некоторых случаях возникает необходимость обрабатывать цифровые сигналы с использованием планшетных компьютеров или смартфонов, чьи аппаратные средства проигрывают персональным ЭВМ. Рис. 4 отображает время, затрачиваемое на математический расчет корреляции сигналов описываемых методов при различном числе отсчетов входных сигналов (от 20 до 250) на двухъядерном смартфоне под управлением ОС Android тактовой частотой 1,2 ГГц и оперативной памятью 1 ГБ.

Рис. 5 отображает длительность расчета корреляции каждого описанного метода в относительных единицах (относительно данных, приведенных на рис. 4), где в качестве

точки отсчета берется время выполнения расчета корреляции сигналов с помощью прямого метода.

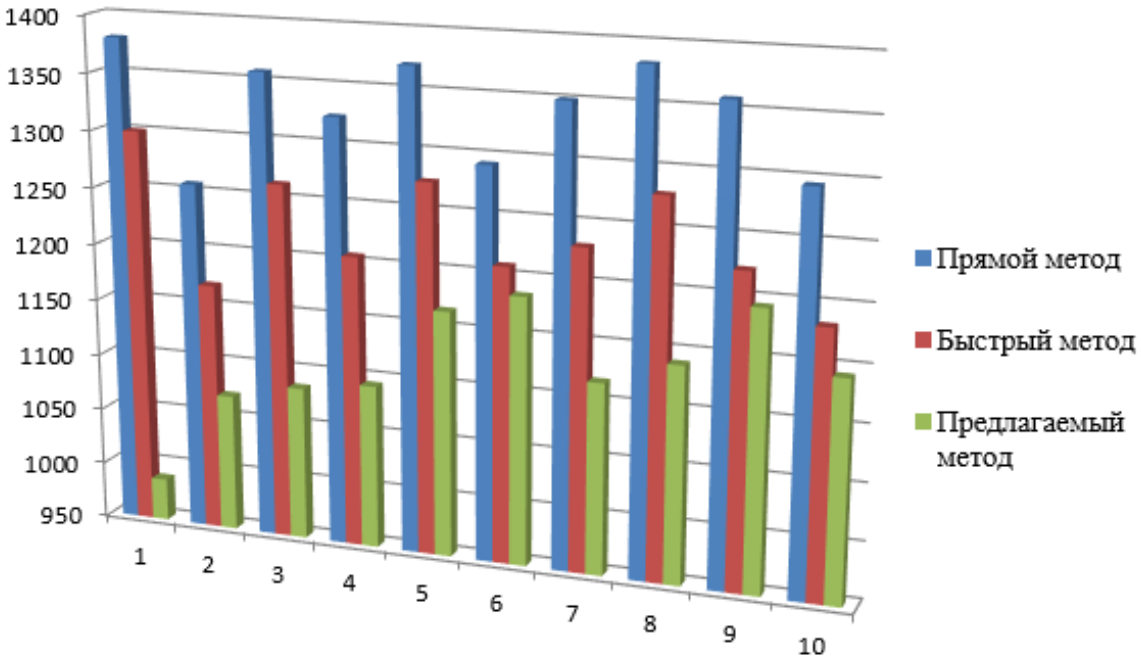


Рис. 3. Временные затраты при работе трех методов на AMD Phenom II 4 ГГб

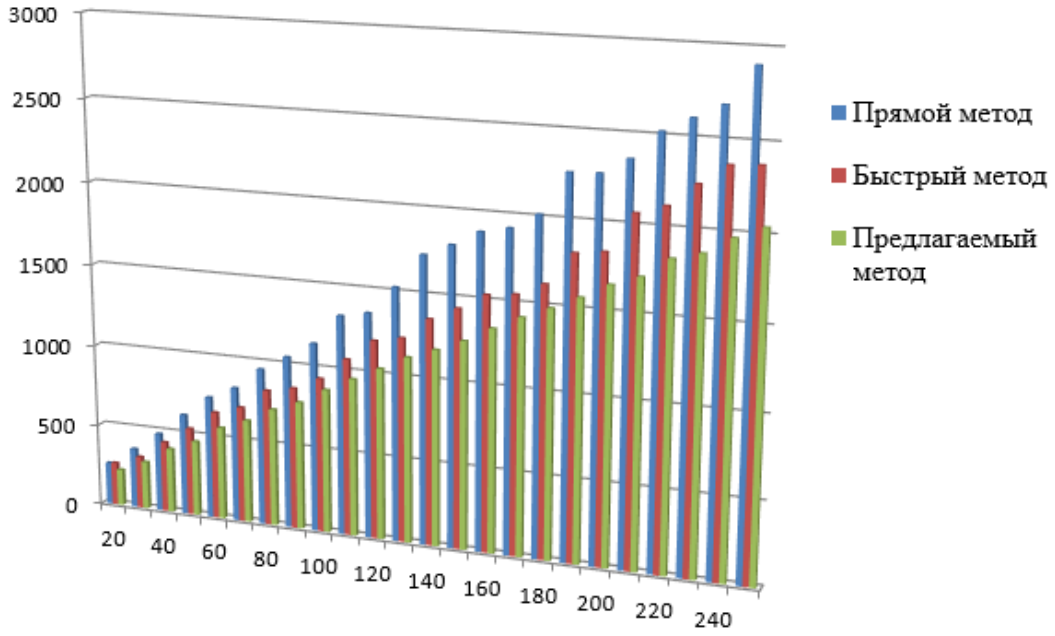


Рис. 4. Усредненные затраты работы методов при входном сигнале различной длительности на Android-устройстве

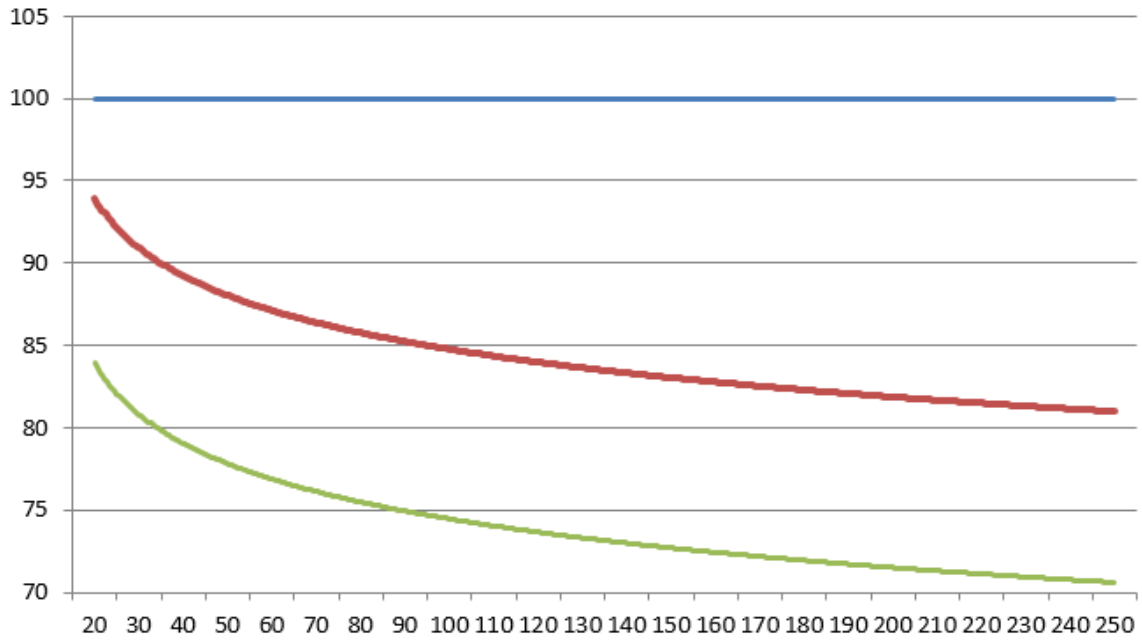


Рис. 5. Относительная шкала скорости трех алгоритмов

На рисунке видно, что использование быстрых методов расчета корреляции позволяет экономить от 10 до 20 % времени по сравнению со стандартным алгоритмом перемножения отсчетов. Предлагаемый алгоритм позволяет сократить время вычисления еще примерно на 10 процентов даже при увеличении длительности сигналов.

Список литературы

1. Система скрытой передачи информации на базе квазиортогональных сигналов [Текст] / Е.А. Альтман, А.Г. Малютин, В.В. Фомин, С.Н. Чижма // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 11 (28). М.: Изд-во Радиотехника. С. 26–31.

2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие [Текст]. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

3. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход [Текст]; под ред. А.В. Назаренко. М.: Изд. дом «Вильямс», 2008. 992 с.

4. Альтман Е.А., Грицутенко С.С. Повышение эффективности метода перекрытия с накоплением для вычисления дискретной свертки [Текст] // Вопросы радиоэлектроники. 2010. № 3. М. Центральный научно-исследовательский институт экономики, систем управления и информации «Электроника». С. 88–96.

5. Захаренко Е.И. Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции // Современные проблемы радиоэлектроники. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. С. 111–115.

МАЛОГАБАРИТНОЕ УСТРОЙСТВО СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ СИСТЕМЫ IRIDIUM ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В БПЛА

С. Е. Копылов, Ж. Б. Абдылдаев, П. В. Шаршавин

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

Представлен выбор оптимального оператора спутниковой связи, также обоснован выбор данного оператора для осуществления связи с БПЛА. Спроектирована и разработана плата сопряжения с основным модулем Иридиум. Приведена структурная схема и трехмерная модель разработанного устройства.

С каждым годом растёт спрос на использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных сферах жизни человека. Увеличение времени автономного полёта приводит к увеличению покрываемой дистанции в воздухе. В этой связи становится проблемой обеспечение связи и обмена данными с наземной станцией на достаточно больших расстояниях, ввиду отсутствия радиовидимости, что обусловлено рельефом местности, кривизной земной поверхности, высотой полёта и другими факторами. Оборудование на борту, дающее возможность держать связь в пределах поверхности Земли, позволяет: вести поиск вышедшего из строя дорогостоящего БПЛА более эффективно; получать телеметрию из самых удалённых областей Земного шара; подавать команды, корректирующие программу полёта; осуществлять аварийную сигнализацию. Представленную проблему предлагается решить с помощью применения спутниковой связи.

На данный момент используется два способа расположения орбитальных группировок спутников связи на орбите Земли. Космические аппараты находятся на геостационарной орбите, высота которой составляет 35 786 км, а период обращения спутника вокруг Земли 23 часа 56 минут 4,091 секунды, что соответствует звёздным суткам. Такое положение позволяет удерживать космические аппараты в одной точке на небосводе. Спутниковую связь данного типа осуществляют операторы Турайя (Thuraya) и Инмарсат (Inmarsat). Международная организация морской спутниковой связи (International Maritime Satellite Organization) [1] – Inmarsat изначально создавалась для обеспечения надёжной связью морских судов, особенно при бедствиях. Она является самой крупной в мире сетью спутниковой связи на геостационарной орбите, насчитывающей около 14 активных космических аппаратов. Даже при том, что представленные операторы предлагают и сухопутную связь, данный способ расположения спутников на орбите над экватором носит существенный недостаток, так как была начальная цель использования на открытой воде. Чем выше широта зон полета БПЛА, тем ниже для него окажется положение спутника на горизонте и на пути сигнала могут возникать преграды в виде гор, лесов, строений, оставляющих аппарат без связи. Уже в районе Норильска, на севере России, будут продолжительные перебои связи БПЛА с наземной станцией. На архипелаге Новая Земля с его сложным рельефом местности и близким расположением к Северному полюсу применение данных сетей обречено на провал. Ещё более усугубляет возможность использования геостационарных группировок то, что для связи со спутником требуется применять массивные узконаправленные антенны. Такое ограничение существует по причине большой удалённости спутников от Земли, соответственно вносящего требования к большой мощности сигнала.

Для построения спутниковых сетей связи также применяется расположение космических аппаратов на низких орбитах [2]. Расположение космических аппаратов у поверхности Земли на высоте примерно 1000 км позволяет в большей мере уменьшить

габариты наземных модулей из-за низкой мощности сигнала, требуемой для связи со спутником. Но при этом становится необходимо в разы больше спутников на орбите для покрытия такой же площади поверхности Земли, следовательно, связь обходится дороже. Такая конфигурация позволяет обеспечить связью всю площадь Земли, независимо от преград, создаваемых горным рельефом, лесными массивами, строениями и прочими объектами. Данным способом расположения спутников на орбите пользуются операторы Глобалстар (Globalstar), Иридиум (Iridium), Орбком (Orbcomm), Гонец. На момент написания статьи только спутниковая сеть оператора Иридиум [3] отвечает жёстким требованиям обеспечения бесперебойной связи на БПЛА в любой точке Земного шара.

Сеть оператора Iridium предпочтительна по той причине, что является единственной системой гражданской спутниковой связи, покрывающей всю поверхность Земли с учётом полярных областей, также она продолжает своё развитие, выводя на орбиту второе поколение спутников, тем самым наращивая мощности. Имеет самую многочисленную орбитальную группировку спутников количеством 66 единиц, что обеспечивает минимальную задержку сигнала.

Разработанное устройство представляет из себя полудуплексный модем спутниковой системы связи, служащий для приёма и передачи данных, и модуль дополнительной платы [4], служащий для обработки, формирования данных и взаимодействия с модемом. Также на дополнительной плате размещён механически более прочный высокочастотный разъём SMA для надёжного соединения устройства с антенной.

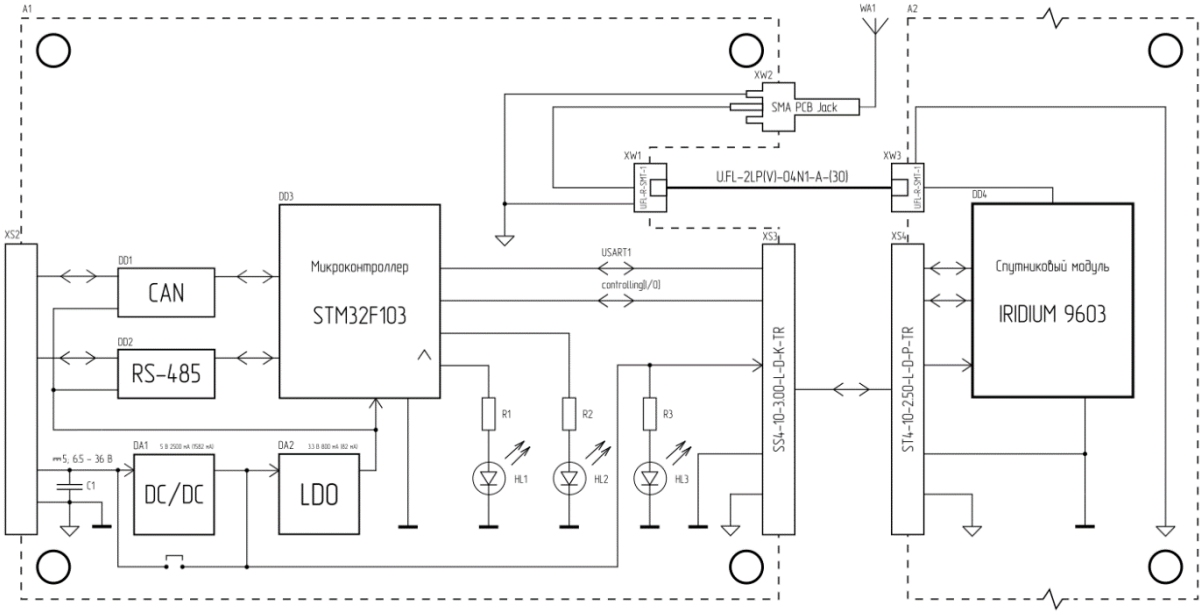


Рис. 1. Структурная схема разработанного устройства

Модемом является модуль Iridium 9603, имеющий компактный размер 30×32×8 мм и разъём для обеспечения сопряжения с дополнительной платой по интерфейсу RS-232. В данном модуле не применяется блок идентификации абонента (SIM), распознавание устройства происходит с помощью международного идентификатора мобильного оборудования (IMEI). Модем обеспечивает полудуплексный метод передачи данных с разделением по времени (TDD). Режимы мультиплексирования TDMA и FDMA. Передача данных ведётся пакетами небольшого размера: до 340 байт для исходящих и 270 байт для входящих сообщений. Задержка сигнала не превышает одной ми-

нуты. В режиме ожидания и приёма потребляемый ток в среднем составляет 45 мА, передачи 195 мА и пиковый ток может доходить до 1,5 А. Напряжение питания 5 В ± 0,2 В. Средняя потребляемая мощность 1 Вт. Модуль работает в диапазоне частот 1616–1626,5 МГц. Волновое сопротивление канала 50 Ом. Вес модуля составляет порядка 12 г, рабочая температура находится в пределах от –35 до +75 °С.

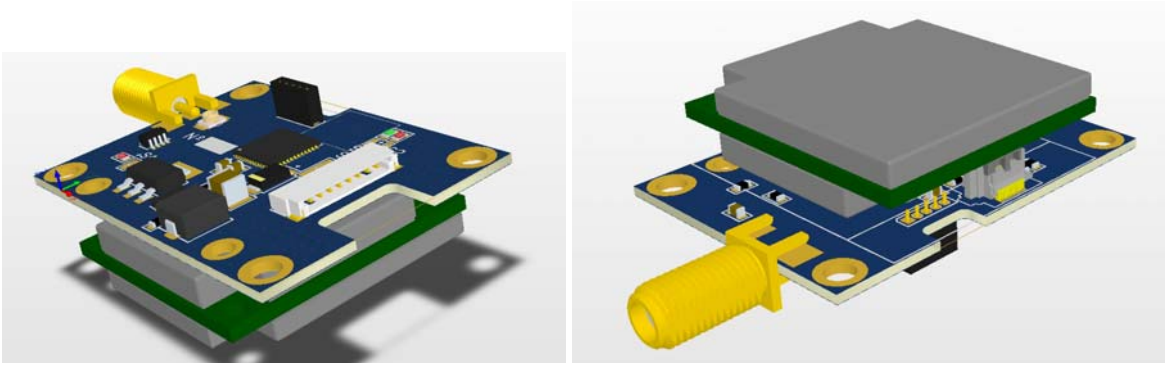


Рис. 2. 3D-модель дополнительной платы устройства

Согласно рис. 1 дополнительная плата состоит из:
системы питания,
интерфейсов RS-485 и CAN,
центрального управляющего микроконтроллера,
светодиодных индикаторов для пусконаладки устройства.

Питание модуля Iridium 9603 осуществляется синхронным DC/DC-преобразователем с высоким показателем КПД, более 90 %, с выходным напряжением 5 В. Остальная электроника дополнительной платы питается напряжением 3,3 В, уровень которого обеспечивается линейным стабилизатором ввиду небольшой суммарной нагрузки и соответственно потерям мощности. Защиту от обратного напряжения в цепи питания обеспечивает диод Шоттки. Для применения стабильной цепи питания 5 В непосредственно с борта летательного аппарата используется перемычка S1. Установка перемычки S1 позволяет отказаться от дорогостоящего DC/DC-преобразователя и его обвязки. Таким образом, можно снизить цену конечного устройства. На плате установлены интерфейс RS-485, применяемый для связи с автопилотом БПЛА, и интерфейс CAN как резервная линия связи, в том числе для вспомогательных целей.

Плата модема Iridium 9603 оснащена радиочастотным соединителем UFL-R-SMT-1 для осуществления подключения антенны. По причине низкой механической прочности данный соединитель является недостатком, мешающим эксплуатации модема на БПЛА в условиях повышенной вибрации. Чтобы избежать внесения изменений в конструкцию модема, было применено решение оснастить дополнительную плату механически прочным разъёмом SMA и провести согласованную высокочастотную линию от него до соединителя UFL-R-SMT-1.

Управление устройством осуществляется с помощью микроконтроллера STM32F103 на базе ядра ARM Cortex-M3 с тактовой частотой до 72 МГц, разрядностью 32 бита, объёмом оперативной памяти 20 кб и flash-памяти 128 Кб. Рабочая температура от –40 до +85 °С. Выбранный микроконтроллер позволяет подключить интерфейсы CAN, I2C, SPI, USART, USB. Имеет 2 канала АЦП с разрешением 12 бит, 37 портов ввода/вывода и 4 таймера/счетчика. Контроль модема Iridium производится с помощью АТ-команд от микроконтроллера.

Iridium использует два основных типа АТ-команд: базовый и расширенный. Эти два типа различаются синтаксисом, используемым для запроса и настройки параметров устройства. АТ-команда представляет собой строку символов, отправленных во время, когда модем находится в командном режиме. Командная строка имеет префикс, тело и завершающий терминатор. Префикс состоит из ASCII строки «AT» или «at». Тело – это строка команд, ограниченная печатными символами ASCII. По умолчанию терминатор является символом «CR». Возможно объединение команд при разделении их точкой с запятой.

На рис. 2 представлена трехмерная модель разработанного устройства, созданная в среде проектирования *Altium Designer* [4]. Выполнение схем структурной и функциональной осуществлялось в графическом редакторе Inkscape.

Полученное устройство может использоваться для ведения поисковых работ выполнившего аварийную посадку БПЛА. Использованный оператор связи позволяет искать БПЛА в лесных и горных массивах. Сигнал связи будет передан в момент пролёта спутника над устройством. Стоимость современных летательных аппаратов оправдывает установку на их борт данного устройства. Устройство даёт возможность передачи телеметрии на наземную станцию в режиме реального времени. Телеметрия является ключевым фактором в современном авиастроении. Инженеры могут обрабатывать огромное количество данных, собираемых в ходе пробных полётов и использовать их для соответствующей модернизации БПЛА и достижении при этом оптимальных характеристик. Инженеры имеют возможность обновлять калибровки в режиме реального времени, когда БПЛА находится в воздухе. Команды могут изменять режимы работы двигателей, отключать и включать отдельные датчики и исполнительные механизмы. Появляется возможность более эффективно исследовать удалённые районы поверхности планеты.

Список литературы

1. Бородич С.В. «Интерспутник» – Международная система спутниковой связи // Электросвязь. № 11.

2. Низкоорбитальная система спутниковой связи [Электронный ресурс]. URL: http://www.findpatent.ru/patent/249/2496233.html (дата обращения: 15.12.2017).

3. Iridium Communications Inc. [Электронный ресурс]. URL: https://www.iridium.com (дата обращения: 15.12.2017).

4. Лопаткин А.В. Проектирование печатных плат в Altium Designer. М.: ДМК Пресс, 2016. 402 с.

5. Батурин Т.Н., Сушков А.А., Боев Н.М. Разработка автономного приемопередающего устройства спутниковой связи с функцией бортового регистратора для беспилотных летательных аппаратов // Современные проблемы радиоэлектроники. 2014. С. 22–25.

6. Копылов С.Е., Батурин Т.Н., Сушков А.А. Проектирование и разработка устройства подвижной спутниковой связи для беспилотных летательных аппаратов // Решетневские чтения. 2017. С. 272–273.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В СРЕДЕ SIMULINK

Ю. Э. Бужерак, Д. Г. Краус, И. В. Горбачев (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: giv.uln@gmail.com

На функциональном уровне рассматривается построение модели системы радиолокации, описываются основные функциональные блоки и их назначение. Приведена реализация отдельных модулей средствами Simulink.

В современных реалиях инженерного образования в России все большую популярность получают виртуальные лабораторные стенды. Этот процесс является закономерным в силу экономической составляющей, но, учитывая существующие высокие требования к выпускникам инженерных университетов и постоянно сокращающиеся временные ресурсы на подготовку, виртуальные лабораторные стенды могут дать дополнительные возможности для повышения качества знаний и формирования умений и опыта инженерной деятельности [1].

Существующее множество систем моделирования создает широкие возможности для решения задач моделирования и анализа радиолокационных систем. В первом приближении для моделирования РЛС достаточно разработать упрощенную функциональную модель (рис. 1), которую в дальнейшем можно будет реализовать с использованием различных сред моделирования, например Simulink.

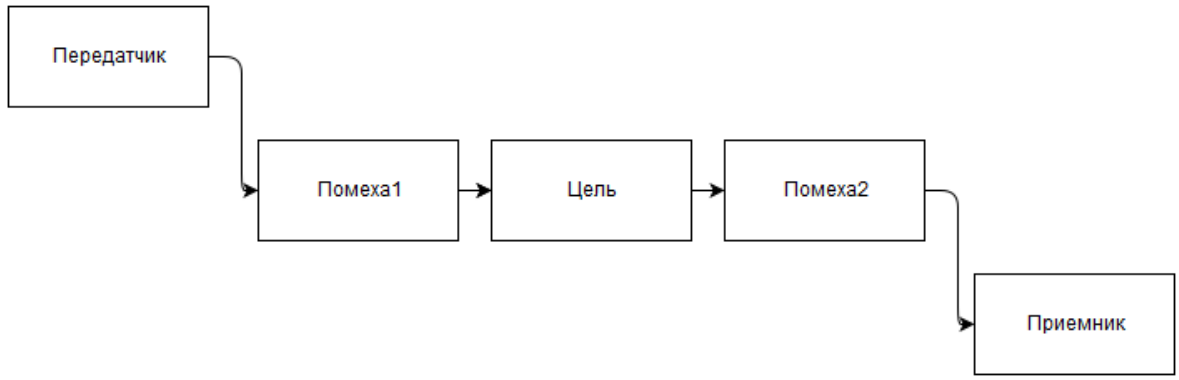


Рис. 1. Упрощенная функциональная модель РЛС

Блок «Цель» представляет собой конечный набор параметров целей, которые можно выбрать для исследования характеристик эхо-сигнала. Для формирования модели РЛС использовались следующие характеристики: эффективная отражающая поверхность (ЭПР) функция распределения ЭПР по поверхности объекта. Для исследований сформирована таблица характеристик самолетов F-16 и F-35. В дальнейшем данный перечень можно расширить.

Блоками «Помехи1» и «Помехи2» можно задавать как активные так и пассивные помехи. Данные блоки могут работать в следующих режимах: отключен, активные помехи, пассивные помехи. Значения параметров помех можно задавать. При необходимости рассмотреть РЛС в идеальных условиях, воздействие данных блоков можно отключить.

На выходе из блока «Передатчик» формируется сигнал, передаваемый на антенну. Одним из важнейших модулей и «Приемника», и «Передатчика» является модуль «Ге-

нератор», которым задаются несущая частота зондирующего сигнала, длительность и период повторения импульсов, а также число импульсов в пачке. На рис. 2 приведена схема импульсного генератора, реализованная средствами Simulink.

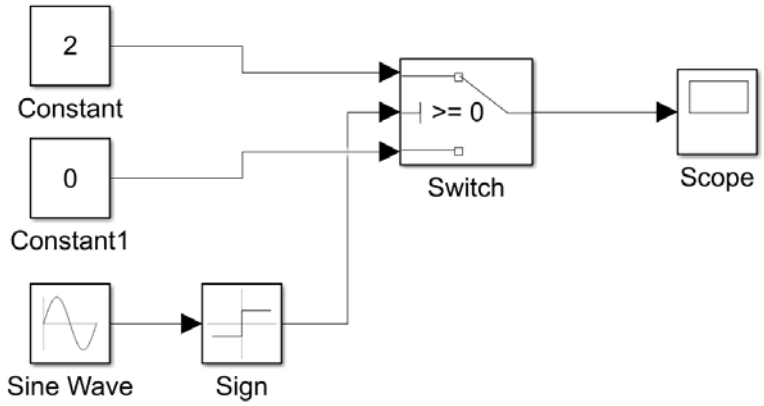


Рис. 2. Импульсный генератор

В блок «Приемник» (рис. 3) поступает отраженный от цели сигнал. Принятый сигнал поступает на усилитель высокой частоты, где происходит его предварительное усиление. Далее он поступает на смеситель, где смешивается с сигналом, сгенерированным задающим генератором и умноженным в (n – 1) раз, для получения сигнала промежуточной частоты.

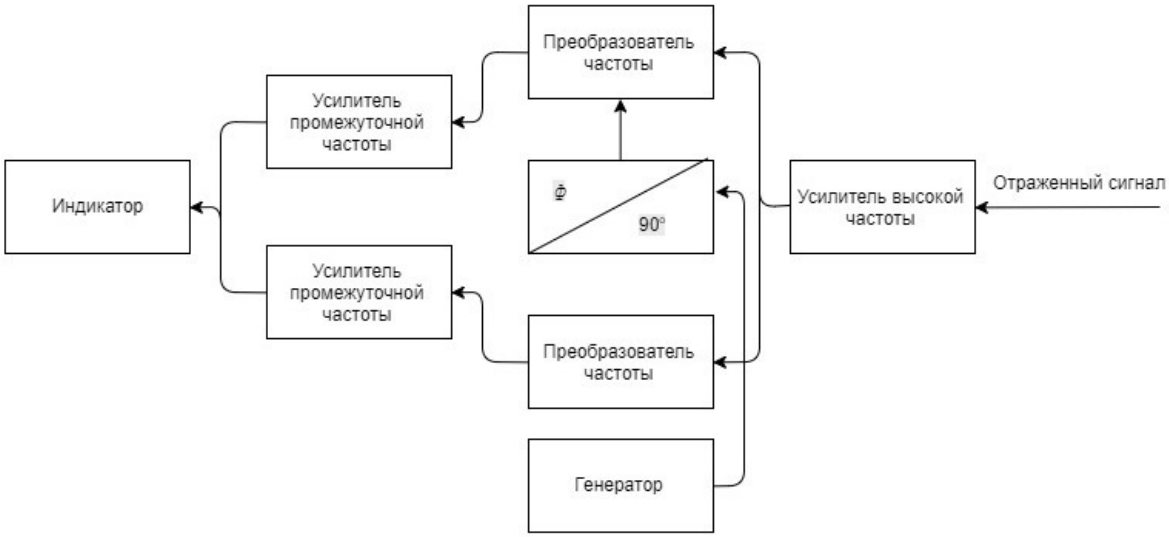


Рис. 3. Функциональная схема блока «Приемник»

На каждом этапе обработки сигнала выводятся временные диаграммы, отображающие результат работы блока. В блоке можно изменять и подбирать параметры подстроечных величин, например коэффициент усиления.

Для сравнения эхо-сигнала с искомым реализована схема на Д-триггерах (рис. 4). Демодуляция сигнала осуществляется когерентным демодулятором, содержащим два квадратурных канала, состоящих из перемножителя и интегратора со сбросом решающего устройства. Каждый канал реализует оптимальный алгоритм приема двух противоположных сигналов.

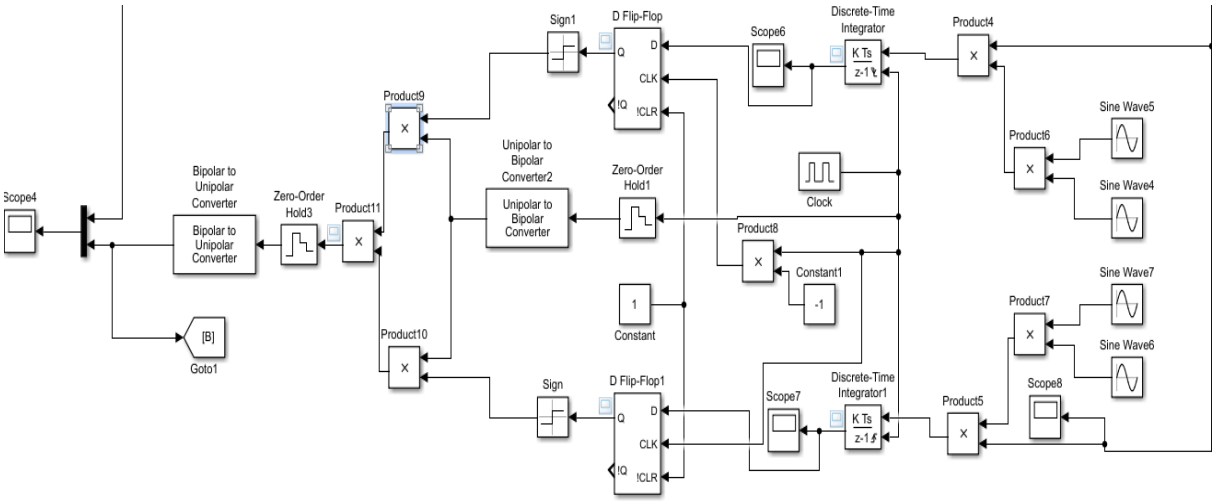


Рис. 4. Когерентный демодулятор

Декомпозиция и усложнение представленной в статье функциональной модели в перспективе позволит получить виртуальный лабораторный стенд, реализованный в виде имитационной модели, для исследования основных характеристик РЛС. Стенд возможно будет использовать и для научно-исследовательской работы студентов, например, при исследовании современных рекуррентных алгоритмов обнаружения [2, 3] и оценивания [4] в реальном времени разности времен прихода радиоимпульсов с пространственно разнесенных приемников.

Список литературы

1. Горбачев И.В., Краус Д.Г., Бужерак Ю.Э. Виртуальный лабораторный стенд для имитационного моделирования радиолокационных систем // Радиотехника. 2017. № 12. С. 20–23.

2. Tashlinskii A.G., Tsaryov M.G. Detection of radio pulses in unfiltered signals received by spatially distributed receivers // Procedia Engineering. 2017. V. 201. P. 296–301. DOI: 10.1016/j.proeng.2017.09.637.

3. Ташлинский А.Г., Царёв М.Г. Обнаружение радиоимпульсов по нефильтрованным сигналам с пространственно разнесенных приемников // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2017): Сб. тр. III междунар. конф. и молодежной школы 25–27 апреля. Самара: Новая техника, 2017. С. 576–580.

4. Ташлинский А.Г., Топорков Н.В., Потапова Т.П., Царев М.Г. Алгоритм оценивания временного сдвига радиоимпульсов с разнесенных приемников // Радиотехника. 2015. № 6. С. 24–28.

ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТА В ЗАДАННОЙ ЧАСТИ ЗОНЫ В ПАССИВНОЙ СЕЙСМИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ (ПСЛ)

Д. В. Могунов, А. А. Спектор

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

Работа посвящена разработке алгоритма обнаружения объектов в заданной части зоны наблюдения пассивного сейсмического локатора. Разработаны алгоритм вычисления вероятности правильного обнаружения объекта в заданной зоне, алгоритм регистрации времени прихода сигнала на датчике пассивного сейсмического локатора, моделирование данных алгоритмов в среде Matlab.

Решение локационных задач в пассивной сейсмической локации (ПСЛ) основано на регистрировании сейсмических волн, возбуждаемых в грунте объектом наблюдения, и дальнейшей обработке сейсмических сигналов по определенным алгоритмам, решающим те или иные локационные задачи. Одной из специфических задач ПСЛ является обнаружение объекта в некоторой зоне с очерченными границами, называемой далее зоной контроля, составляющей часть общей зоны нормального функционирования системы ПСЛ (рис. 1).

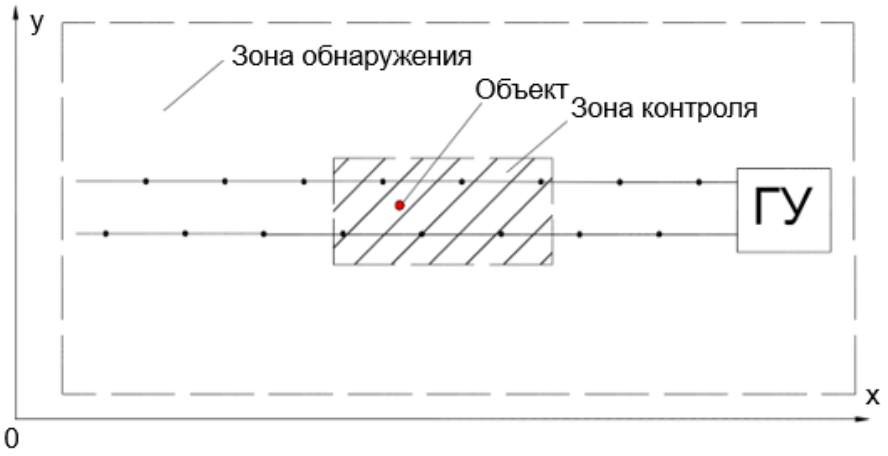


Рис. 1. Схема сейсмического локатора

Предложенный здесь метод основан на вычислении апостериорного распределения $p(x, y|\tau)$ декартовых координат x, y наблюдаемого объекта при известных (предварительно измеренных) относительных задержках сигналов τ на некоторой совокупности сейсмических датчиков, входящих в состав системы.

Из-за наличия сейсмического фона наблюдается разброс измеренных временных задержек, который характеризуется распределением временных задержек в точке x, y. При этом априорное распределение координат положения объекта является равномерным по всей зоне обнаружения, и апостериорное распределение вероятностей имеет вид:

$$p(x,y|\tau) = p_{pr}(x,y) \cdot w(\tau|x,y) \cdot c,$$

где $p_{pr}(x,y)$ – априорное распределение координат положения объекта; $w(\tau|x, y)$ – распределение временных задержек в точке x, y (функция правдоподобия).

Нормирующий коэффициент

$$c = \frac{1}{\sum p_{pr}(x,y) \cdot w(\tau|x,y)}$$

определяется из выражения

$$p(x,y|\tau) = \sum p_{pr}(x,y) \cdot w(\tau|x,y) \cdot c = 1.$$

Примем распределение временных задержек гауссовским, что вполне согласуется с экспериментальными данными при небольших расстояниях от объекта до сейсмических приемников, когда полезный сигнал имеет заметное превышение над фоном:

$$w(\tau|x,y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D(x,y)}} e^{\{-\frac{[\tau - \bar{\tau}(x,y)]^2}{2D(x,y)}\}},$$

где $\bar{\tau}(x,y)$ – вектор ожидаемых задержек при нахождении объекта в точке x, y; τ – вектор измеренных временных задержек; $D(x,y)$ – дисперсия временных задержек. Элементы вектора задержек τ образуются при обработке сигналов различных датчиков, поэтому их совместное распределение $w(\tau|x,y)$ является произведением локальных распределений $w(\tau_i | x,y)$:

$$w(\tau|x,y) = \prod_{i=1}^{N} w(\tau_i | x,y) = \prod_{i=1}^{N} \frac{1}{\sqrt{2\pi D(x,y)}} e^{\{-\frac{[\tau - \bar{\tau}_i(x,y)]^2}{2D(x,y)}\}}.$$

Минимальное количество сработавших датчиков, при котором возможно определение координат, равно трем. Таким образом, вектор τ имеет три временных задержки и три локальных распределения (рис. 2).

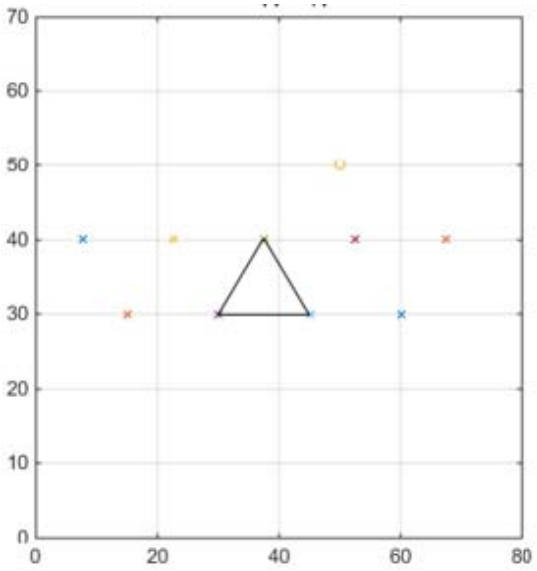


Рис. 2. Зона наблюдения сейсмического локатора

Пример апостериорного распределения, полученного при обработке минимально достаточного числа сейсмических сигналов, показан на рис. 3. Его дисперсия достаточ-

но велика, что приводит к значительным вероятностям ошибок при обнаружении объекта в зоне контроля.

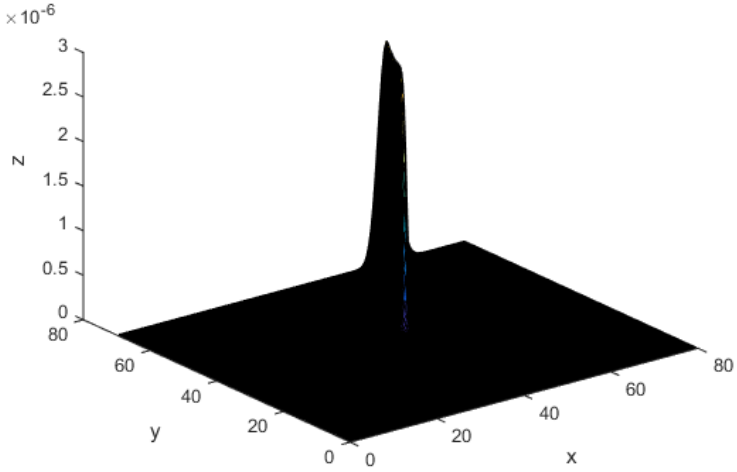


Рис. 3. Результирующее распределение временных задержек

Поскольку зона обнаружения не велика, то количество сработавших датчиков больше и равняется 5–7, что существенно уменьшает размытость объекта и увеличивает вероятность обнаружения (рис. 4).

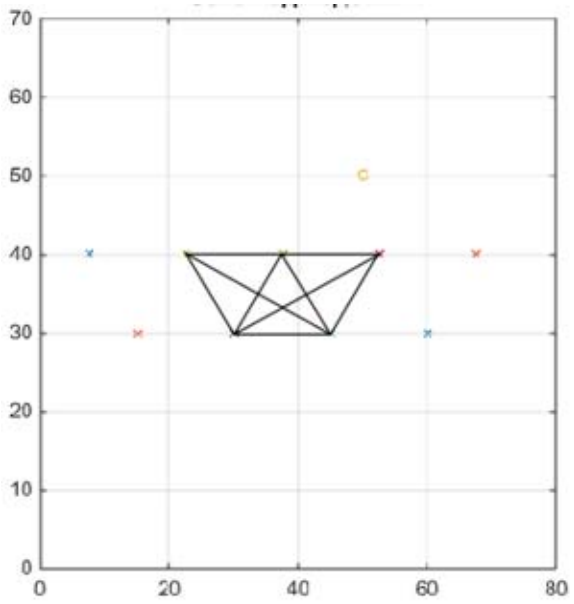


Рис. 4. Зона наблюдения сейсмического локатора

При группе из большего числа датчиков резко улучшается результат, апостериорное распределение вероятностей более похоже на двумерную δ-функцию. Что говорит о нахождении объекта в определенной точке с большей вероятностью (рис. 5).

После расчета апостериорных вероятностей нахождения объекта идет суммирование вероятностей по зоне контроля.

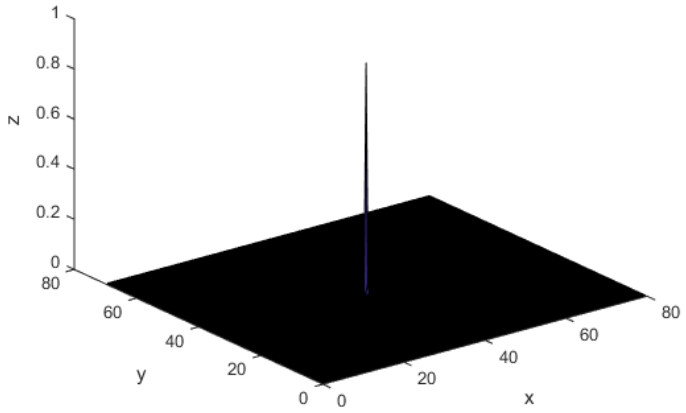


Рис. 5. Результирующее распределение временных задержек

В результате если сумма апостериорных вероятностей по зоне контроля больше 0.5:

$$P = \sum_{(x,y)\in ЗК} p(x, y \mid \tau) > 0.5,$$

то выносится решение: объект находится в зоне контроля, иначе объект находится вне зоны контроля.

Список литературы

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
2. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

РАДИОПЕЛЕНГАЦИЯ ОНЧ-ПЕРЕДАТЧИКОВ ПО ДАННЫМ СВЕРХДЛИННОВОЛНОВОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА

А. С. Полетаев, А. Г. Ченский (научный руководитель)

Институт высоких технологий ИРНИТУ
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: sardaukar9@yandex.ru

Рассмотрено применение трехэлементного сверхдлинноволнового интерферометра для радиопеленгации ОНЧ-передатчиков. Приведен метод расчета пеленгов на передающую станцию и расстояний ее удаления. Приведены результаты экспериментальных данных вариаций оценок пеленга в течение суток. Показано, что совместное использование метода пеленгации и геофизических данных измерений годового хода амплитуды позволяет установить местоположение источника ОНЧ-сигнала 24.1 кГц – г. Мокпхо (Южная Корея).

Решение задачи прогнозирования параметров качества радиосвязи в сверхдлинноволновых (СДВ) навигационных системах, комплексов коротковолновой (КВ) связи, спутниковых средствах связи и навигации (УКВ) связано с моделированием ионосферы – ионизированных слоев верхней атмосферы, значительно влияющей на функционирование указанных радиотехнических систем. Особенность существующих методов исследования ионосферы [1] в том, что точность измерений характеристик ионосферы уменьшается с высотой (в связи с уменьшением электронной концентрации), и самые нижние слои ионосферы изучены не так хорошо, как верхние. Повышение точности моделей ионосферы требует проведения непрерывных измерений и анализа большого количества экспериментальных данных.

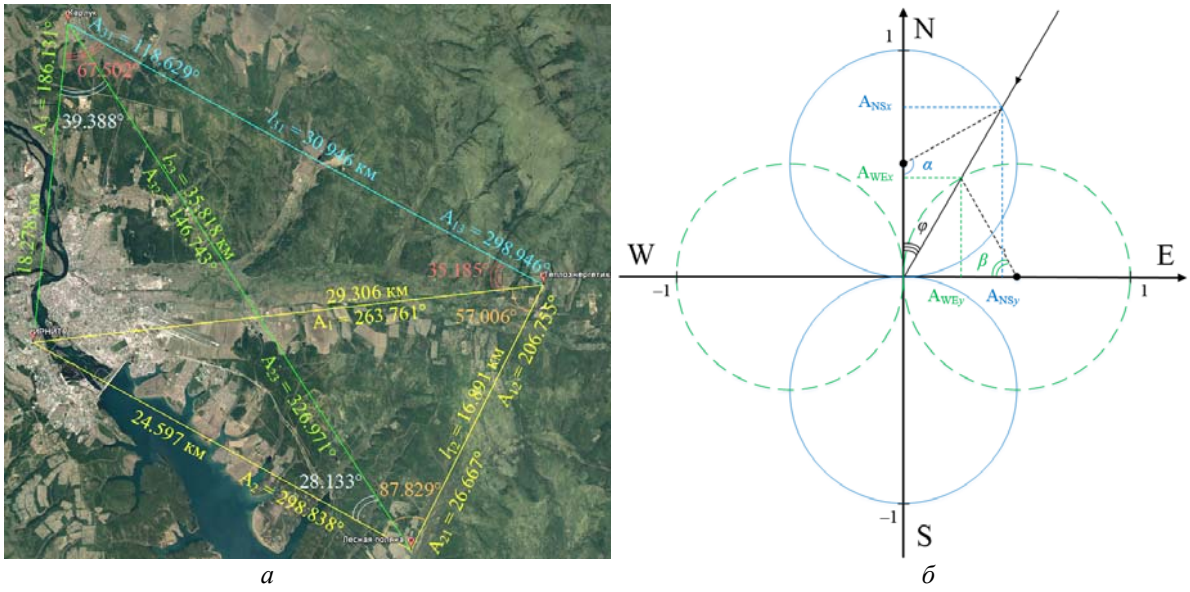
Метод наклонного зондирования ионосферы в СДВ-диапазоне наряду с риометрическим методом является одним из наиболее эффективных способов дистанционной диагностики нижней ионосферы. Создание и обслуживание передатчиков, излучающих очень низкочастотные (ОНЧ) радиоволны крайне затратно, поэтому для мониторинга используют существующие навигационные ОНЧ-радиостанции [2]. Радиосигналы таких передатчиков распространяются в сферическом волноводе Земля-ионосфера, и изменения параметров верхней отражающей стенки такого волновода создают флуктуации амплитуды и фазы принимаемой радиоволны.

Инструменты для регистрации СДВ-радиоволн строятся по принципу программно определяемого радио (англ. SDR), где детектирование параметров сигналов полностью осуществляется программным способом. Особенности алгоритма демодуляции сигналов ОНЧ современных передатчиков рассмотрены в работах [3, 4]. Наиболее полную картину наблюдений можно получить путем синхронных радиоизмерений в разнесенных пунктах приема. Сеть из нескольких СДВ-приемников является сверхдлинноволновым интерферометром [5]. Такие комплексные измерения позволяют локализовать область ионосферной неоднородности, создающую возмущение сигнала, и оценить ее размеры. Еще одним классом задач, решаемых при помощи массива приемных антенн, является радиопеленгация сигналов естественного и искусственного происхождения.

Использование ортогональных рамочных антенн одного СДВ-приемника позволяет лишь оценить азимут прихода сигнала (моноимпульсная пеленгация). Для более точного определения местоположения источника сигнала используют триангуляционный или разностно-временной методы. При этом в первом случае требуется наличие не менее двух пунктов приема, во втором – не менее трех. Подробный алгоритм определения координат источника грозовых разрядов приводится в работах [6, 7].

Одним из способов определения расстояния до объекта является метод триангуляции. Рассмотрим работу алгоритма на примере оценки расстояний между элементами

интерферометра и зданием ИРНИТУ (рис. 1, *а*). Исходными данными являются расстояния ℓ_{12}, ℓ_{23}, ℓ_{31} между пунктами размещения приемников, азимуты A_{12}, A_{21}, A_{23}, A_{32}, A_{13}, A_{31} на направления вдоль сторон образующегося треугольника и пеленги на объект A_1, A_2, A_3.



а *б*

Рис. 1. Определение источника радиосигнала: *а* – оценка расстояния методом триангуляции; *б* – определение азимута при помощи двух ортогональных рамочных антенн

Для каждой пары пунктов приема (для каждой базы) определяют прилежащие углы сферического треугольника, образованного этими пунктами приема и объектом, путем вычитания из пеленгов на объект соответствующих значений азимутов рассматриваемой базы:

$$A = \begin{cases} |A_1 - A_{12}|, & |A_1 - A_{12}| \le \pi \\ 2\pi - |A_1 - A_{12}|, & |A_1 - A_{12}| > \pi \end{cases}, \quad B = \begin{cases} |A_2 - A_{21}|, & |A_2 - A_{21}| \le \pi \\ 2\pi - |A_2 - A_{21}|, & |A_2 - A_{21}| > \pi \end{cases}.$$

Угловые расстояния между элементами интерферометра и объектом (центральные углы a и b, соответствующие расстояниям по большому кругу) могут быть найдены через углы сферического треугольника, образованного этими элементами и объектом, при помощи формул аналогии Непера:

$$a = \operatorname{arctg}\left[\frac{2\sin A}{\operatorname{ctg}(c/2)\cdot\sin(B+A) + \operatorname{tg}(c/2)\cdot\sin(B-A)}\right],$$

$$b = \operatorname{arctg}\left[\frac{2\sin B}{\operatorname{ctg}(c/2)\cdot\sin(A+B) + \operatorname{tg}(c/2)\cdot\sin(A-B)}\right],$$

где $c = \ell/R$ – угловое расстояние базы длиной ℓ; A, B – прилежащие к стороне базы углы сферического треугольника.

Для проверки правильности расчетов на рис. 1, *а* показано определение расстояния между корпусом «Ж» ИРНИТУ и тремя элементами разработанного СДВ-интерферометра. Погрешность определенных по данным формулам расстояний не превышает

1,5 метров. Однако стоит отметить, по мере удаления объекта от треугольной зоны, образованной элементами интерферометра, точность измерения падает по причине того, что азимуты направлений на объект принимают практически одинаковые значения.

Пеленг на объект можно определить при помощи системы ортогональных рамочных антенн. Диаграмма направленности имеет вид восьмерки с двумя выраженными минимумами. На рис. 1, *б* показаны нормированные диаграммы направленности ортогональных рамок север-юг и запад-восток. В случае волны с горизонтальной поляризацией измеренная амплитуда сигнала A меняется в зависимости от угла прихода как $A_{NS} = A \cdot k_{NS}$, $A_{WE} = A \cdot k_{WE}$, где коэффициенты амплитудных характеристик антенн являются длинами хорд, образованных линией луча:

$$k_{NS} = 2R \sin\frac{\alpha}{2} = 2R \cdot \cos\varphi,\ \alpha = \pi - 2\varphi;$$
$$k_{WE} = 2R \sin\frac{\beta}{2} = 2R \cdot \sin\varphi,\ \ \beta = \pi - 2 \cdot (\pi/2 - \varphi) = 2\varphi.$$

Соотношение амплитуд для двух рамок позволяет оценить угол прихода сигнала:

$$\frac{A_{WE}}{A_{NS}} = \frac{A \cdot k_{WE}}{A \cdot k_{NS}} = \frac{2R \cdot \sin\varphi}{2R \cdot \cos\varphi} = \operatorname{tg}\varphi$$

Ввиду наличия двух лепестков диаграммы направленности и положительного знака амплитуд, угол φ всегда находится в диапазоне $[0;\pi/2]$, однако, если известно приблизительное направление на передатчик, то уточненный пеленг находится как

$$\varphi = \begin{cases} \operatorname{arctg}\left(A_{WE}/A_{NS}\right),\ \varphi \in [0;\pi/2] \\ \pi - \operatorname{arctg}\left(A_{WE}/A_{NS}\right),\ \varphi \in [\pi/2;\pi] \\ \pi + \operatorname{arctg}\left(A_{WE}/A_{NS}\right),\ \varphi \in [\pi;2\pi/3] \\ 2\pi - \operatorname{arctg}\left(A_{WE}/A_{NS}\right),\ \varphi \in [2\pi/3;2\pi] \end{cases}.$$

На рис. 2 показан результат оценки азимута трассы JJI–Теплоэнергетик. Дневные интервалы характеризуются относительно постоянным значением пеленга (как в течение одного дня, так и в последующие сутки), в утренние и в особенности вечерние часы, когда наблюдается появление второй моды сигнала, ошибка пеленга увеличивается.

Данное отклонение обусловлено изменением поляризации сигнала, которое в ночное время приводит к значительным вариациям оценки азимута. Усредненная гистограмма распределения вычисленных значений азимута характеризуется главным максимумом 117,8° – усредненный пеленг днем, вторым максимумом 120,8° – среднее значение всей выборки, третий максимум 122,5° – усредненный пеленг для ночи. Наиболее устойчивыми являются усредненные измерения азимута для дневных интервалов. Многомодовое распространение сигнала ночью приводит к слишком большим ошибкам измерений.

В таблице сведены оценки пеленгов для трех элементов интерферометра. Точность определения азимутов составляет несколько градусов по причине нестрогой ортогональности рамок и погрешности их ориентирования. Однако для ряда геофизических задач достаточно знать приблизительное направление прихода радиоволны.

Информация о местоположении ОНЧ-передатчика сигнала 24,1 кГц в литературных источниках отсутствует. Амплитуда данного сигнала при регистрации в Иркутске

очень большая (единицы пТл), что говорит о большой мощности передатчика и относительно близком расположении (Азиатский регион). Анализ реакции сигнала на солнечные вспышки показывает, что ионосферное возмущение, воздействующее на сигнал, находится на востоке от Иркутска. Пеленг на станцию указывает на расположение передатчика вблизи Желтого моря. На рис. 3 сопоставлены диаграммы годового хода амплитуды сигнала южнокорейского передатчика (Mokpo, 25,0 кГц) и сигнала 24,1 кГц.

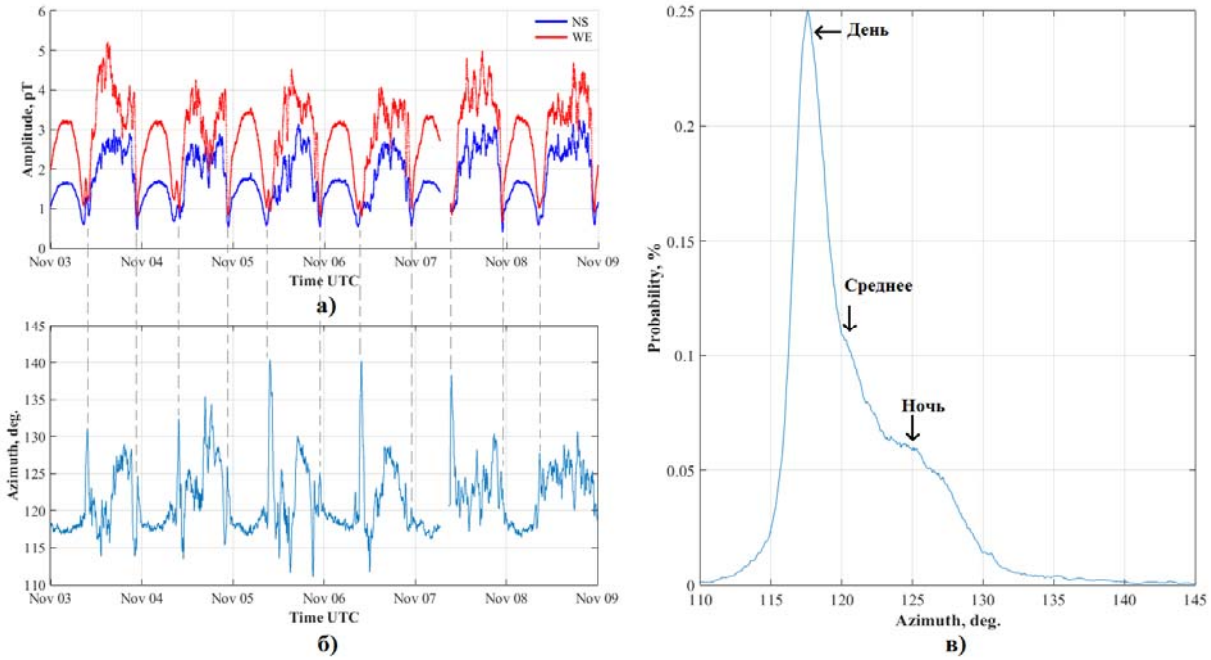


Рис. 2. Измерение пеленга на станцию 22,2 кГц (JJI, Япония): *а* – амплитуда сигнала, измеренная рамками NS и WE; *б* – суточные вариации оцененного азимута трассы; *в* – гистограмма значений оценок азимута

Таблица

Пеленг на ОНЧ-передатчики и усредненные длины трасс (д – день, с – среднее, м – медиана, н – ночь)

Станция	**Метод**	**Азимут и длина трассы**		
		Теплоэнергетик	**Лесная поляна**	**Карлук**
JJI 22,2 кГц	по карте	126.572°	126.198°	126.186°
	измерено	117.809° д 120.750° с 119.222° м 122.574° н	122.468° д 124.297° с 123.908° м 123.908° н	134.152° д 135.343° с 137.017° м 137.338° н
24,1 кГц	измерено	123.463° д 122.985° с 123.291° м 123.015° н	125.248° д 123.270° с 123.420° м 124.302° н	137.980° д 139.021° с 138.368° м 141.119° н

Из приведенных диаграмм следует, что сигналы 25,0 кГц и 24,1 кГц не излучаются одновременно. Четко видна сменяемость одного сигнала другим с сохранением закономерности суточного хода. Это означает, что мощность излучения одинакова (амплитудный ход продолжается с того же значения), а трасса распространения – одна и та же (изменения условия освещенности трасс одинаковые).

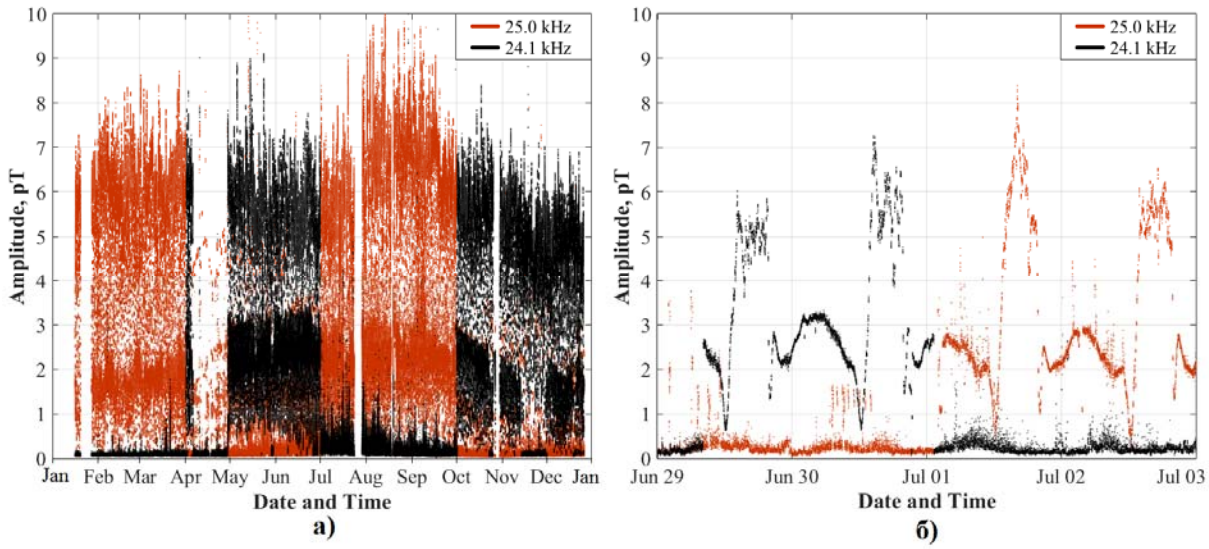


Рис. 3. Годовой ход амплитуды СДВ сигналов 25,0 кГц и 24,1 кГц: *а* – наложение графиков вариаций амплитуды сигналов; *б* – смена излучения сигнала 24,1 кГц на сигнал 25,0 кГц

Таким образом, совместное использование радиопеленгации СДВ-интерферометром и геофизических данных позволяет установить, что ОНЧ-передатчик 24,1 кГц расположен в Республике Корея вблизи города Мокпхо. Амплитудная пеленгация методом триангуляции позволяет оценить приблизительное направление на ОНЧ-станции, для более точного результата необходимо дополнительно использовать разностно-временной метод (фазовая пеленгация). Применение СДВ-интерферометра позволяет выполнять комплексные оценки с использованием обоих этих методов.

Список литературы

1. Зецер Ю.И. Ионосфера. Из истории исследований // Федеральный справочник [информационно-аналитическое издание]. Т. 24. Раздел XVII: Ресурсы науки. М.: Центр стратегического партнерства, 2010. 600 с. С. 571–574.

2. Полетаев А.С., Ченский А.Г., Токмачев Д.А. Мониторинг ионосферных возмущений когерентными сигналами СДВ радиостанций. В сб.: Взаимодействие полей и излучения с веществом. Сб. тр. XIII Конф. молодых ученых. Иркутск, 2013. С. 198.

3. Полетаев А.С., Ченский А.Г., Токмачев Д.А. Регистрация вариаций амплитуды и фазы сигналов навигационных СДВ передатчиков // В сб.: Взаимодействие полей и излучения с веществом. Сб. тр. XIV Конф. молодых ученых. Иркутск, 14–18 сентября 2015. С. 252–255.

4. Johnson M.P. VLF Imaging of Lightning-Induced Ionospheric Disturbances. Ph.D: thesis, Stanford University. 2000.115 pages.

5. Полетаев А.С., Ченский А.Г., Токмачев Д.А. Интерферометрические измерения параметров сверхдлинноволновых радиосигналов // XXIV Всерос. науч. конф. «Распространение радиоволн», Иркутск, 29 июня – 5 июля 2014 г. Тр. конф. Т. I. 2014. С. 276–279.

6. Козлов В.И., Каримов Р.Р., Муллаяров В.А. Использование GPS для синхронизации регистрации ОНЧ-сигналов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2008. Т. 1. № 5. С. 132–137.

7. Ряховский И.А., Гаврилов Б.Г., Ермак В.М., Поклад Ю.В. Пеленгация молний с использованием регистраторов КНЧ/ОНЧ излучения, размещенных в пространственно-разнесенных измерительных пунктах // Динамические процессы в геосферах. 2015. № 7. С. 157–161.

АНАЛИЗ МЕТОДА СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ В РАДИО- И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

О. А. Сафарьян

ФГБОУ ВПО «Донской государственной технический университет»
344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1
E-mail: safari_2006@mail.ru

Рассматриваются вопросы определения минимально необходимой стабильности частоты формируемых сигналов в радио- и инфокоммуникационных системах. Рассматривается метод повышения стабильности частоты формируемых сигналов на основе совместного измерения фаз формируемых сигналов в течение некоторого измерительного интервала и последующей обработки полученных результатов. Проводится анализ свойств получаемых оценок отклонений частот сигналов от номинальных значений.

Стабильность частоты сигналов в радио- и инфокоммуникационных системах является одним из важнейших условий функционирования таких систем с высоким качеством. Наиболее наглядно влияние стабильности частоты может быть продемонстрировано на примере систем радиосвязи и радиолокации. Нестабильность частоты приводит к изменению автокорреляционной функции (АКФ) сигналов. В частности, для широкополосных сигналов (ШПС) отклонение частоты Δf от номинального значения и амплитуда АКФ связаны соотношением [1]

$$R(\tau,\Delta f)=\frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{\infty}U_0(t)U_0^{\bullet}(t-\tau)\exp(i\cdot 2\pi\cdot\Delta f\cdot t)dt\,. \qquad (1)$$

При $\tau=0$ относительное снижение уровня АКФ, определяемое отклонением частоты сигнала, может быть представлено выражением

$$\left|R(0,\Delta f)\right|=\frac{\sin\left(2\pi\cdot\Delta f\cdot T/2\right)}{2\pi\cdot\Delta f\cdot T/2}, \qquad (2)$$

где T – длительность ШПС; $\bullet$ – знак комплексного сопряжения.

При допустимом снижении уровня амплитуды $R(\Delta f)$ до 0,75 выражение (2) может быть аппроксимировано следующим образом:

$$\left|R(0,\Delta f)\right|=1-\left(\pi\cdot\Delta f\cdot T\right)^2/6 \qquad (3)$$

Приближение (3) справедливо при $\left|\pi\cdot\Delta f\cdot T\right|\le 0{,}4$, что соответствует возможному уменьшению уровня АКФ до 0,75. Решение уравнения (3) имеет простой вид, который позволяет связать допустимое отклонение частоты сигнала с допустимым уменьшением уровня сигнала на выходе устройства корреляционной обработки:

$$\Delta f=\frac{\sqrt{6\left(1-R\right)}}{\pi\cdot T}. \qquad (4)$$

Ниже для сигналов длительностью $T=10^{-3}$ с показаны зависимости, полученные с использованием представлений (2) и (3) (рис. 1).

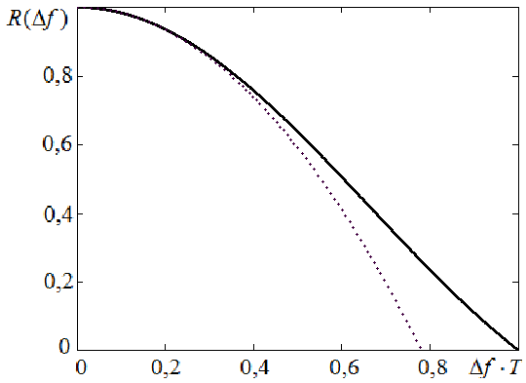


Рис. 1. Представление автокорреляционной функции ШПС:
зависимость (2) – сплошная линия, зависимость (3) – штриховая линия

Если f_0 – несущая частота, а B – база ШПС-сигнала [1], то допустимая относительная нестабильность частоты сигнала определяется формулой

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\sqrt{6(1-R)}}{\pi \cdot T \cdot f_0} = \frac{\sqrt{6(1-R)} \cdot F}{\pi \cdot B \cdot f_0}, \qquad (5)$$

где F – ширина спектра сигнала; R – скорость передачи информации; W – верхняя частота сообщения.

В случае радиолокационных систем допустимая относительная нестабильность частоты $\sigma(f)$ определяется требованием временной когерентности сигналов и может быть представлена формулой [2]

$$\sigma(f) = \frac{c}{8\pi \cdot L \cdot f_0}, \qquad (5)$$

где c – скорость света в свободном пространстве; L – расстояние до цели.

Приведенные соотношения позволяют определить требования к допустимой величине относительной нестабильности сигналов в радио- и инфокоммуникационных системах.

Целью доклада является анализ метода повышения стабильности частоты генераторов, функционирующих в составе радио- и инфокоммуникационных систем.

В работах [3–8] рассмотрен метод стабилизации частоты сигналов на основе совместных измерений и обработки результатов измерений фаз сигналов, формируемых одновременно и независимо функционирующими генераторами в составе радио- и инфокоммуникационных систем. В работах [3–6] рассмотрены теоретические аспекты указанного метода, в работе [7] приведено описание технического решения, реализующего данный метод, и в работе [8] представлена программа для ЭВМ по исследованию основных закономерностей, связывающих параметры генераторов (число и их относительные нестабильности) с достигаемым уменьшением нестабильности частоты формируемых сигналов.

В работах [3–6] отмечено, что при измерении в течение измерительного интервала длительностью t_0 и последующей обработке результатов измерений фаз сигналов K генераторов получаемая оценка нестабильности частоты сигнала каждого генератора может быть определена соотношением

$$\Delta\hat{f}_1 = t_0^{-1}\left\{\Delta\varphi_1 - 2\pi\cdot f_{01}\frac{\sum_{k=1}^{K}\left(\Delta\varphi_k - 2\pi\cdot\Delta f_{0k}\cdot t_0\right)\sigma_k^{-2}\cdot f_{0k}^{-1}}{\sum_{k=1}^{K}\sigma_k^{-2}}\right\},$$

$$\Delta\hat{f}_2 = t_0^{-1}\left\{\Delta\varphi_2 - 2\pi\cdot f_{02}\frac{\sum_{k=1}^{K}\left(\Delta\varphi_k - 2\pi\cdot\Delta f_{0k}\cdot t_0\right)\sigma_k^{-2}\cdot f_{0k}^{-1}}{\sum_{k=1}^{K}\sigma_k^{-2}}\right\}, \qquad (6)$$

...

$$\Delta\hat{f}_K = t_0^{-1}\left\{\Delta\varphi_K - 2\pi\cdot f_{0K}\frac{\sum_{k=1}^{K}\left(\Delta\varphi_k - 2\pi\cdot\Delta f_{0k}\cdot t_0\right)\sigma_k^{-2}\cdot f_{0k}^{-1}}{\sum_{k=1}^{K}\sigma_k^{-2}}\right\}.$$

где $\Delta\hat{f}_k$ – оценка отклонения частоты *k*-го генератора от номинального значения f_{0k}; Δf_{0k} – отклонение частоты *k*-го генератора от номинального значения; $\Delta\varphi_k$ – отклонение фазы сигнала *k*-го генератора от номинального значения на интервале измерений; σ_k – относительная нестабильность *k*-го генератора.

Получаемые оценки отклонений частоты генераторов являются несмещенными ($M\left\{\Delta\hat{f}_k\right\} = \Delta f_{0k}$), состоятельными и эффективными [9, 10]. Так, дисперсия получаемых оценок отклонения частоты генераторов определяется соотношением

$$D\left\{\Delta\hat{f}_k\right\} = \frac{t_0^2\sigma_k^2 f_{0k}^2}{2\pi^2 K}. \qquad (7)$$

Из соотношения (7) непосредственно следует

$$\lim_{K\to\infty} D\left\{\Delta\hat{f}_k\right\} = 0, \qquad (8)$$

что и определяет эффективность получаемых оценок [10]. При одинаковых параметрах генераторов (номинальная частота, относительная нестабильность) всех K генераторов в составе радио- и инфокоммуникационных систем уменьшение дисперсии получаемых оценок отклонения частоты генераторов и соответственно потенциально достигаемое повышение стабильности формирования частоты сигналов равны K.

Свойство состоятельности получаемых оценок также непосредственно вытекает из соотношения (7). В соответствии с выражением (7) и определением состоятельности получаемой оценки [10]

$$P\left(\left|\Delta\hat{f}_k\right| \geq \varepsilon\right) \leq \frac{t_0^2\sigma_k^2 f_{0k}^2}{2\pi^2\varepsilon^2 K}. \qquad (8)$$

При условии $K\to 0$ $P\left(\left|\Delta\hat{f}_k\right| \geq \varepsilon\right) \to 0$, что и определяет свойство состоятельности получаемых оценок отклонений частоты генераторов [10].

Таким образом, совместная обработка фаз сигналов, формируемых независимо функционирующими генераторами в радио- и инфокоммуникационных системах в течение некоторого интервала времени, позволяет:

- получить несмещенные ($M\left\{\Delta\hat{f}_k\right\} = \Delta f_{0k}$), эффективные ($\lim\limits_{K\to\infty} D\left\{\Delta\hat{f}_k\right\} = 0$) и состоятельные ($\lim\limits_{K\to\infty} P\left(\left|\Delta\hat{f}_k\right| \geq \varepsilon\right) \to 0$) оценки отклонения частоты каждого генератора от соответствующего номинального значения;

- на основе получаемых оценок отклонений частоты генераторов от номинальных значений стабилизировать частоты генераторов, функционирующих в составе радио- и инфокоммуникационных систем.

Список литературы

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.

2. Глумов Ю.М. Оценка необходимой стабильности частоты когерентных систем // Вопросы специальной радиоэлектроники. 2017. С. 76–79.

3. Сафарьян О.А. Метод оценки частоты генераторов в условиях непрогнозируемого изменения длительности интервала измерений // Вестник ДГТУ. 2014. № 4. Ч. 2. С. 47–54.

4. Сафарьян О.А. Моделирование процесса стабилизации частоты генераторов в инфокоммуникационных системах // Вестник ДГТУ. 2016. Т. 16, № 4 (87), Ч. 2. С. 150–154.

5. Габриэльян Д.Д., Егорочкин О.Г., Михалин А.И., Сафарьян О.А. Алгоритм оценки частот генераторов в системах телекоммуникаций // Сб. материалов III Междунар. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники» / РТИСТ ЮРГУЭС. Ростов н/Д, 2010. С. 29–32.

6. Габриэльян Д.Д., Прыгунов А.А., Прыгунов А.Г., Сафарьян О.А. Метод оценки частот в системе генераторов // Физические основы приборостроения. 2012. Т. 1. № 2. С. 72–77.

7. Сафарьян О.А. Пат. на полезную модель № 144228 Российская Федерация, МПК H03L 7/00 Устройство стабилизации частоты генераторов / Габриэльян Д.Д., Шацкий В.В. // Патентообладатель: ФГБОУ ВПО «Донской государственный технический университет». № 2014111456/08; заявл. 25.03.2014 г.; опубл. 10.08.2014 г. Бюл. № 22.

8. Сафарьян О.А. Моделирование метода стабилизации частот генераторов / Габриэльян Д.Д. // Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ № 2013661291. Заявка № 2013619498. Дата поступления 21.10.2013 г. Правообладатель: ДГТУ. Дата регистрации 5.12.13.

9. Куликов Е.И. Методы измерения случайных процессов. М.: Радио и связь, 1986. 327 с.

10. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов. радио, 1978. 384 с.

РАСЩЕПЛЕНИЕ СИСТЕМНОЙ МАТРИЦЫ С ПОМОЩЬЮ ОБОБЩЕННОЙ СХЕМЫ СШИВАНИЯ ПРИ ПОЛУНАТУРНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

А. В. Скляр, М. Н. Максимов (научный руководитель)

Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (ИРТСУ ЮФУ)
Россия, 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44
E-mail: sklyar.andrey@mail.ru

Приведен способ полунатурного моделирования радиотехнических цепей при условии, что части системы могут описываться матрицами с неизвестными значениями коэффициентов. После математических преобразований будет получена система уравнений, состоящая из двух блоков, каждый из которых может решаться независимо от другого, при этом после каждого шага должен происходить обмен данными между этими блоками через вектор свободных членов. При этом графически будет показано, что решение полученной системы уравнений практически не отличается от решения исходной системы.

В процессе создания радиотехнических устройств на этапе их моделирования существует необходимость представления одной части устройства в численном (смоделированном) виде, а другой – в реальном (аппаратном) виде с целью проверки работоспособности всей системы в целом. Такое моделирование классифицируется как полунатурное и подразумевает возможность разделения проектируемой системы (в данном случае – радиотехнической системы) на численную и реальную части [1]. И если результаты такого тестирования подтверждают работоспособность, то численная часть системы постепенно будет заменяться аппаратной частью, что, в конечном счёте, приведет к созданию радиотехнической системы полностью в аппаратном (реальном) виде [2]. На (рис. 1) показан принцип разбиения моделируемой системы на части.

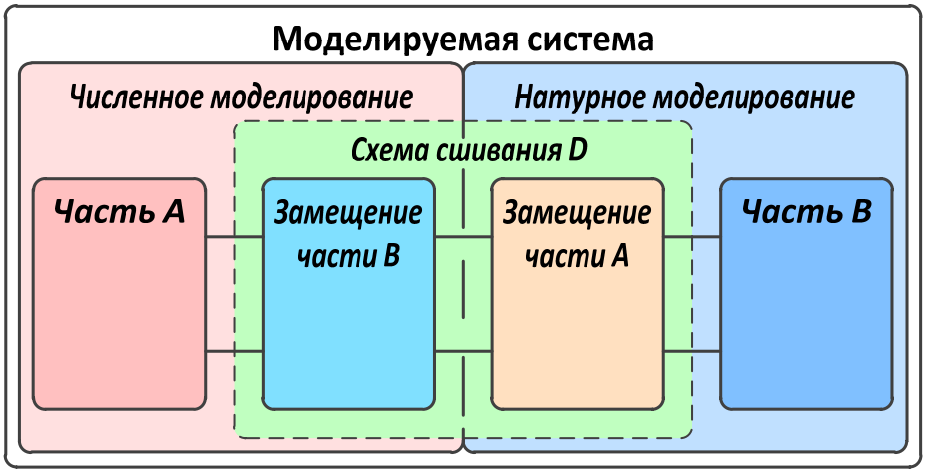


Рис. 1. Разбиение исходной системы на части

Как видно из рис. 1, численная (A) и аппаратная (B) части соединены через блок, именуемый «обобщенной схемой сшивания» [3, 4]. Наличие такого блока необходимо для устойчивости и сходимости результатов моделирования разбитой на части системы к результатам работы исходной системы.

Пусть имеется исходная (целая) система. В этой системе Y_1 и Y_2 – это эквивалентная выходная и входная проводимость частей A и B. Независимые источники тока и напряжения частей A и B системы представлены эквивалентными источниками тока J_1 и J_2. Эта система после её разложения на части и соединения с помощью одномерной (однополюсной) схемы сшивания D показана на (рис. 2).

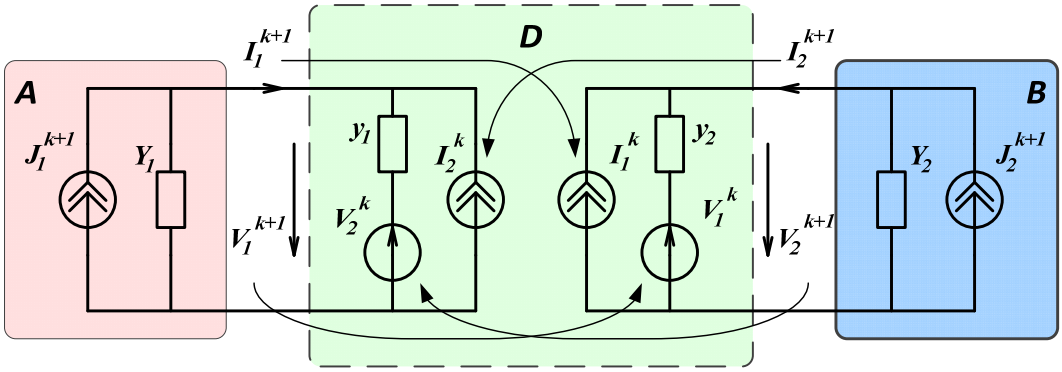


Рис. 2. Разбитая на две части система с одномерной обобщённой схемой сшивания

В свою очередь, схема сшивания состоит из двух частей, каждая из которых содержит идеализированные источники тока и напряжения, а также имеет стабилизирующий элемент y_1 или y_2. Схема сшивания имеет способ обмена данными, схожий с методом Якоби, т. е. уравнения электрического баланса для каждой части решаются одновременно (т. е. независимо от другой части), а после этого происходит обмен данными между частями системы, затем на следующем шаге снова решаются уравнения для каждой части и т. д. [3, 5].

Из рис. 2 видно, что схема сшивания, помимо всего прочего, вносит задержку во взаимодействие частей A и B. Задержка зависит от скорости сходимости итерационного процесса полунатурного моделирования разделенной на части системы [6, 7]. Было установлено [3], что эта задержка является минимальной при значениях $y_1=Y_2$ и $y_2=Y_1$, где Y_1 и Y_2 – эквивалентная входная и выходная проводимости частей A и B.

Вполне допустимо, что части системы описываются матрицами:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \text{ и } \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix},$$

при этом исходная система описывается системой уравнений:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 \\ A_{21} & A_{22}+B_{11} & B_{12} \\ 0 & B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2+J_3 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

Схема сшивания имеет матрицу Y-параметров (см. рис. 3):

$$Y = \begin{bmatrix} \dfrac{y_1+y_2e^{-2p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} & -\dfrac{(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} \\ -\dfrac{(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} & \dfrac{y_2+y_1e^{-2p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} \end{bmatrix}.$$

С учётом того, что разбитая на части система включает в себя схему сшивания, система уравнений в дискретной области при замене $e^{-p\tau}$ на z^{-1} имеет вид:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22}+\dfrac{y_1+y_2z^{-2}}{(1-z^{-2})} & -\dfrac{(y_2+y_1)z^{-1}}{(1-z^{-2})} & 0 \\ 0 & \dfrac{(y_2+y_1)z^{-1}}{(1-z^{-2})} & B_{11}+\dfrac{y_2+y_1z^{-2}}{(1-z^{-2})} & B_{12} \\ 0 & 0 & B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ J_3 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

Если коэффициенты матриц A и B неизвестны, то в систему следует добавить еще два источника напряжения E = 0 (см. рис. 3). В таком случае получится выразить токи I_a и I_b, которые втекают в D со стороны частей A и B. Так как источники напряжения имеют нулевые значения, то они не поменяют общего решения системы.

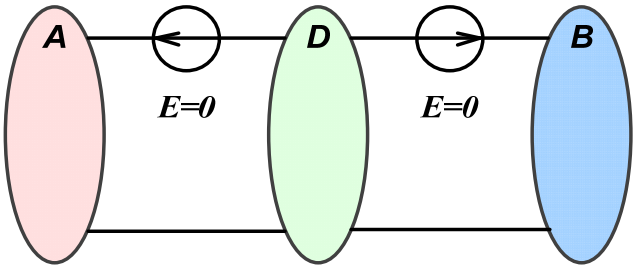


Рис. 3. Система с добавленными нулевыми источниками напряжения

Тогда система примет вид:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \frac{y_2+y_1 z^{-2}}{(1-z^{-2})} & -\frac{(y_2+y_1)z^{-1}}{(1-z^{-2})} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{(y_2+y_1)z^{-1}}{(1-z^{-2})} & \frac{y_2+y_1 z^{-2}}{(1-z^{-2})} & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & B_{11} & B_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_a \\ U_4 \\ U_5 \\ I_b \\ U_7 \\ U_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ J_3 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

В результате ряда математических преобразований система приводится к оптимальному для решения виду:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & y_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & y_2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & B_{11} & B_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_a \\ U_4 \\ U_5 \\ I_b \\ U_7 \\ U_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ 0 \\ -y_2 U_4^{-2} + (y_2 + y_1) U_5^{-1} - I_a^{-2} \\ -y_1 U_5^{-2} + (y_2 + y_1) U_4^{-1} - I_b^{-2} \\ 0 \\ J_3 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

В качестве проверки допустимо использовать следующий пример в виде двух матриц A и B:

$$\begin{bmatrix} 3 & -5 \\ 7 & 8 \end{bmatrix} \text{ и } \begin{bmatrix} 3 & 1 \\ -2 & 5 \end{bmatrix}.$$

Система, состоящая из этих двух частей, будет иметь вид:

$$\begin{bmatrix} 3 & 5 & 0 \\ 7 & 8+3 & 1 \\ 0 & -2 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ 0 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

а также имеется система, стабилизирующие параметры (y_1 и y_2) которой равны 1:

$$\begin{bmatrix} 3 & -5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 8 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & y_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & y_2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 3 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_a \\ U_4 \\ U_5 \\ I_b \\ U_7 \\ U_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ 0 \\ -y_2 U_4^{-2} + (y_2 + y_1) U_5^{-1} - I_a^{-2} \\ -y_1 U_5^{-2} + (y_2 + y_1) U_4^{-1} - I_b^{-2} \\ 0 \\ J_3 \\ J_4 \end{bmatrix}.$$

Результат расчёта и сравнения этих двух систем, произведённый в программе MATLAB, приведён на рис. 4.

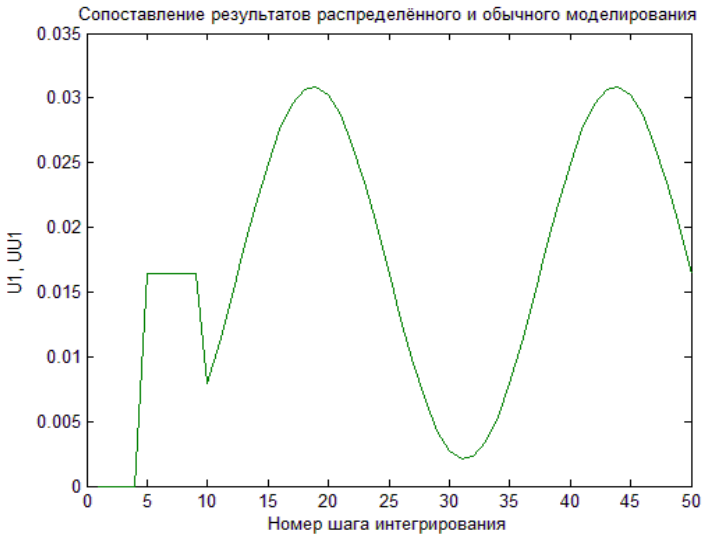


Рис. 4. Результаты распределённого и обычного решения СЛАУ

Как видно из рис. 4, результаты моделирования исходной системы (U_1) и системы, разбитой на части (UU1), совпали. При этом значение разности между ними составляет 10^{-15}. Визуализация разности между результатами приведена на рис. 5.

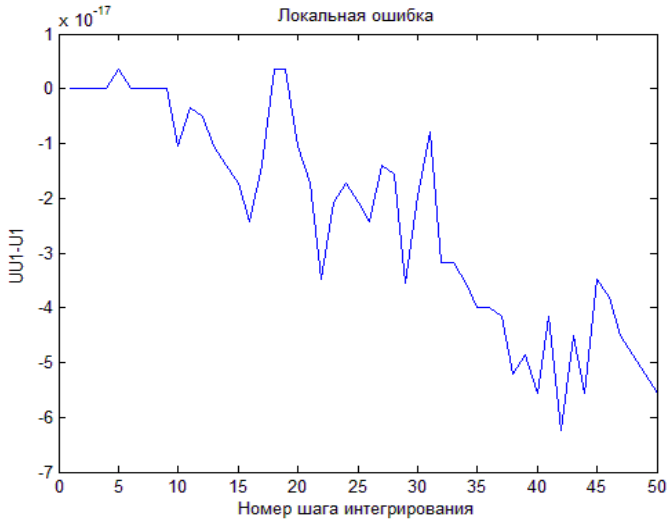


Рис. 5. Разность между результатами распределённого и обычного решения СЛАУ (локальная ошибка)

На рис. 6 графически показана разница в количестве итераций на каждом шаге интегрирования между исходной системой и системой, разбитой на части.

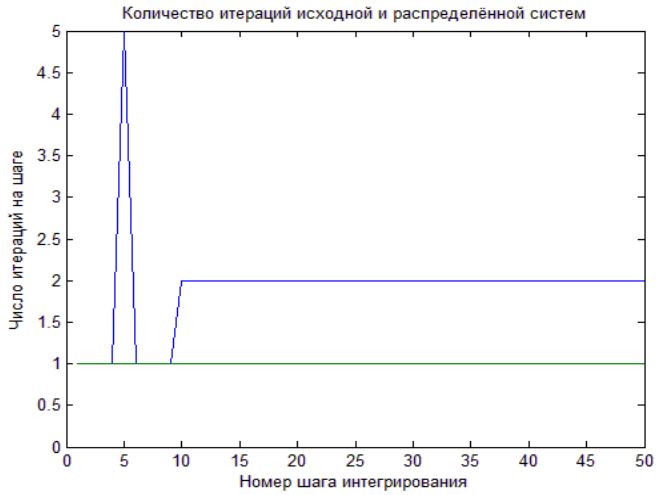


Рис. 6. Количество итераций исходной (зелёный график) и разбитой на части (синий график) системы

На пятом шаге ток источника J_1 становится равным 0,1 (до пятого шага значение тока источника J_1 было равно нулю) и число итераций возрастает до пяти. После третьей итерации происходит подстройка значений y_1 и y_2 (согласно дополнению Шура) и эти параметры становятся равными $y_1 = 3{,}4$, $y_2 = 19{,}667$ [3]. За оставшиеся две итерации система сходится, а затем до десятого шага число итераций у исходной системы и системы, разбитой на части, совпадает. На десятом шаге ток источника J_2 начинает изменяться по синусоидальному закону (до этого значение тока J_2 было равно нулю) и число итераций разбитой на части системы увеличивается до двух.

Приведенный выше пример демонстрирует на практике полученный ранее теоретический результат. Матрицы A и B могут быть «черными ящиками», т. е. принимать неизвестные значения. Единственным требованием к исходной системе является то, что матрицы A и B должны «пересекаться» одним коэффициентом.

Список литературы

1. Ren W. 2007. Accuracy Evaluation of Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) Simulation, PhD thesis, Florida State University, Tallahassee. P. 1–68.

2. Скляр А.В., Мережин Н.И. Полунатурное моделирование комплексных систем // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2017»: материалы Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием. Таганрог: ЮФУ, 2017. С. 21–24.

3. Максимов М.Н., Мережин Н.И., Федосов В.П., Лабынцев А.В., Максимов А.А. Эквивалентная схема сшивающего четырехполюсника // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 2. С. 162–169.

4. Мережин Н.И. Стенд для аналого-цифрового моделирования с использованием адаптивных схем сшивания // Матер. междун. научн. конф. «Методы и алгоритмы принятия эффективных решений». Ч. 2. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. С. 47–51.

5. Скляр А.В. Полунатурное моделирование многофункциональных модульных систем. Условия выбора модели // Инженерный вестник Дона. 2017. № 2.

6. Попов В.П., Максимов М.Н., Мережин Н.И. Об устойчивости и сходимости моделирования по частям // Вестник Южного научного центра РАН. Т. 1. Вып. 3. 2005. С. 11–21.

7. Максимов М.Н., Мережин Н.И., Скляр А.В., Мережин Д.Н. Использование оператора Пуанкаре-Стеклова для обеспечения устойчивости PHIL моделирования // Сотрудничество стран БРИКС для устойчивого развития: материалы Междунар. науч.-практ. конф. молодых ученых стран БРИКС. Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2015. Т. 2. С. 81–82.

СПОСОБЫ И СРЕДСТВА ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТАМ

М. Г. Слободян[1], Е. И. Можаева[2], А. С. Подстригаев[2] (научный руководитель)

[1] *Брянский государственный технический университет (БГТУ)*
241035, г. Брянск, бул. 50-лет Октября, 7
E-mail: slobmaria@yandex.ru
[2] *Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Вектор»*
197376, г. Санкт-Петербург, ул. Академика Павлова, 14а
E-mail: ap0d@ya.ru, mozhaeva1702@gmail.com

Исследованы способы и средства ПВО, выполняющие защиту гражданских и военных объектов от беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Рассмотрены принцип работы и особенности современных технических способов противодействия БПЛА. Представлены разработки средств радиоэлектронной борьбы зарубежных компаний.

В связи с участившимися случаями противоправного применения БПЛА возрастает потребность в борьбе с ними [1]. В настоящее время способы противодействия БПЛА можно разделить на две группы: технические (организационно-технические) и законодательные (юридические).

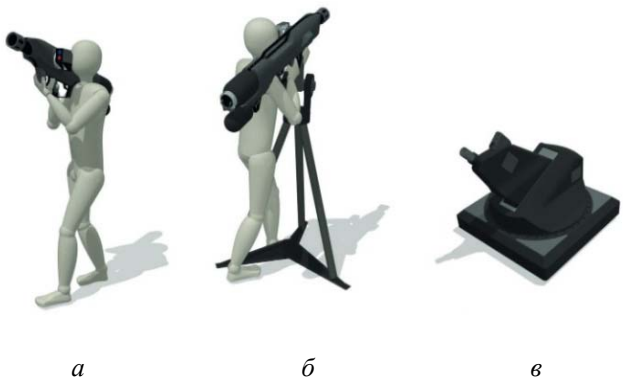
К основным техническим способам противодействия БПЛА относятся: физический захват (например, сетью); лазерное поражение; подавление (а при высокой мощности – поражение) средствами радиоэлектронной борьбы (РЭБ); обнаружение с последующей передачей координат БПЛА и его оператора правоохранительным службам.

Физический захват. Изящным способом борьбы с БПЛА является применение самих БПЛА. Нидерландская компания Delft Dynamics создала противодронный БПЛА, оснащенный сетью с парашютом. На официальном сайте компании [2] представлено видео, демонстрирующее работу системы под названием DroneCatcher (рис. 1). В нем показано наведение устройства на цель и захват цели выстреливаемой сетью.

Еще одним вариантом устройства, захватывающего БПЛА сетью, является пневматическое оружие SkyWall британской компании Openworks Engineering. В брошюре на официальном сайте компании [3] устройство представлено в трех модификациях: ручной SkyWall 100 (рис. 2, *а*), станковый SkyWall 200 (рис. 2, *б*) и полуавтоматический SkyWall 300 (рис. 2, *в*). Устройство способно вести огонь снарядами четырех типов: сеткой, сеткой с парашютом, ЭМИ-снарядами и учебными [4].



Рис. 1. Система DroneCatcher



а *б* *в*

Рис. 2. Система SKYWALL

Лазерное поражение. Примерами систем поражения БПЛА лазерным оружием являются лазерная установка High Energy Laser Mobile Demonstrator (HEL MD) (рис. 3)

американской корпорации Boeing и лазерная установка подразделения европейской компании MBDA (рис. 4) в Германии. Твердотельная лазерная установка HEL MD включает в себя лазер мощностью от 2 до 10 кВт, высокоскоростные процессоры, зеркала и высокоскоростные датчики [5]. Известны разработки мощностью 60 кВт [5]. После первичного захвата цели система самостоятельно контролирует выбранный объект [6], выравнивает луч, излучаемый лазером, изменяет его форму, а затем фокусирует откорректированный луч на выбранной цели. [7] Устройство работает в инфракрасном диапазоне, поэтому луч на выходе системы не дает видимого излучения. Установка поражает цель в течение нескольких секунд после обнаружения, фиксирует выбранную цель и весь процесс повторяется. Управление осуществляется оператором с помощью обыкновенного геймпада и ноутбука с необходимым набором программ [5]. Вся система устанавливается на военные машины [7]. Лазерная установка компании MBDA, основанная на объединении лучей от нескольких источников, способна за несколько секунд прожигать стальную пластину толщиной 40 мм. Мощность системы достигает 40 кВт, а в перспективе 100 кВт [7].



Рис. 3. Мобильная лазерная установка компании Boeing с лазером HEL MD 10 кВт и дизель-генератором 60 кВт на шасси грузовика



Рис. 4. Лазерная пушка/демонстратор фирмы MBDA

Радиоэлектронное подавление. В борьбе с беспилотными летательными аппаратами применяются средства радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Примерами таких средств является продукция, выпускаемая ОАО «КБ Радар», г. Минск. Станция РЭБ «Гроза-С» предназначена для обнаружения БПЛА, определения направлений на БПЛА и наземный пункт управления, радиоподавления БПЛА и формирования дезинформирующих помех бортовой аппаратуре спутниковой навигационной системы GPS (рис. 5). Вся система состоит из комплекта передающих антенн, антенно-приемного модуля, модуля радиоподавления приемной аппаратуры на БПЛА и наземном пункте управления и модуля формирования дезинформирующих помех приемной аппаратуре спутниковой радионавигационной системе GPS на БПЛА. Станция установлена на автомобиле повышенной проходимости (на шасси М3КТ-V1 или шасси Ford Transit) с двумя мачтами для размещения аппаратуры радиоразведки и радиоподавления, аппаратурой жизнеобеспечения и автономным источником электропитания. Станция «Гроза-С» оборудована двумя автоматизированными рабочими местами операторов [8].

Кроме того, к продукции РЭБ минской компании относится ружье для борьбы с мультикоптерами «Гроза-Р» (рис. 6), предназначенное для защиты объектов от несанкционированного проникновения БПЛА посредством радиоподавления каналов управления.



Рис. 5. Станция «Гроза-С»



Рис. 6. Система «Гроза-Р»

Ружье состоит из блока формирования сигналов помех, аккумуляторной батареи и антенной системы. При обнаружении БПЛА пользователь с помощью коллиматорного прицела наводит ружье и включает излучение. После чего БПЛА при отсутствии специальных алгоритмов поведения при потере управления вынужден осуществить посадку [9].

Специалисты из Баттельского мемориального института создали устройство под названием Drone Defender (рис. 7) для обезвреживания и принудительной посадки БПЛА. Устройство внешне похоже на автомат с установленными вместо ствола антеннами. БПЛА, попадая под прицел работающего устройства, в условиях помех теряет связь с оператором и выполняет посадку [10].



Рис. 7. Система «Drone Defende»

Система обнаружения и подавления БПЛА AUDS – разработка консорциума британских компаний Enterprise Control Systems, Chess Dynamics и Blighter Surveillance Systems (рис. 8). Система AUDS состоит из электронно-оптических сенсоров, устройства постановки радиопомех с направленной антенной и тепловизионной камеры. Испытания данной системы проводились для выборочного глушения канала управления, GPS-связи или телеметрии в течение 80 часов. В процессе испытаний удалось осуществить управляемую посадку БПЛА [11].

Израильская компания Rafael создала систему обнаружения и подавления БПЛА под названием Drone Dome (рис. 9). Устройство, используя радар в сочетании с электронно-оптическими и инфракрасными сенсорами, опознает БПЛА. Система также включает в себя РЛС и систему радиоэлектронного подавления, благодаря чему, обработав полученную информацию о нахождении БПЛА, предупреждает оператора-нарушителя, собственного оператора и, наконец, включает устройство радиоэлектронного подавления и генератор ложного сигнала спутниковой навигации для нарушения связи между дроном и его оператором [12, 13].



Рис. 8. Система обнаружения и подавления БПЛА AUDS

Радиолокационная станция RS360-400 (рис. 10) израильской компании Artsys360 обнаруживает, классифицирует и сопровождает БПЛА. Помимо воздушных целей с помощью развитой системы алгоритмов станция способна классифицировать наземные цели, такие как автомобили и люди [14].



Рис. 9. Система Drone Dome



Рис. 10. Радиолокационная станция RS360-400

Определение местоположения БПЛА и оповещение об угрозе. На этом применение БПЛА как средств борьбы с собратьями не ограничивается. Так, основной целью комплекса, разработанного на базе беспилотного летательного аппарата IT180 французской компании ECA Group, является обнаружение оператора БПЛА, фотофиксация его лица и вызов правоохранительных органов к месту нахождения нарушителя [15].

БПЛА, пролетающие на малой высоте, на фоне эхосигнала от поверхности могут быть не обнаружены радиолокационными средствами. Для решения этой задачи израильская компания Controp Precision Technologies разработала Tornado – систему обнаружения БПЛА, способную определять малозаметные и маловысотные цели (менее 30 метров). Для этого Tornado применяет системные алгоритмы обнаружения малозаметных изменений в детектируемой местности. Для работы системы применяются инфракрасная электронно-оптическая камера и компьютерная система обнаружения [16, 17].

В работе представлен обзор известных из открытых источников способов и средств противодействия БПЛА. Для выявления наиболее перспективных средств необходима количественная оценка их эффективности. При этом эффективность зависит от условий применения средств противодействия БПЛА (оперативно-тактической обстановки), типов и количества БПЛА, алгоритмов и каналов управления БПЛА, квалификации операторов и других факторов. Одним из основных критериев оценки эффек-

тивности применения средств противодействия БПЛА является отношение эффективность-стоимость, которое необходимо определять для различных тактических ситуаций индивидуально. В то же время, оценка эффективности технических систем, основанных на различных физических принципах, затруднена ввиду отсутствия общих критериев оценки, по которым можно было бы провести сравнение.

Таким образом, очевидно, что выполнение сравнительной оценки эффективности рассмотренных в работе средств противодействия БПЛА является актуальной научно-технической задачей. Поэтому основными направлениями дальнейшей работы авторов являются разработка математического аппарата для решения этой задачи, определение наиболее совершенных способов и средств противодействия БПЛА и научное обоснование эффективных комплексных технических решений.

Список литературы

1. Сидорцов И.А., Подстригаев А.С. Обзор способов противоправного применения коммерческих беспилотных летательных аппаратов // Молодой исследователь: вызовы и перспективы: сб. ст. по материалам XXXV Междунар. науч.-практ. конф. «Молодой исследователь: вызовы и перспективы». № 10 (35). М.: Изд. «Интернаука», 2017.
2. Режим доступа: http://www.delftdynamics.nl.
3. Режим доступа: https://openworksengineering.com/images/skywall/SkyWall%-20Brochure.pdf.
4. Воронцов Н. Представлен ручной противодронный сеткомет. Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2016/03/04/skywall.
5. Юфреев С. Компания «Boeing» создала лазерную установку для уничтожения дронов. 2015. Режим доступа: https://topwar.ru/81684-kompaniya-boeing-sozdala-lazernuyu-ustanovku-dlya-unichtozheniya-dronov.html.
6. Режим доступа: http://www.janes360.com/images/assets/736/51736/The_mirage_of _laser_weapons.pdf.
7. Игнатов А.Г. Военное применение лазерной техники набирает обороты и начинает определять технический уровень современного и перспективного вооружения // Фотоника. 2016. № 2. С. 14–25.
8. Режим доступа: http://www.kbradar.by/products/radioelektronnaya-borba/sredstva-i-kompleksy-radioelektronnoy-borby-s-bpla/322/.
9. Режим доступа: http://www.kbradar.by/products/radioelektronnaya-borba/sredstva-i-kompleksy-radioelektronnoy-borby-s-bpla/339/.
10. Режим доступа: https://www.battelle.org/government-offerings/national-security/aerospace-systems/counter-UAS-technologies/dronedefender.
11. Британцы создали «охотника на беспилотники». Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2015/05/20/auds.
12. Rafael unveils "Drone Dome" anti-UAV system. Режим доступа: https://www.flightglobal.com/news/articles/rafael-unveils-drone-dome-anti-uav-system-424095.
13. Сычев В. Израильтяне разработали «Жужжащий купол». Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2016/04/12/drone-dome.
14. Сычев В. Израильтяне создали противодронный микрорадар. Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2015/11/05/radar.
15. Режим доступа: https://www.ecagroup.com/sites/default/files/uploads/cp_eca_-neutralization_malicious_drones_eng.pdf.
16. CONTROP Presents TORNADO 360° Panoramic Infrared System. Режим доступа: http://www.controp.com/news-events/in-the-media/panoramic-infrared-system.aspx
17. Сычев В. Создана система обнаружения дронов на фоне земли. Режим доступа: https://nplus1.ru/news/2015/11/05/drones.

ПОДАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ В ПАССИВНОЙ СЕЙСМИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ (ПСЛ)

К. К. Сташкова, А. А. Спектор

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: Kristina_tina94@mail.ru, spektor@corp.nstu.ru

Рассмотрен метод решения задачи подавления импульсной помехи в пассивной сейсмической локации (ПСЛ). Предварительно был проведён подробный анализ характеристик существующей помехи с целью обнаружения специфических признаков, используя которые можно значительно ослабить имеющуюся помеху. На основе полученных при исследовании данных были предложены и рассмотрены различные методы решения поставленной задачи.

В последние годы получает интенсивное развитие сейсмическая локационная техника, некоторые возможности которой являются предпочтительными для осуществления технической охраны крупных производственных объектов, периметров военных баз, складских помещений и других протяжённых территорий. Суть метода заключается в регистрировании сейсмических волн, возбуждаемых в грунте объектом наблюдения (нарушителем) и в дальнейшей компьютерной обработке полученных сигналов на основе использования соответствующих алгоритмов.

Охранная система, в которой используется пассивная сейсмическая локация, состоит из множества погружаемых в грунт датчиков-штырей, группового устройства и некоторого обработчика данных, в роли которого часто выступает персональный компьютер. Датчики таких систем практически незаметны для нарушителей и могут использоваться в различных природных ландшафтах (гористая местность, степь, лес и т. д.).

В данной статье рассматривается решение проблемы, возникшей на учебном полигоне Новосибирского государственного технического университета, где размещена сейсмическая система обнаружения «Азимут 1», являющаяся совместной разработкой НГТУ и ФГУП ПО «Север» (госкорпорация «Росатом», г. Новосибирск). Было замечено, что преимущественно в тёплое время года случаются некоторые сбои в работе системы. Если при штатной работе сейсмических охранных систем (шаги, движение транспорта) сигналы ощущаются на локальном участке, т.е. на локальной группе датчиков, то в исследуемом случае имеются помехи, воздействующие сразу на все датчики. Причиной возникновения этой импульсной помехи оказались строительные работы (забивание свай в грунт для укрепления фундамента зданий), проводимые примерно в 200 метрах от исследуемого участка.

Решение данной проблемы важно для дальнейшего развития сейсмических охранных систем, так как мощная помеха препятствует работе с полезными сигналами, а частые строительные работы усложняют использование данных охранных систем вблизи крупных городов и других постоянно растущих населённых пунктов.

Для решения этой проблемы было решено исследовать сигналы, поступающие на датчики, найти основные различия между импульсной помехой и полезными сигналами. Под полезными сигналами в сейсмической охранной системе подразумеваются сигналы, характеризующие передвижение каких-либо объектов в пределах охранного контура, таких как человек, группа людей, машина, крупные или мелкие животные.

Целью исследования была поставлена задача найти признаки этих помех, на основе которых можно их существенно ослабить, обеспечивая сохранение полезных сигналов.

При проведении анализа характеристик исследуемой помехи были изучены внутри корреляционные связи, такие как автокорреляционная функция (АКФ) импульсной

помехи и взаимная корреляционная функция (ВКФ) помех на разных датчиках. Сигнал датчика состоит из отдельных импульсов (рис. 1).

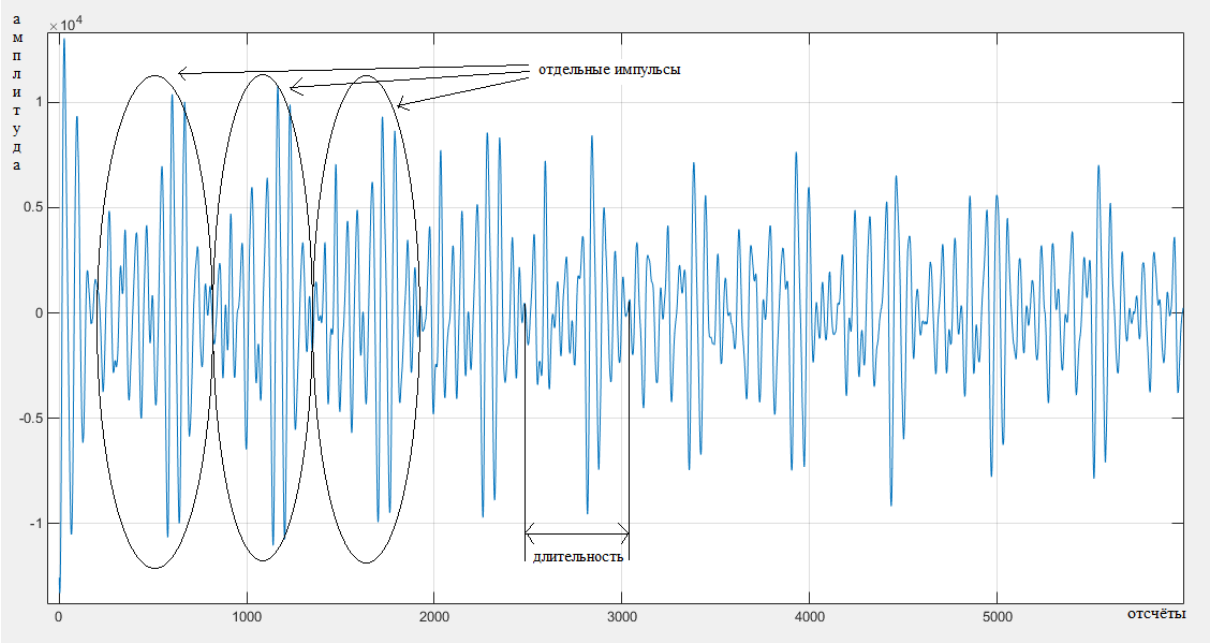


Рис. 1. Общий вид помехи

Длительность каждого импульса находится в пределах 510–550 отсчётов, это 0,88–0,95 секунд, большинство данных представлено в отсчётах, так как исследуется цифровой сигнал. У рассматриваемых импульсов довольно регулярная структура. При сравнении сигналов с нескольких датчиков видно, что они похожи на этих нескольких датчиках. Визуальный анализ свидетельствует о существенной когерентности импульсов, которая проявляется как в пределах одного сигнала, так и в масштабах пачки.

Для определения степени корреляции между сигналами разных датчиков приводим значения коэффициентов взаимной корреляции. Коэффициент взаимной корреляции для сигналов, снятых с максимально близко расположенных относительно друг друга датчиков (расстояние между датчиками 1,25 м), равен 0,94. А для сигналов, снятых с датчиков, расположенных на большем расстоянии друг от друга (расстояние между датчиками 10 м), коэффициент взаимной корреляции уменьшается до 0,27. Из представленной выше информации следует, что с ростом расстояния между исследуемыми датчиками степень корреляции между сигналами этих датчиков уменьшается.

На основании полученных результатов было решено воспользоваться выявленной когерентностью сигналов различных датчиков, а также внутренней когерентностью импульсов одного датчика. Соответственно реализовать такую линейную обработку, которая позволила бы использовать информацию о предыдущих импульсах сигнала с одного датчика для подавления следующих далее импульсов на этом же датчике, поскольку каждый следующий импульс похож на предыдущий. Кроме того, можно также привлечь и информацию соседних датчиков, чтобы подавить помеху на данном датчике. Это позволит сделать технологию подавления помехи ещё более эффективной. Таким образом, была проведена аналогия с межпериодной (чересперiодной) компенсацией, используемой в локационных системах для селекции движущихся целей [1].

При использовании метода межпериодной компенсации в его простейшем виде, когда из следующего импульса вычитается предыдущий, для сигнала одного из датчиков подавление помехи составило 17 дБ (рис. 2).

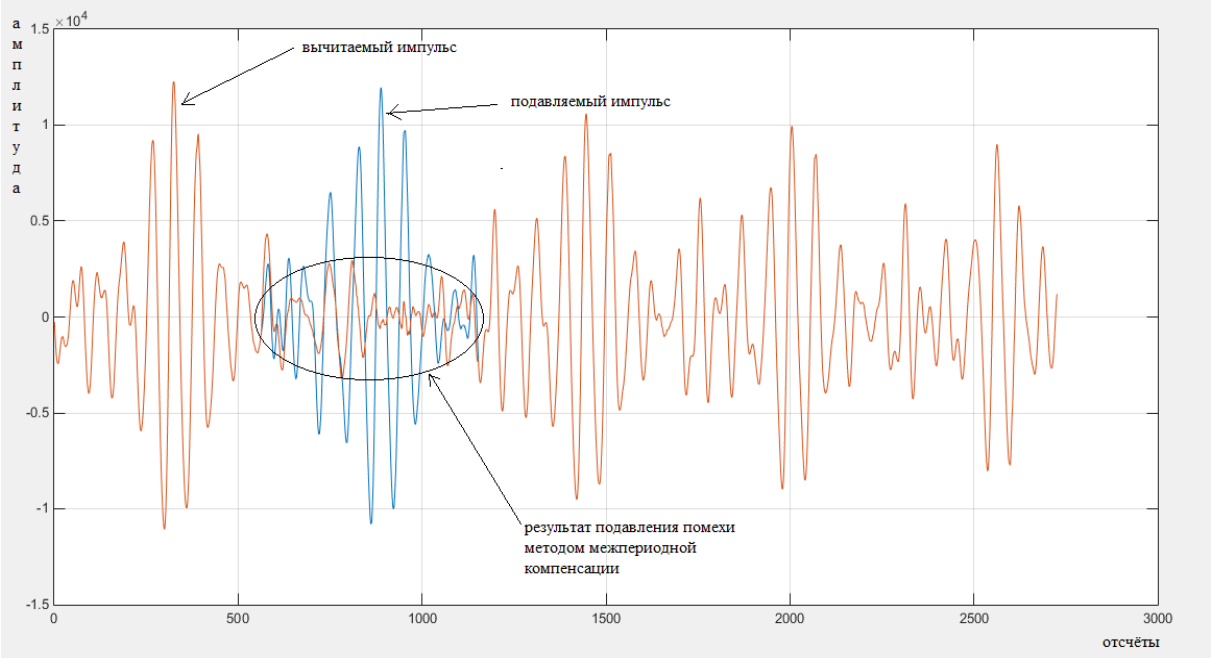


Рис. 2. Пример применения метода межпериодной компенсации

Величина подавления определялась с помощью оценки СКО исходного импульса и СКО, полученного в результате вычитания импульса. Из полученных результатов следует, что метод межпериодной компенсации позволяет неплохо подавить помеху. Для сигналов разных датчиков был проведён аналогичный эксперимент. Расстояние между исследуемыми датчиками 1,25 м. Подавление при вычитании импульсов разных датчиков составило 10 дБ. Значит, если использовать сигналы датчиков, расположенных дальше друг от друга, то подавить помеху таким способом скорее всего не получится. Метод межпериодной компенсации, применённый для импульсов одного датчика, показывает лучшие результаты. В данном случае был использован первоначальный вариант этого метода.

В действительности импульсная последовательность характеризуется медленными изменениями тонкой структуры, приводящей к амплитудным и фазовым флюктуациям. Поэтому более адекватной математической моделью этой последовательности может служить модель линейного предсказания, в которой некоторый отсчет x_i образуется в результате линейного преобразования

$$x_i = \sum_{j=1}^{J} a_j \cdot x_{i-j} + \xi_i,$$

соответствующих отсчетов J предшествующих импульсов помехи. Здесь a_j – коэффициенты модели предсказания; ξ_i – информационный белый шум, имеющий смысл ошибки предсказания. Определение коэффициентов модели обычно выполняется на основе метода Юла – Уокера и предполагает проведение адаптивной процедуры. Ее основу составляет оценивание отрезка корреляционной функции помехи и решение системы линейных алгебраических уравнений вида:

$$R \cdot a = r,$$

$$a = R^{-1} \cdot r,$$

$$R = \begin{Vmatrix} 1 & r_1 & r_2 & \dots & r_{J-1} \\ r_1 & 1 & r_1 & \dots & r_{J-2} \\ r_2 & r_1 & 1 & \dots & r_{J-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{J-1} & r_{J-2} & r_{J-3} & \dots & 1 \end{Vmatrix}, r = \begin{Vmatrix} r_1 & r_2 & r_3 & \dots & r_J \end{Vmatrix}^T.$$

Матрицы R и r составлены из значений корреляционной функции наблюдаемого сигнала x_i.

Для осуществления развиваемого метода необходимо обеспечить синхронизацию импульсов, участвующих в процедуре линейного предсказания. Перед нахождением значений корреляционной функции необходимо применить окно, что позволит ослабить влияние граничных участков. Теперь можно вычислить коэффициенты модели предсказания.

Представленная выше математическая модель линейного предсказания с учётом коэффициентов, найденных с помощью уравнений Юла – Уокера, позволяет достаточно точно предсказать некоторый x_i сигнал. Далее необходимо перейти обратно к исходному масштабу сигнала. После чего предсказанный сигнал следует использовать в методе межпериодной компенсации. Оптимальная глубина предсказания, как показывают эксперименты, составляет J = 6–8. Вычисление такого количества коэффициентов позволяет вести обработку сигнала в режиме реального времени и достаточно точно предсказывать импульсы, необходимые для подавления помехи.

К сожалению, несмотря на хорошие результаты при применении данного метода, его влияние на полезный сигнал на сегодняшний день изучено не было. Исследование влияния рассмотренных процедур на прохождение полезных сигналов сейсмических объектов является задачей будущих исследований.

Список литературы

1. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

О РАЗРАБОТКЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ДЛЯ ПОВОРОТА СПУТНИКОВЫХ АНТЕНН И СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

Б. В. Уткин, М. Н. Анишин, С. Р. Газитов,
А. Л. Магазинникова (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, Томская обл., пр. Ленина, 40
E-mail: b.utkin@list.ru

Рассматривается построенная обобщённая структурная схема цифровой системы управления электрическим двигателем и основные этапы разработки цифровой такой системы, а также вопросы по выявлению ограничений, накладываемых на проектируемую систему.

В настоящее время в космической технике имеет место тенденция к снижению массогабаритных показателей аппаратуры космических аппаратов. Для этих целей разрабатываются различные технологии. Применение микроконтроллеров позволяет решить данную проблему, однако возникает потребность в разработке алгоритмов управления, адаптированных под конкретный тип микроконтроллера. При этом следует учитывать, что эксплуатация систем в космосе накладывает дополнительные требования на элементную базу (температурная и радиационная стойкость, устойчивость к перегрузкам, высокая стабильность и надёжность работы).

Космический аппарат содержит движущиеся системы, к числу которых относятся системы поворота спутниковых антенн и солнечных батарей. Для осуществления поворота используются различные двигатели. Одними из наиболее применимых являются шаговые двигатели. Для управления такими двигателями разрабатываются специальные алгоритмы управления.

Цель данной статьи заключается в том, чтобы проследить основные этапы разработки цифровой системы управления электрическим двигателем и выявить ограничения, накладываемые на проектируемую систему.

Анализ существующих систем управления электрическими двигателями [1–3] позволил составить обобщённую структурную схему цифровой системы управления электрическим двигателем, которая представлена на рис. 1. Блок аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования, разностное устройство и преобразователь в цифровой системе управления шаговым двигателем выполняется на микроконтроллере.

На вход системы подаётся задающее воздействие в виде цифрового кода со значениями амплитуды и частоты тока в обмотках электрического двигателя. Разностное устройство вычисляет разность задающего воздействия и сигнала обратной связи. Вычисленное рассогласование подаётся на преобразователь.

На выходе микроконтроллера формируется сигнал, модулированный по широтно-импульсному закону. Данный сигнал поступает на драйвер двигателя, состоящий из системы управляемых ключей и выполняющий усиление сигнала, необходимое для работы электрического двигателя. Сигнал с драйвера поступает на фильтр нижних частот, на выходе которого формируется синусоидальный ток, поступающий на обмотки электрического двигателя.

Цепь обратной связи служит для передачи информации о текущем состоянии токов в обмотках электрического двигателя на устройство сравнения. Цепь обратной связи содержит аналого-цифровой преобразователь для преобразования сигнала к виду, в котором представлено задающее воздействие.

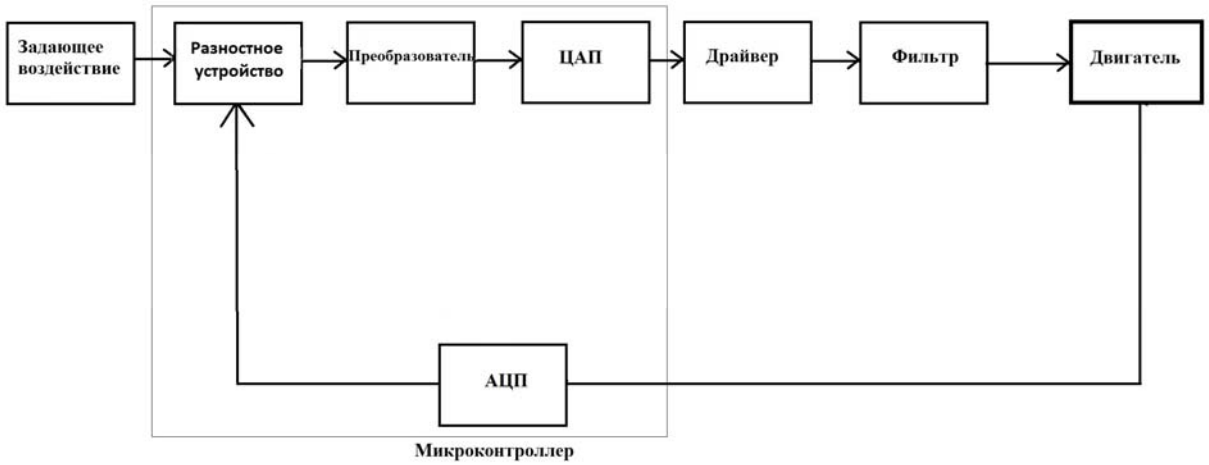


Рис. 1. Обобщённая структурная схема цифровой системы управления электрическим двигателем

В разработке цифровой системы управления можно выделить шесть этапов.

На первом этапе проектирования цифровой системы проведено исследование аналоговой системы управления шаговым двигателем. Для этих целей построены компьютерные и математические модели, проводится экспериментальное исследование параметров существующих систем [4–6].

На втором этапе производится разработка цифровой системы в соответствии с параметрами микроконтроллера: разрядностью АЦП и ЦАП, частотой коммутации драйвера шагового двигателя. Согласно требованиям, предъявляемым к системам управления электрическими двигателями, частота коммутации драйвера шагового двигателя должна превышать частоту широтно-импульсной модуляции сигнала на выходе микроконтроллера [7].

На третьем этапе происходит создание программных алгоритмов, позволяющих сформировать сигналы управления, которые подаются на драйвер. В качестве таких сигналов используются сигналы с широтно-импульсной модуляцией.

На четвёртом этапе проводится анализ дестабилизирующих факторов: временных задержек, шумов в линии передачи и элементах. Следует отметить, что зачастую невозможно учесть все дестабилизирующие факторы, поэтому необходимо знать степень их влияния на работу системы.

На пятом этапе проводится учёт дестабилизирующих факторов путём корректировки программных алгоритмов, а также введением дополнительных компонентов в систему (фильтров).

На шестом этапе будет проводиться отладка разработанной системы.

На данный момент в ходе работы над проектом проведено компьютерное моделирование аналоговой системы управления электрическим двигателем. Исследовано прохождение сигналов различных форм (синусоидальный, единичное ступенчатое воздействие) через систему. Осциллограммы сигналов в обмотках электрического двигателя позволяют определить параметры этих сигналов в стационарном режиме и при переходных процессах.

Кроме того, анализ зависимости параметров переходного процесса от временных задержек позволяет судить об устойчивости системы и определить критические временные задержки, превышение которых приводит к самовозбуждению системы. При самовозбуждении системы отрицательная обратная связь переходит в положительную, что приводит к превышению допустимого тока в обмотке электрического двигателя и его выходу из строя (рис. 2).

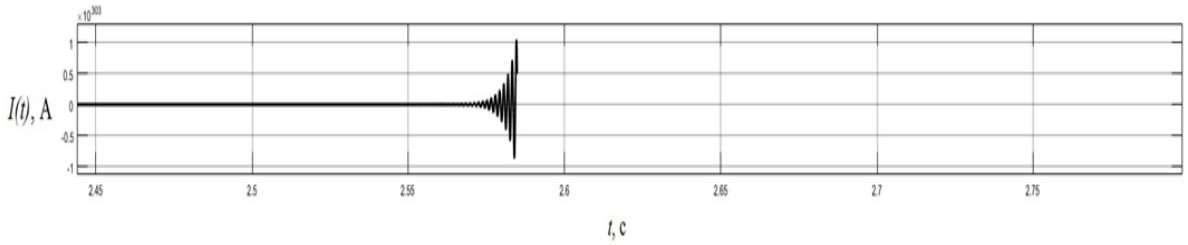


Рис. 2. Осциллограмма тока в обмотке электрического двигателя при наличии самовозбуждения, полученная при компьютерном моделировании аналоговой системы управления электрическим двигателем при переходных процессах

Проект по разработке цифровой системы управления шаговым двигателем для поворота спутниковых антенн и солнечных батарей реализуется в рамках шести перечисленных этапов.

В процессе проектирования необходимо учитывать те ограничения, которые выявляются при моделировании системы. Кроме того, немаловажными в разработке такой системы являются и требования, накладываемые на аппаратуру и элементную базу в связи с их применением в космической промышленности.

Список литературы

1. Overview for Stepper Motor Drivers [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ti.com/lsds/ti/motor-drivers/stepper-driver-overview.page (дата обращения: 07.09.2017).

2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учебник для вузов в двух томах. Изд. дом МЭИ, 2006. 652 с.

3. Аристов А.В. Управление двухфазным асинхронным двигателем в режиме прерывистого движения // Доклады ТУСУР. 2010. № 1 (21). Ч. 2. С. 137–141.

4. Уткин Б.В., Анишин М.Н., Газитов С.Р. Модель синхронного двухфазного электрического двигателя для проведения анализа работы системы стабиизации тока в его обмотке // Материалы докладов XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии», Сочи, 1–10 октября 2017 г. С.468–471.

5. Уткин Б.В., Анишин М.Н., Газитов С.Р. Анализ эффективности метода оптимизации системы управления синхроными двухфазными электрическими двигателями // Материалы докладов XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии», Сочи, 1–10 октября 2017 г. С.464–468.

6. Спецификация на электрический двигатель FL39ST34-0306F [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.mantech.co.za/Datasheets/Products/FL39ST.pdf.

7. Спецификация на микросхему 1986BE8T [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ic.milandr.ru/upload/iblock/c13/c1311d639ad5536fda7318c0943bb4c6.pdf (дата обращения: 15.10.2017).

ВОЛНОВОДНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ СВЧ-ФИЛЬТР С РАЗНОТИПНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СВЯЗИ

А. В. Воробьев

Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина
410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
E-mail: alexvorxx@mail.ru

Рассмотрена топология полосно-пропускающего СВЧ-фильтра на прямоугольном волноводе с одновременным использованием двух разных типов элементов связи: вставок в Е-плоскости и индуктивных диафрагм. Предложена комбинированная численно-аналитическая методика синтеза таких фильтров, включающая в себя переход от простых аналитических моделей фильтров-прототипов к более сложным численным моделям СВЧ-фильтров. В качестве примера представлены результаты расчета и электродинамического моделирования четырехрезонаторного волноводного полосно-пропускающего фильтра X-диапазона частот.

Волноводные полосно-пропускающие СВЧ-фильтры имеют широкое применение в приемо-передающей аппаратуре систем космической и наземной связи. Особенности эксплуатации таких систем предопределяют, кроме особых требований к частотным характеристикам, повышенные требования к точности изготовления конструкции, массогабаритным характеристикам, температурной стабильности и электрической прочности [1].

На рис. 1 приведена топология исследуемого полосно-пропускающего фильтра (ППФ) с непосредственными связями между резонаторами (in-line). Особенностью предлагаемой топологии является использование двух разных типов элементов связи в прямоугольном волноводе (ПрВ): пластин (вставок) в Е-плоскости, располагающихся в середине широкой стенки волновода [2], и симметричных индуктивных диафрагм [3]. По отдельности каждый тип элементов связи хорошо изучен и успешно используется для синтеза фильтров на их основе. Симметричные индуктивные диафрагмы имеют толщину T_d и ширину окна a_i. Пластины имеют толщину T_p и длину w_i. Между элементами связи расположены отрезки ПрВ длиной L_i, являющиеся резонаторами.

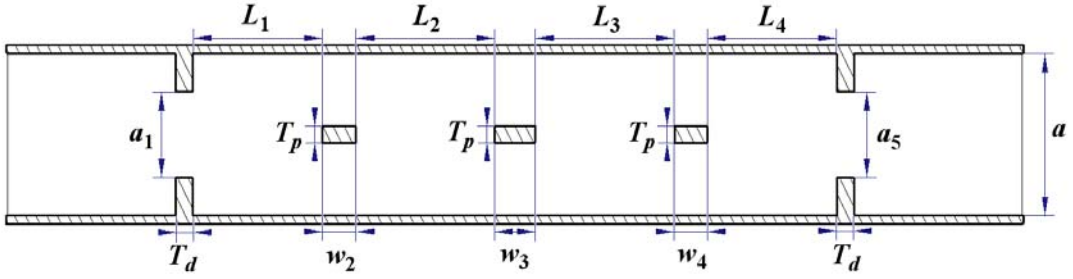


Рис. 1. Топология волноводного фильтра

В качестве примера был проведен синтез четырехрезонаторного фильтра X-диапазона на прямоугольном волноводе WR112 (a = 28,499 мм, b = 12,624 мм). Заданы следующие требования к частотным характеристикам ППФ: центральная частота f_0 = 7,42 ГГц, ширина полосы пропускания Δf = 0,2 ГГц, величина пульсаций затухания в полосе пропускания L_{ar} = 0,05 дБ.

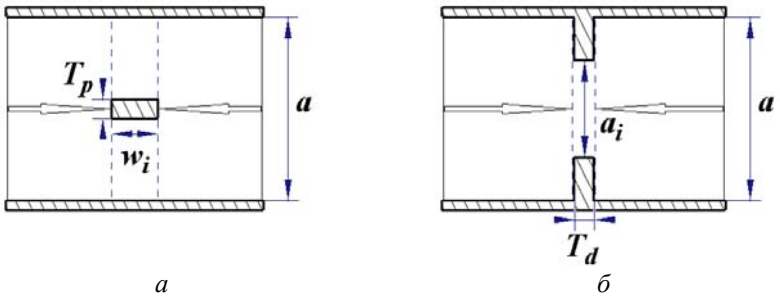
Вначале по методике [3] был проведен расчет фильтра-прототипа нижних частот с последующим переходом к прототипу полосно-пропускающего фильтра. При этом были получены параметры инверторов сопротивлений $K_{i,j}/Z_0$ (Z_0 = 50 Ом). Для дальнейших расчетов удобно использовать не сами значения $K_{i,j}/Z_0$, а коэффициенты передачи $|S_{21}|_{i,j}$ соответствующих инверторов сопротивлений. Для этого используется выражение для ABCD-матрицы инвертора сопротивлений [4]:

$$\left[ABCD_{i,j} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK_{i,j}/Z_0 \\ \mp(jK_{i,j}/Z_0)^{-1} & 0 \end{bmatrix}\right]. \quad (1)$$

Затем с использованием выражения [5], связывающего $|S_{21}|$ с элементами ABCD матрицы, была получена формула для вычисления $|S_{21}|_{i,j}$ инверторов сопротивлений:

$$|S_{21}|_{i,j} = \frac{2}{A+B+C+D} = \left|\frac{2}{K_{i,j}/Z_0+(K_{i,j}/Z_0)^{-1}}\right|. \quad (2)$$

Далее был проведен расчет оптимальных геометрических размеров элементов связи с помощью численных методов моделирования. Для этого были созданы электродинамические модели одиночных элементов связи: пластины в ПрВ (рис. 2, *а*) и симметричной индуктивной диафрагмы в ПрВ (рис. 2, *б*). Плоскости отсчета входного и выходного портов заданы на концах элемента связи. Это необходимо для корректного анализа амплитудных и фазовых характеристик. Целью расчета является поиск оптимальных размеров элементов связи a_1, a_5, w_2, w_3, w_4 при фиксированных размерах ПрВ a, b и заданной толщине элементов связи (T_p = 3 мм, T_d = 3 мм). Оптимальным является такой размер элемента связи (a_i или w_i), при котором значение коэффициента передачи электродинамической модели на частоте f_0 равняется значению $|S_{21}|_{i\text{-}1,i}$ соответствующего инвертора сопротивлений (таблица), рассчитанному по формуле (2). После расчета получены оптимальные геометрические размеры элементов связи: $a_1 = a_5$ = 15,07 мм, $w_2 = w_4$ = 5,90 мм, w_3 = 7,21 мм.



а *б*

Рис. 2. Электродинамические модели пластины в ПрВ (*а*) и индуктивной диафрагмы в ПрВ (*б*)

Величину уменьшения геометрической длины i-го резонатора, находящегося между двумя элементами связи, можно найти при помощи выражения [3]:

$$\Delta L_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi}\left[\pi - \frac{\varphi_{i-1,i}+\varphi_{i,i+1}}{2}\right], \quad (3)$$

где $\varphi_{i\text{-}1,i}$ и $\varphi_{i,i+1}$ – значения сдвига фазы коэффициента отражения двух элементов связи; λ_{g0} – длина волны в волноводе на частоте f_0.

Для всех элементов связи были найдены значения сдвига фазы $\varphi_{i\text{-}1,i}$. Затем по формуле $L_i = \lambda_{g0}/2$ были вычислены начальные размеры полуволновых резонаторов (L_i = 28,69 мм) и с помощью выражения (3) найдены величины уменьшения геометрической длины резонатора ΔL_i, находящегося между двумя элементами связи (табл. 1).

В итоге были найдены оптимальные геометрические длины резонаторов: $L_1 = L_4$ = = 22,93 мм, $L_2 = L_3$ = 24,62 мм. Затем была построена трехмерная электродинамическая модель четырехрезонаторного волноводного ППФ (рис. 3) с оптимальной геометрией. Анализ модели был проведен с использованием пакета электродинамического модели-

рования CST Microwave Studio, основанного на методе конечного интегрирования. На рис. 4 представлены полученные после расчета частотные характеристики модели фильтра. Результаты моделирования показывают работоспособность исследуемой в данной работе топологии.

Таблица

i	$K_{i-1,i}/Z_0$	$\|S_{21}\|_{i-1,i}$	$\varphi_{i-1,i}$, рад	ΔL_i, мм
1	0,2986	0,5484	2,3267	5,76
2	0,0767	0,1525	2,6945	4,07
3	0,0592	0,1180	2,6976	4,07
4	0,0767	0,1525	2,6945	5,76
5	0,2986	0,5484	2,3267	

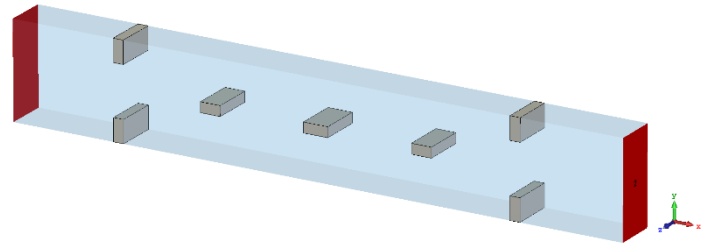


Рис. 3. Трехмерная электродинамическая модель четырехрезонаторного СВЧ-фильтра

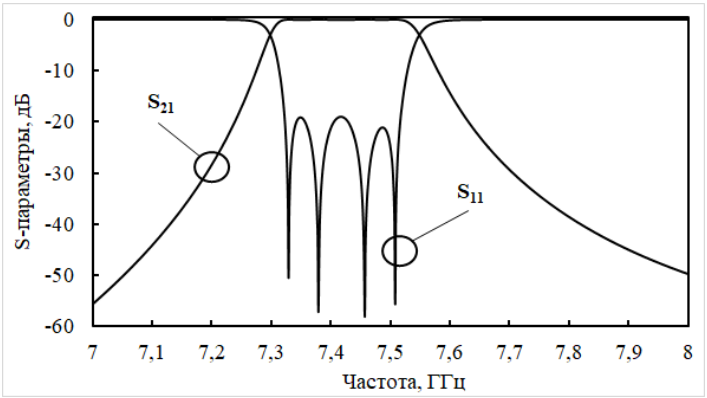


Рис. 4. Частотные характеристики модели четырехрезонаторного СВЧ-фильтра

Перспективным направлением дальнейших исследований является изучение электродинамических характеристик фильтров данной топологии с другими элементами связи.

Список литературы

1. Cameron R.J., Kudsia C.M., Mansour R.R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. New York: Wiley, 2007. 771 p.

2. Yi-Chi Shih. Design of waveguide E-plane filters with all-metal irises // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. 32. N 7. P. 695–704.

3. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Б.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. Т. 1: 440 с.; Т. 2: 495 с.

4. Wang Y. Novel design approach for high performance waveguide filters // MS degree Dissertation. 2008. Waterloo University. Ontario. Canada. P. 16–17.

5. Frickey D.A. Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42. № 2. P. 205–2011.

ПРОЕКТ ОРГАНИЗАЦИИ РАДИОСВЯЗИ НА УЧАСТКЕ

О. В. Ядренникова

ФГБОУ ВО «Иркутский национальный исследовательский технический университет»
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: Yadrennikova@inbox.ru

Задачей данной работы является расчет канала связи между двумя точками. Исходными данными для расчета являются: расстояние между точками, профиль трассы, технические характеристики радиостанций и антенн.

Актуальность выбранной темы заключается в том, что для практической организации радиосвязи необходимо теоретически рассчитать, будет ли осуществляться радиосвязь при заданных условиях.

Целью работы является теоретический расчет канала связи УКВ-диапазона между Хребтовой и Карстовой. Расстояние между ними составляет 10,8 км. Трасса приведена на рис. 1.

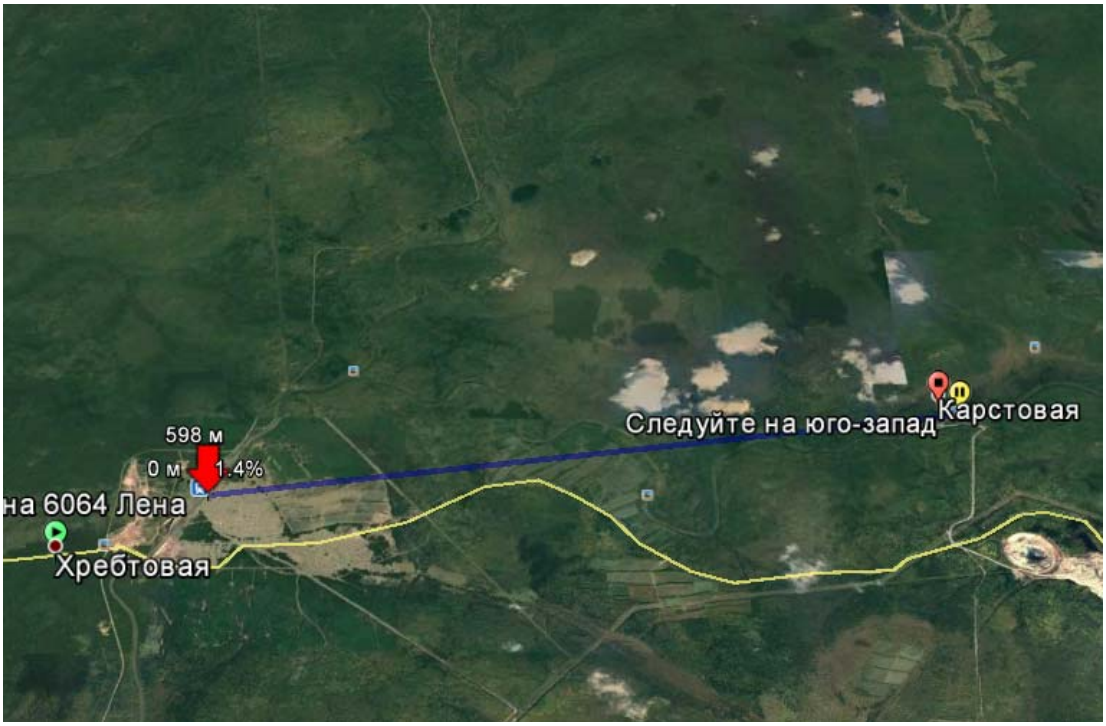


Рис. 1. Трасса участка

Для организации радиосвязи необходимо выбрать радиостанции и антенны, устанавливаемые в заданных точках.

В качестве радиостанций предлагается использовать стационарную радиостанцию Motorola GM350.

Технические характеристики радиостанции приведены в табл. 1. Внешний вид радиостанции приведен на рис. 2.

В качестве антенны предполагается использовать штыревую антенну Telex V2R.

Технические характеристики антенны приведены в табл. 2. Внешний вид антенны приведен на рис. 3.

Таблица 1

Диапазон частот, МГц	136–174
Максимальная выходная мощность	25 Вт
Разнос каналов, кГц	12,5/20/25
Чувствительность, мкВ	0,35
Избирательность, дБ/кГц	–70/25
Размеры, мм	40x168x160
Вес, г	1030
Питание, В	13,8



Рис. 2. Внешний вид радиостанции Motorola GM350

Таблица 2

Диапазон рабочих частот, МГц	130–174
Усиление	3 dB (5,2 dBi)
Разъем	UHF
Максимальная подводимая мощность, Вт	500
Высота антенны в сборе, мм	2743
Вес, кг	2,86



Рис. 3. Внешний вид антенны Telex V2R

Рекомендации по установке антенны: установить антенну необходимо на мачте. Мачту установить не далее, чем в пяти метрах от здания, в котором будет располагаться радиостанция. Крепление антенны на мачту осуществляется хомутами, входящими в комплект антенны.

Предварительно рассчитаем дальность радиосвязи при заданных исходных параметрах, которые указаны в табл. 1 и 2 .

Расчет дальности радиосвязи, работающей в диапазоне метровых волн, усложняется тем, что приходится учитывать рельеф местности, влияющий на условия распространения радиоволн. Поперечный профиль трассы показан на рис. 4.

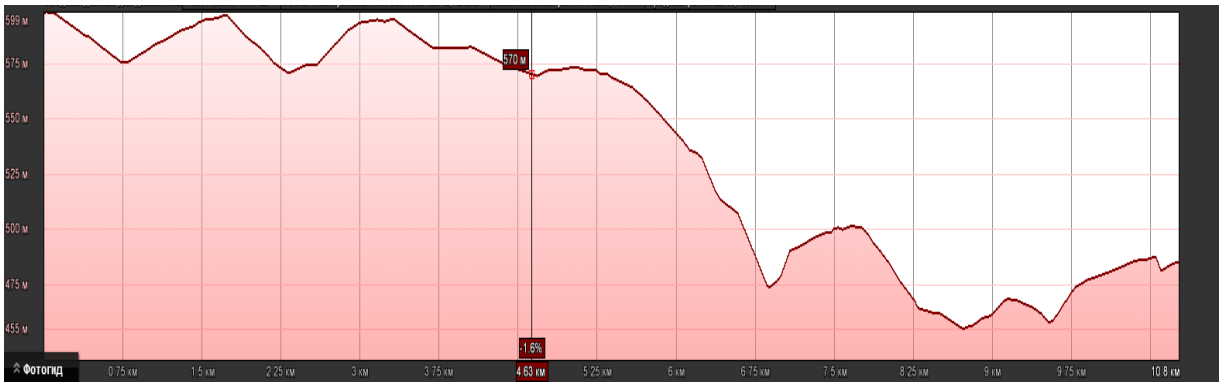


Рис. 4. Поперечный профиль трассы

Максимальное увеличение высоты – 129 метров, максимальное уменьшение – 242 метра. Максимальный уклон – 13,2 %. Исходя из этих данных, можно сделать вывод, что трасса легкая горная.

Для расчета канала связи рассчитаем уровень сигнала на входе приемника:

$$E_2 = U_2 + a_T + B_M + G_1 + G_2 + M - a_{ф1} * l_1 - a_{ф2} * l_2 - g_2 - K_и - K_в - K_M,$$

где U_2 – минимально допустимый уровень полезного сигнала, справочная величина [2], равная 12 дБ; a_T – коэффициент, учитывающий условия распространения для конкретного типа трассы, справочная величина [2], равная –3,4 дБ; B_M – коэффициент, учитывающий отличие мощности передатчика от мощности 1 Вт, $B_M = 10\lg P_1$, P_1 – мощность передатчика, равная 13,979 дБ; G_1 и G_2 – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, технические параметры антенн, по 5,2 дБ; М – высотный коэффициент, который учитывает отличие произведения высот установки антенн от 100 м^2. Высоты установки антенн равны 15 м, $M = 20lg\left(\frac{h_1 h_2}{100}\right)$, равная 0,44 дБ; $a_{ф1} l_1$ и $a_{ф2} l_2$ – погонные затухания и длины антенных фидеров соответственно передатчика и приемника; $a_{ф1}$ и $a_{ф2}$ – 7 дБ/100 м (кабель РК-50-7-11); l_1 и l_2 – 30 м (длина фидерной линии); g_2 – коэффициент, учитывающий трансформацию напряженности поля в пространстве к напряжению на разъеме приемной антенны, для антенно-фидерных систем с волновым сопротивлением 50 Ом, равный 2 дБ; $K_и$ – коэффициент, учитывающий трансформацию напряженности поля в пространстве к напряжению на разъеме приемной антенны, для антенно-фидерных систем с волновым сопротивлением 50 Ом составляет 2 дБ; K_M – вероятностный коэффициент, который учитывает изменения рельефа местности, равный 5 дБ; $K_в$ – вероятностный коэффициент, который учитывает изменения рефракции в тропосфере, для легкой горной трассы составляет 4 дБ.

$$E_2 = 12 + (-3{,}4) + 13{,}979 + 5{,}2 + 5{,}2 + 7{,}044 - 2{,}1 - 2{,}1 - 12 - 1{,}5 - 1{,}8 - 4 = 11{,}323 \text{ дБ}.$$

На рис. 4 представлен график зависимости уровня сигнала на входе приемника от дальности уверенной радиосвязи. Выбор базовых кривых распространения 1, 2, 3, 4 зависит от типа трассы. Для легкой горной трассы это кривая 3.

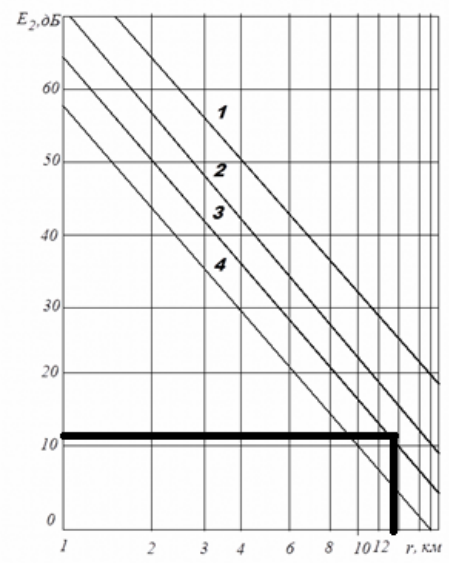


Рис. 4. Базовые кривые распространения

По графику можно определить, что дальность уверенной радиосвязи составляет 14 км. Поскольку расстояние между исследуемыми точками меньше, то радиосвязь на данном участке будет.

По результатам расчетов можно сделать вывод, что на данном участке возможно организовать уверенную радиосвязь при использовании радиостанций Motorola GM350 и антенн Telex V2R.

Список литературы

1. Правила организации и расчета сетей радиосвязи. М.: Транспорт, 1991. 94 с.
2. Методические указания по расчету системы радиосвязи. М.: Транспорт, 1991. 46 с.
3. Григоров В.А., Климов Н.Н. Системы радиосвязи: метод. пособие. Иркутск: ИрГУПС, 2003. 49 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ СЛОИСТЫХ СРЕД НА ПРИМЕРЕ ПРОИЗВЕДЕНИЯ ИСКУССТВ – КАРТИН

С. Н. Жакупов, А. В. Бадьин

Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, Россия, Томская обл, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: Zhak.sn@yandex.ru, thzlab@mail.ru

Рассматриваются основные достоинства терагерцового излучения и возможности применения терагерцовой сканирования в области искусствоведения. В частности, на основе анализа двумерного распределения интенсивности прошедшего излучения через образец материала можно судить о наличии областей, имеющих неоднородную структуру, которая проявляется за счёт различий в диэлектрических свойствах материалов. На основе полученных данных делаются выводы о структурном составе материала. Таким образом, данный метод может использоваться для бесконтактной диагностики структурной целостности объектов, обнаружения скрытых изображений и деталей не доступных для человеческого глаза.

Терагерцовое излучение – это вид электромагнитного излучения, спектр частот которого расположен между инфракрасным и СВЧ диапазонами, которому соответствует интервал длин волн от 0,01 до 3 мм. Данное излучение обладает рядом характерных свойств, которые находят своё применение в таких сферах жизнедеятельности человека как медицина [1], системы безопасности [2], контроль качества в сельскохозяйственной и пищевой промышленности [3], анализ исторических и культурных объектов [4].

Изучение объектов, представляющих культурную и историческую ценность, является актуальной задачей в наши дни. Подавляющее большинство таких объектов, в частности картин, имеют хрупкую структуру. В связи с чем при их анализе крайне важно отсутствие механического контакта. Другой важной задачей при анализе объектов искусств является обнаружение скрытых дефектов и полостей внутри объекта для определения состояния целостности структуры и организации возможностей дальнейшей реставрации. Помимо этого изучение картин зачастую имеет целью обнаружение скрытых и недоступных в видимом диапазоне графических изображений. Всё вышесказанное может быть реализовано с помощью использования терагерцового излучения.

Для проведения эксперимента использовалась установка на базе квазиоптического терагерцового спектрометра СТД-21, схематическое представление которой изображено на рис. 1. Основными элементами данной установки являются: лампа обратной волны (ЛОВ) – источник терагерцового излучения, диапазон частот 682–973 ГГц; фокусирующие линзы, с фокусным расстоянием 120 мм; амплитудный модулятор с частотой модуляции 23 Гц; позиционер в двумерном пространстве – позволяет исследовать объекты 40×40 мм; детектор – ячейка Голея.

В качестве объекта исследования был подготовлен образец в виде карандашного наброска на листе акварельной бумаги размером 40×40 мм. Перед закреплением рисунка в позиционере образец был плотно накрыт другим листом бумаги толщиной 102 мкм с нанесенным на него тонером черного цвета лазерного принтера HP 1005, тем самым скрыт изначальный набросок, сделав его незримым при внешнем осмотре образца рис. 2.

При сканировании объекта позиционер перемещал образец в двумерной плоскости ортогонально относительно падающей электромагнитной волны через точку фокусировки терагерцового излучения, определяемой диаметром диафрагмы. В результате была получена двумерная картина распределения интенсивности электромагнитной волны, прошедшей через образец рис. 3.

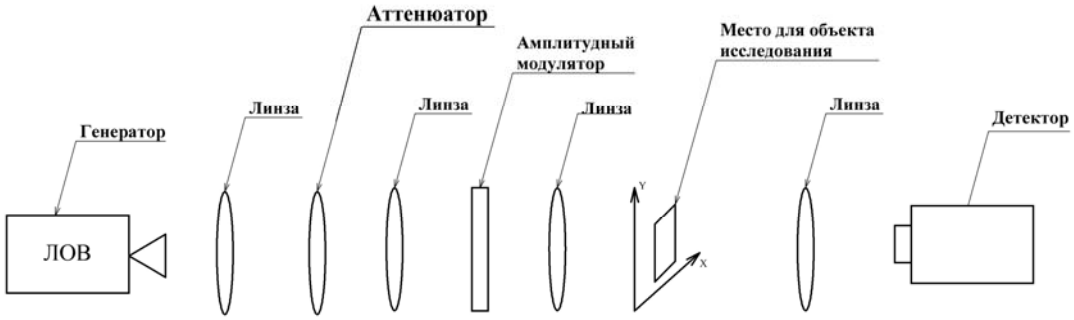


Рис. 1. Принципиальная схема экспериментальной установки для проведения двумерного сканирования материалов в терагерцовом диапазоне частот



Рис. 2. Внешний вид непрозрачного экранирующего листа бумаги (слева), справа – исследуемый образец

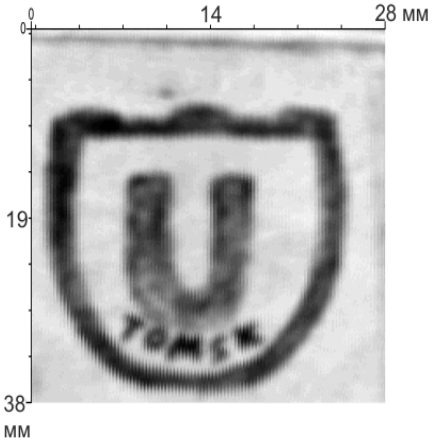


Рис. 3. Двумерная картина распределения интенсивности электромагнитной волны, прошедшей через образец, черный цвет показывает область наименьшего сигнала детектора

Анализируя полученный результат, можно судить о наличии областей, имеющих повышенную диэлектрическую проницаемость. Данные области соответствуют позиционному расположению наброска. Это вызвано тем, что основу рисунка составляет графит, который имеет свойство поглощать электромагнитное излучение.

При дальнейшем анализе была произведена градация полученных значений по уровням интенсивности мощности в абсолютных единицах (рис. 4). Из полученных изображений можно судить, в каких местах автор наброска прилагал наибольшие уси-

лия при нажатии карандаша, также можно увидеть расположение, где сосредоточена наибольшая толщина слоя и плотность нанесения графита.

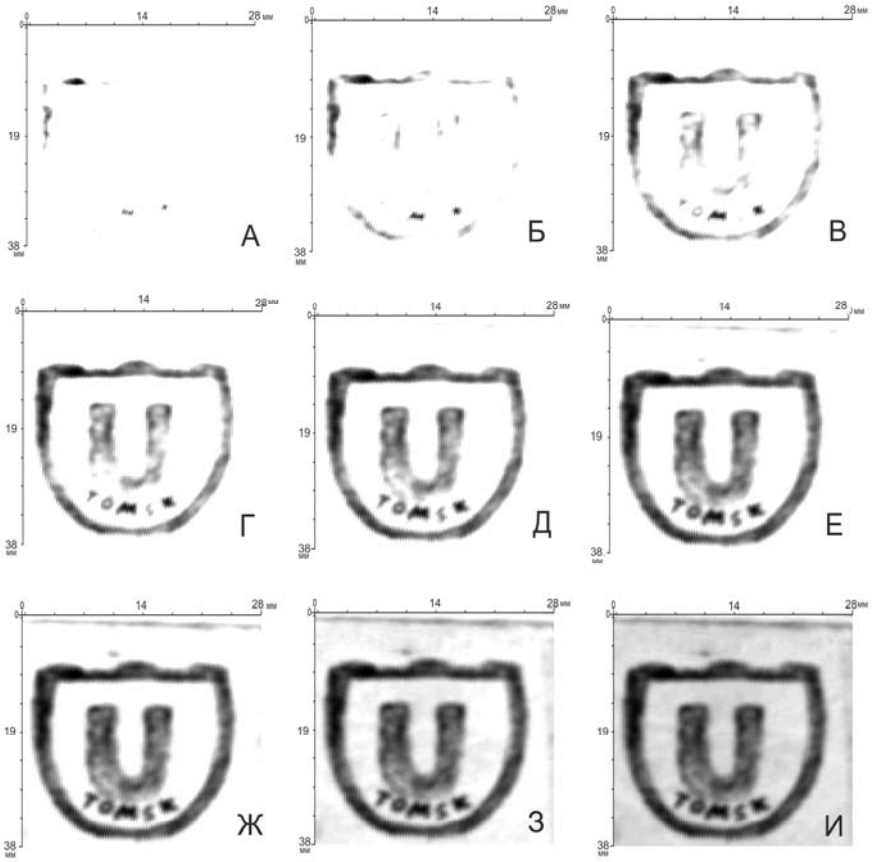


Рис. 4. Градация полученной двумерной картины интенсивности прошедшей волны по уровню в абсолютных единицах: А) 0,62–1,06; Б) 0,62 – 1,5; В) 0,62–1,94; Г) 0,62 – 2,38; Д) 0,62–2,88; Е) 0,62–3,26; Ж) 0,62–3,7; З) 0,62–4,14; И) 0,62–4,58

Таким образом, в ходе эксперимента были показаны возможности применения терагерцового излучения для анализа объектов, представляющих культурную и историческую ценность, имеющих неоднородную слоистую структуру. Проведен бесконтактный неразрушающий анализ объекта. Были установлены области поглощающих неоднородностей на диэлектрическом материале, что и позволило нам обнаружить скрытое изображение, его чёткий контрастный контур и заполнение, его расположение и физические размеры.

Список литературы

1. Reid C., Pickwell-Macpherson E., Laufer J., Gibson A., Hebden J., Wallace V. Accuracy and resolution of THz reflection spectroscopy for medical imaging // Journal of Physics in Medicine and Biology (2010).

2. Corsi C., Sizov F. THz and Security Applications // NATO Science for Peace and Security Series B: Physics and Biophysics (2014).

3. Etayo D., Iriarte J., Palacios I., Maestrojuán I., Teniente J., Ederra I., Gonzalo R. THz imaging system for industrial quality contro // International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies, IMWS (2011).

4. Fukunaga K., Hosako I., Kohdzuma Y., Koezuka T., Kim M., Ikari T., Du X. Terahertz analysis of an East Asian historical mural painting // Journal of the European Optical Society (2010).

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННОЙ ВЫСОКОТОЧНОЙ УГЛОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ

А. В. Гребенников, А. К. Дашкова, Ф. В. Зандер (научный руководитель)

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

Представлены результаты разработок методов построения современной высокоточной угломерной навигационной аппаратуры потребителя для установки на различных объектах. Приведены достоинства и недостатки каждого метода, источники погрешностей измерения и пути повышения точностных характеристик данного типа аппаратуры.

При построении современной высокоточной угломерной навигационной аппаратуры потребителя необходимо учитывать, что к ней предъявляются высокие требования как к устойчивости приемника к внеполосным помехам, так и к точностным характеристикам определения пространственной ориентации объекта. В минимальной конфигурации для измерения пространственной ориентации, как известно, требуется трехантенный интерферометр. Однако для увеличения точности измерений число антенн необходимо увеличить [2].

Таким образом, антенная система современной высокоточной угломерной навигационной аппаратуры потребителя (УНАП) фактически представляет собой многоэлементную антенную решетку. С точки зрения оптимальной обработки сигнала УНАП должна иметь многоканальную структуру, сигнал каждой антенны обрабатывается в отдельном канале. По сути, УНАП представляет собой N навигационных приемников, работающих от единых опорных и тактовых частот, где N – число антенн. Такая обработка сигналов называется параллельной. Структурная схема УНАП с параллельными каналами представлена на рис. 1.

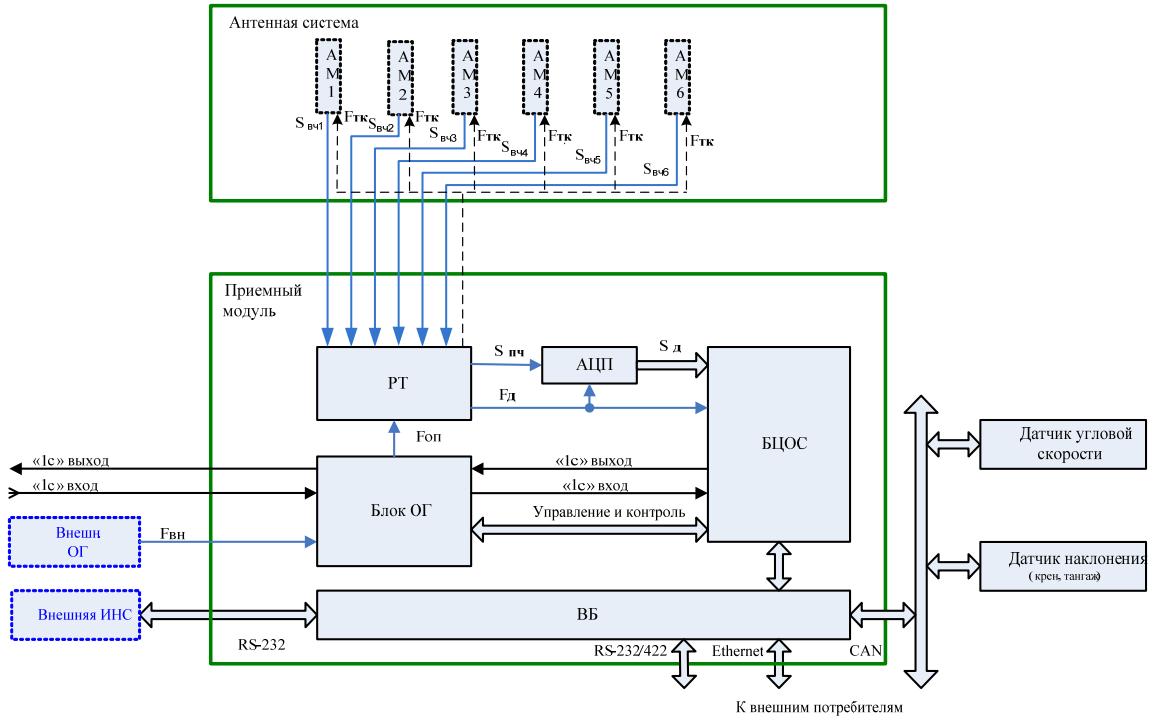


Рис. 1. Построение УНАП с параллельными каналами

Аналоговая часть УНАП состоит из *N*-элементной антенной решетки и *N*-канального блока радиотрактов РТ. Сигналы с выходов блока радиотрактов подаются на *N*-канальный АЦП. Дальнейшая обработка производится в цифровом виде.

Блок цифровой обработки сигналов содержит $m \cdot N$ каналов, где m – число принимаемых сигналов навигационных космических аппаратов (НКА). Современная радионавигационная аппаратура работает по сигналам ГЛОНАСС/GPS и при этом принимает сигналы всех видимых НКА обеих систем. Для этого достаточно 24 каналов, под каналом БЦОС понимается обработка всех сигналов одного НКА. В случае работы по открытым сигналам канал БЦОС содержит 2 коррелятора в тракте слежения за несущей (для *I*-й и *Q*-й составляющих) и еще два коррелятора в тракте дискриминатора слежения за задержкой. В случае работы по сигналам санкционированного доступа число корреляторов удваивается. В двухчастотной аппаратуре требуется еще вдвое больше корреляторов. Таким образом, в двухчастотной УНАП, работающей по сигналам открытого и санкционированного доступа, цифровой канал обработки сигналов НКА содержит 16 корреляторов. Соответственно, 24-канальная НАП содержит 384 коррелятора.

Таким образом, УНАП с параллельными каналами требует в *N* раз больше ресурсов. Так, в минимальной конфигурации с тремя антеннами требуется в три раза больше ресурсов, чем в обычной НАП, для построения 24-канальной УНАП требуется больше 1000 корреляторов, реализация которых при реальном проектировании и производстве аппаратуры практически невозможна.

Для обеспечения требуемых точностных характеристик требуется высокая степень идентичности измерительных трактов, в первую очередь, аналоговых. Для этого все тракты работают от единых опорных и тактовых частот. В этом случае систематическая погрешность измерения фазовых сдвигов определяется только неидентичностью аналоговых трактов.

Обеспечение идентичности аналоговых трактов – непростая инженерная задача. Каждый аналоговый тракт содержит фильтры, которые для обеспечения требуемой избирательности должны быть высокодобротными, а следовательно, имеют достаточно большое групповое время задержки (ГВЗ). Кроме того, при работе аппаратуры разные тракты имеют разную температуру, поэтому разность ГВЗ будет изменяться. Также источниками систематической погрешности являются практически все элементы аналоговых трактов, в частности, разъемы, соединительные кабели и т. д.

При определении пространственной ориентации используется разность фаз несущей частоты между антеннами. Поскольку фазовый сдвиг определен только в пределах длины волны, имеет место фазовая неоднозначность, если задержка превышает длину волны. Например, если имеется постоянная для всех сигналов НКА задержка, то погрешность фазового сдвига будет зависеть от частоты сигнала и будет равна

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{\tau \cdot c}{\lambda}.$$

При решении угломерной задачи фазовые сдвиги пересчитываются, разность хода сигналов

$$\Delta r = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \cdot \lambda.$$

Если постоянная систематическая погрешность невелика, то погрешность разности хода не зависит от длины волны сигнала. Однако при наличии фазовой неоднозначности по систематической погрешности в измеренной разности фаз имеет место

только дробная часть отношения $\frac{\tau \cdot c}{\lambda}$, при этом возникает дополнительная погрешность определения разности хода. Постоянная часть этой погрешности учитывается при решении угловой задачи и не приводит к погрешности углов, а разность этих погрешностей по разным НКА составляет

$$\Delta r = n\lambda \frac{\Delta f}{f},$$

где n – значение целочисленной неоднозначности; λ – длина волны сигналов НКА; f – несущая частота; Δf – разность частот сигналов НКА; c – скорость света; τ – длительность элемента сигнала.

При $n = 1$ (выпадении из измерений одного периода) и на соседних литерных частотах Δr составляет всего 0,00035 λ, или 0,12° по фазе, что практически незаметно. Однако на крайних литерных частотах дополнительная погрешность составляет уже 1,5°. Если же фазовая неоднозначность по систематической погрешности будет намного больше единицы, то это может привести к невозможности угловых измерений. Еще хуже ситуация, когда фазовая неоднозначность по систематической погрешности будет разная по разным НКА или же она будет меняться в процессе измерений.

Таким образом, требования к аппаратурной погрешности УНАП можно обозначить следующим образом:

1. Разность задержек между аналоговыми трактами не должна превышать половины периода.

2. Изменения разности задержек между аналоговыми трактами в процессе эксплуатации не должны превышать 0,1–0,2 периода.

Для уменьшения систематической погрешности аналоговых трактов можно использовать единый аналоговый тракт для всех антенн. Для этого сигналы с антенн модулируются ортогональными последовательностями и суммируются, после чего поступают на единый аналоговый тракт. После прохождения аналогового тракта сигналы разделяются на цифровом уровне и далее обрабатываются в каналах БЦОС. Пример построения УНАП с единым аналоговым трактом приведен на рис. 2. По аналогичной схеме реализована выпускаемая серийно УНАП серии МРК – МРК-31, МРК-32, МРК-101, хорошо зарекомендовавшая себя при практическом использовании [3].

Поскольку сигналы со всех антенн обрабатываются единым радиотрактом, то требования к характеристикам радиотракта значительно облегчаются, остаются лишь требования по неравномерности ГВЗ. Требования же по идентичности аналоговых трактов сводятся к обеспечению идентичности соединительных кабелей. Экспериментальные исследования показывают, что требования по идентичности кабельных линий сравнительно легко обеспечиваются при длине соединительных кабелей до 4–5 м.

Ортогональные последовательности должны удовлетворять следующим требованиям:

– число последовательностей должно быть не менее N;

– частота повторения последовательностей должна быть как минимум вдвое выше ширины спектра полезного сигнала.

В качестве ортогональных последовательностей можно применить, например, функции Уолша. Их число практически неограниченно, и они обладают идеальными взаимно-корреляционными свойствами.

Достоинством данного способа является хорошее разделение сигналов с выходов антенн и их восстановление в цифровом тракте. При этом не ухудшаются точностные

характеристики, имеется низкая систематическая погрешность и конструкция УНАП достаточно проста [1, 4].

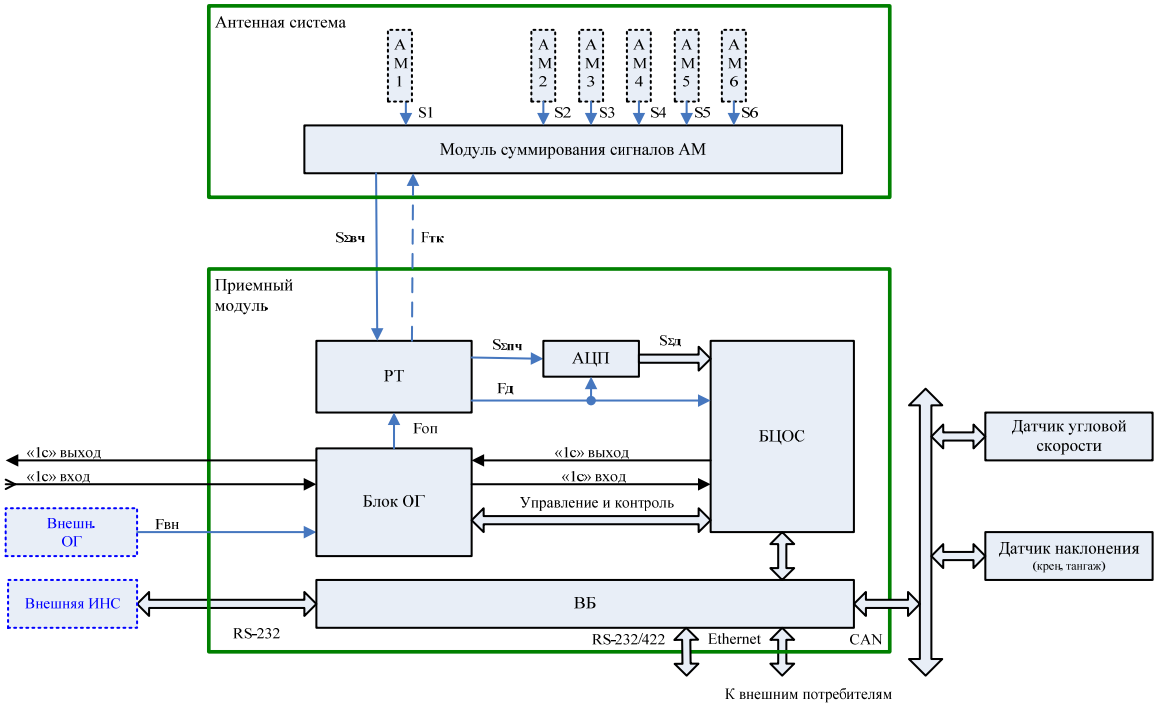


Рис. 2. Структурная схема УНАП с единым аналоговым трактом

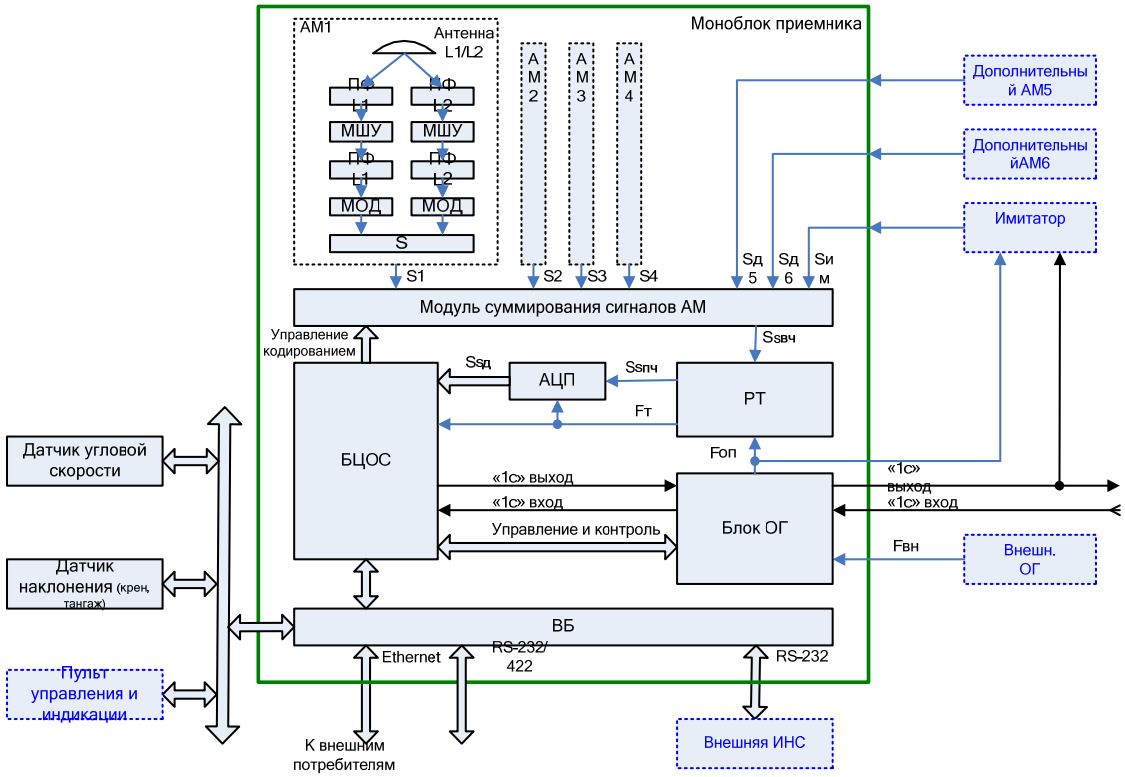


Рис. 3. Вариант построения УНАП с антенным моноблоком

Недостатком данной схемы является высокая тактовая частота ортогональных последовательностей. Кроме того, расширяется требуемая полоса пропускания аналогового тракта, что не позволяет реализовать частотную селекцию в аналоговом тракте, это приводит к повышению погрешности навигационных измерений.

Повышенная погрешность обусловлена тем, что из-за низкой частоты ортогональных последовательностей тепловые шумы с выходов антенн при суммировании не разделяются, в итоге уровень шумов увеличивается в N раз.

При проектировании перспективной УНАП, в том числе в помехоустойчивом варианте, следует учитывать преимущества и недостатки перечисленных методов построения. При проектировании помехоустойчивой УНАП число антенн антенной решетки возрастает до 6–8, и альтернативы варианту с параллельными каналами в этом случае нет.

С другой стороны, конструктивно не всегда можно разместить 6-элементную антенную систему на объекте. С этой точки зрения иногда целесообразно применение антенного поста с моноблоком, который включает четыре антенных модуля и две разнесенные антенны. Предлагаемый вариант построения УНАП представлен на рис. 3.

Здесь применяется комбинированный способ – часть антенн объединяются в группу, и разделение сигналов производится с помощью ортогональных последовательностей с единым радиотрактом, а уже группы антенн и (или) дополнительные отдельные антенны включаются по параллельной схеме. При этом можно разделить антенную систему по функциональному назначению: часть антенн будет выполнять функции определения пространственной ориентации, а другая часть – обеспечивать помехоподавление. Учитывая то, что требования к антенной системе в части повышения точности угловых измерений и в части помехоподавления достаточно противоречивые, таким образом можно частично сгладить эти противоречия.

Представленные методы построения современной высокоточной УНАП отражают настоящий уровень разработок в этой области и позволяют выбирать для построения аппаратуры схемы с требуемыми характеристиками.

Список литературы

1. Патент № 2547840 Российская Федерация, МПК^7 G01S5/02. Устройство для определения пространственной ориентации объекта / А.В. Гребенников, Ф.В. Зандер, А.С. Кондратьев, А.П. Кудревич, С.В. Сизасов, А.В. Ячин // ФГАОУ ВПО Сибирский федеральный университет (RU), заявл. № 2014107449/07 от 26.02.2014; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 10.

2. Определение пространственной ориентации наземных и космических объектов / А.В. Гребенников, Ф.В. Зандер, А.К. Дашкова, А.В. Кудревич, А.В. Ячин // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 118–122.

3. Efficient methods for high-precision synchronization of spatially-distributed oscillators of non-request measuring stations for GLONASS / Andrei V. Grebennikov, Felix V. Zander, Denis S. Feoktistov, Svetlana V. Polikarpova, Alena K. Dashkova // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2017; Astana, Kazakhstan; 29 June 2017 through 30 June 2017 – Proceedings / DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998467.

4. Зандер Ф.В., Кацура А.В., Гейман В.Н. Приемное устройство авиационных навигационных комплексов и пеленгаторов // Решетневские чтения: материалы XVII Междунар. науч. конф. (12–14 нояб. 2013 г., Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2013. Ч. 1. С. 362–364.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТРОПОГЕННЫХ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ

А. А. Белекова, Е. А. Бондарева, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20
E-mail: abelka96@bk.ru

Актуальность работы заключается в том, что в настоящее время для решения проблем, связанных с обеспечением защиты объектов, все чаще используют сейсмические системы охраны (ССО). Сейсмические системы охраны основаны на применении сигналов сейсмических датчиков. По принципу действия ССО являются пассивными, а соединительные провода и датчики обычно погружаются в грунт. Именно поэтому, благодаря скрытности, эти системы получают большое преимущество и привлекают к себе внимание. Основная задача, решаемая системами пассивной сейсмической локации, – обеспечение безопасности протяженных объектов (государственные границы, территории больших предприятий, территории частных владений, природоохранных зон и др.) [1]. Неотъемлемой частью систем пассивной сейсмической локации является алгоритмическое и программное обеспечение. С помощью этих видов обеспечения решаются такие задачи, как принятие решения об обнаружении сейсмического сигнала, определение его местоположения и классификация.

Исследование характеристик и настройка алгоритмов обнаружения сейсмических сигналов требует большого объема экспериментальных данных, полученных в одинаковых условиях. В условиях натурного эксперимента на открытом воздухе обеспечение неизменных условий оказывается затруднительным из-за различных природных и техногенных воздействий (дождь, ветер, падение веток, работа строительной техники, проезд автомобиля по дороге недалеко от объекта).

Целью работы является разработка программы для моделирования сейсмических сигналов. Также в данной работе поставлены следующие задачи: сделать обзор известных методов моделирования сейсмических сигналов человека и разработать базовую версию моделирующей программы для работы с сейсмическими сигналами.

В настоящее время известно несколько разновидностей сейсмических сигналов человека. Моделирование сигнала человека состоит из моделирования сейсмического фона и моделирования импульсов, соответствующих отдельным шагам человека.

Сигнал, который исходит с сейсмического датчика при движении человека по грунту, имеет импульсный характер. Возникновение импульсов происходит в момент соприкосновения ног человека с поверхностью земли. Эти импульсы имеют амплитуду, зависящую от массы человека и его удаления от датчика. Спектр сейсмических сигналов от человека лежит в основном в диапазоне частот 1–50 Гц, с максимумом в районе 2–5 Гц. Каждый отсчет сигнала (измеренное значение) в момент времени представляет собой сумму гармонических составляющих (1):

$$S(n) = \sum_{i=1}^{N} a_i \sin(2\pi i n/N). \quad (1)$$

Коэффициенты a_i определяются формулой (2)

$$a_i = (i\Delta f)^2 e^{-ki\Delta f}, i = (1 \dots N), \quad (2)$$

где $\Delta f = 1/T_{real}$, T_{real} – длительность принимаемой временной реализации (выборки); N – число отсчетов; k – подбираемый коэффициент, обеспечивающий «идентичность» временного сигнала наблюдаемому при работе с реальными датчиками. Известно, что высокие частоты затухают сильнее, чем низкие, и с помощью второй формулы можно учитывать дисперсионные свойства среды распространения сигнала.

Импульсное увеличение амплитуды, возникающее в момент удара ноги о поверхность, начинающееся k_0-го момента времени и продолжающееся M отсчетов, достигается изменением коэффициентов a_i (2) в соответствии с законом (3). Исходя из длительности импульсов, наблюдаемой в записях натурных экспериментов, можно задать число M. Число M является случайной величиной, которая распределена по нормальному закону с математическим ожиданием, равным 0,2 сек.

$$\tilde{a}_k = \frac{a_k (k\Delta t)^2 e^{-\gamma k\Delta t}}{\tilde{a}_{max}}, k = (k_o \dots k_o + M), \quad (3)$$

здесь $\tilde{a}_{max}$ – максимальное значение числителя данного выражения; γ – коэффициент, обеспечивающий формирование импульсного сигнала.

Полученный импульс имеет единичную амплитуду и умножается на коэффициент, зависящий от заданной массы объекта-нарушителя. Различная сила ударов при ходьбе и неоднородность поверхности учитываются путем умножения на случайный множитель, распределенный по нормальному закону с математическим ожиданием, равным 1.

Сгенерированные временные отсчеты, содержащие импульс сигнала, периодически продолжаются во времени. Частота повторения сигнала определяется формулой (4)

$$\omega = \frac{\alpha V}{L}, \quad (4)$$

где V – скорость человека; L – длина его шага; α – случайный коэффициент, распределенный по нормальному закону с математическим ожиданием, равным 1, учитывающий неравномерность хода. В результате формируется временная выборка, состоящая из ω импульсов, длительностью, равной времени опроса системы.

В зависимости от удаления объекта-нарушителя от сейсмического датчика учитывают ослабление амплитуды сигнала за счет затухания в среде и за счет цилиндрического закона распространения волны. При этом рассчитанный для выборки набор коэффициентов a_i (2) изменяется в соответствии с законом (5):

$$\breve{a}_i = \frac{a_i e^{-\beta r_i}}{r_i^{\alpha}}, \quad (5)$$

где β – коэффициент километрического затухания; α – степень закона распространения сигнала в среде; r_i – расстояние от объекта-нарушителя до датчика, $r_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}$, x_i,y_i – координаты датчика.

К синтезированному таким образом сигналу добавляется шум, распределенный по нормальному закону, амплитуда которого определяется заданным обратным отношением сигнал/помеха. Совокупность приведенных математических формул, последовательность и условия их применения составляют имитационную модель сейсмического сигнала человека.

Помимо выше описанной модели сейсмического сигнала, существуют следующие модели сейсмических импульсов:

$\omega(t) = t^n \exp(-bt) \sin(\omega t)$ – импульс Берлаге;

$\omega(t) = \exp(-bt^2)\sin(\omega t)$ – импульс Гельфанда;
$\omega(t) = \exp(-bt)\sin(\omega t)$ – импульс затухающей синусоиды;
$\omega(t) = (-\frac{\omega}{\pi}t)^2 \sin(\omega t)$ – импульс Пузырёва;
$\omega(t) = (1 - 2(\frac{\omega}{2}t)^2 \exp(-(\frac{\omega}{2}t)^2)$ – импульс Риккера;

В [2] была предложена следующая модель сейсмического импульса:

$$S(x,t) = cA\frac{\cos(kX-\omega t+\theta)}{ch(\frac{x-Vt}{T_0})},$$

где c – коэффициент пропорциональности, зависящий от вида эволюционного уравнения; A – амплитуда импульса; T_0 –длительность импульса; $X = x - x_0$ – расстояние между сейсмоприёмником и источником импульса; $\omega = k\upsilon$ – угловая частота, которая равна произведению волнового числа k и фазовой скорости волны υ; θ – фазовый сдвиг волны.

Предложенная модель может быть использована для сред с разным уровнем дисперсии волн. Данная модель достаточно универсальна, так как она хорошо приближает известные модели сейсмических импульсов.

Сотрудниками Пензенского государственного университета предложена модель, где сейсмический сигнал зависит от амплитуды воздействия и площади опоры (воздействия). Форму колебания, возникающего на границе раздела двух сред, приближенно можно описать функцией [3]:

$$d(t) = (\frac{0{,}16}{\pi^2})e^{1{,}25k}\,[(\omega_0 t)^2 - e^{-k\omega t}]\sin(\omega_0 t),$$

где k – амплитудное значение функции $d(t)$; ω_0 – частота, на которой максимальный всплеск амплитуды сигнала; $(\frac{0{,}16}{\pi^2})e^{1{,}25k}$ – нормирующий коэффициент.

Полезная информация в сигнале о человеке и группе людей заключена в количестве и амплитуде импульсов, длительности пауз между импульсами и т.д. При одной и той же скорости движения, за один за один и тот же интервал времени, группа людей генерирует в 2…3 раза больше сейсмоимпульсов по сравнению с одним человеком. Предложено данную функцию использовать в основе программы для моделирования сейсмических сигналов шагов человека (рис. 1).

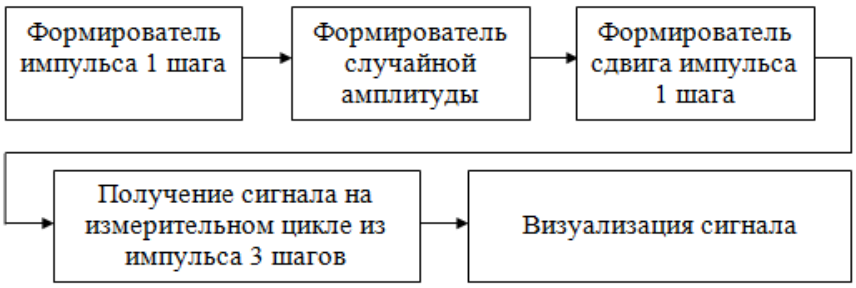


Рис. 1. Структура моделирующей программы

Моделируемый сигнал для одного человеческого шага приведен на рис. 2, а для трех шагов на измерительном цикле – на рис. 3.

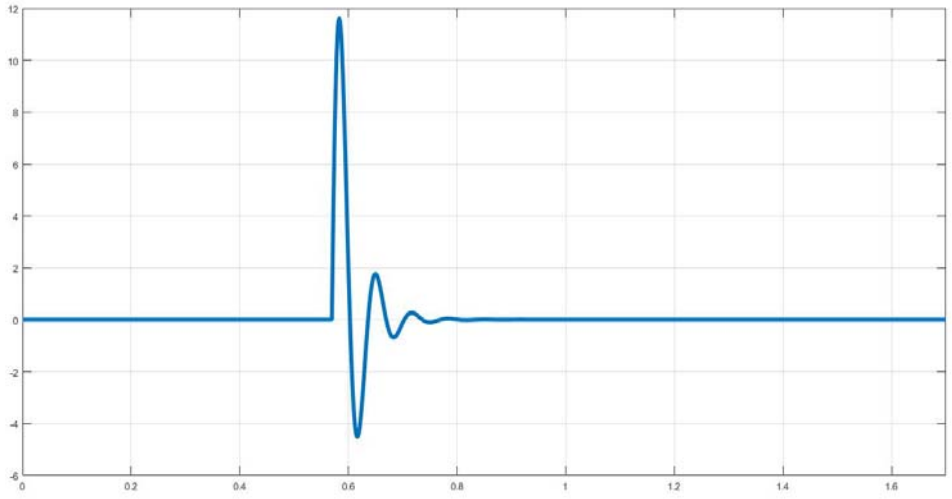


Рис. 2. Моделируемый сигнал для одного человеческого шага

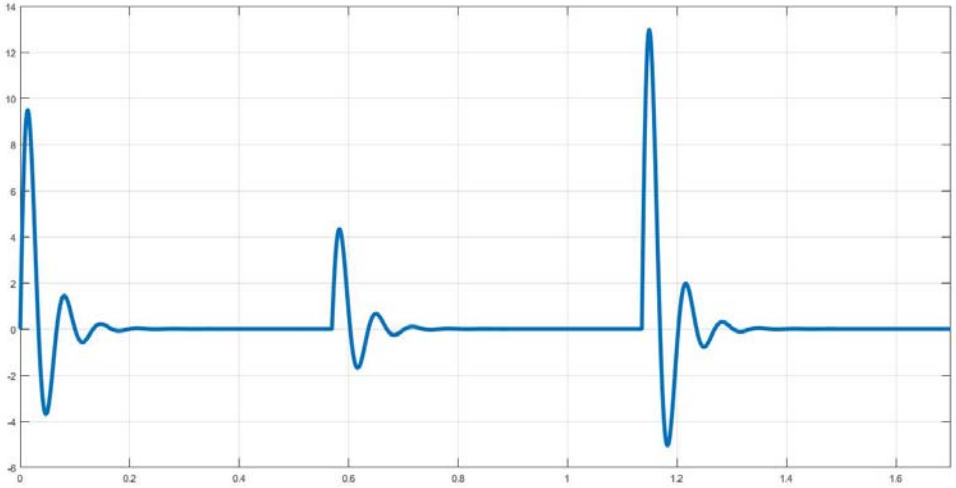


Рис. 3. Моделируемый сигнал для трех человеческих шагов

Сформированная модель достаточно полно отражает свойства реального сейсмического сигнала человека. На каждые 1,67 секунд приходятся по три шага с неравномерными усилиями на грунт.

Список литературы

1. Сейсмические средства обнаружения. Теория и практика построения: монография / И.Н. Крюков, В.А. Иванов, Н.В. Онуфриев, А.Е. Косарев, В.В. Матвеев, К.Н. Фещук, А.К. Козиный; под ред. И.И. Крюкова. М.: Радиотехника, 2014. 216 с.

2. Модель сейсмического импульса возникающего при гидравлическом разрыве пласта / К.С. Ганчин, И.М. Пупышев, Е.В. Рабинович, Г.С. Шефель // Математические структуры и моделирование. 2014. № 4 (32). С. 105–111.

3. Системы и средства управления физической защитой объектов: монография / В.А. Дудкин, Н.Б. Джазовский, Л.Е. Лебедев, И.В. Наумова, Ю.А. Оленин, И.И. Сальников, Г.К. Чистова, А.С. Колодов; под ред. Ю.А. Оленина. Пенза: Информационно-издательский центр ПГУ, 2003. 256 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАНИЯ НА КЛАССИФИКАЦИЮ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ПОДСЧЕТЕ ЛОКАЛЬНЫХ ЭКСТРЕМУМОВ ОГИБАЮЩЕЙ

Г. А. Березовская, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

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

Приведено краткое описание базовой версии моделирующей программы для классификации сейсмических сигналов на основе подсчета количества локальных экстремумов их огибающих. Проведен анализ экспериментальных данных, полученных на полигоне НГТУ, для подтверждения работоспособности программы.

Системы охранной сигнализации, предназначенные для обнаружения нарушителей на открытом пространстве, являются важнейшей частью комплексов автоматизированной защиты важных и особо важных объектов (граница, ядерно-опасные производства и т. д.). Без таких систем в современном мире невозможно обеспечить безопасность государства, населения и личности [1].

Исследования методов классификации в сейсмических системах охраны активно ведутся в Новосибирском государственном техническом университете на кафедре теоретических основ радиотехники совместно с ФГУП ПО «Север». Кроме того, подобными исследованиями занимаются Международный университет природы, общества и человека «Дубна» и Тульский государственный университет.

Идея данного метода заключается в принятии решения о принадлежности сейсмического сигнала некоторому классу с учетом особенностей воздействия сейсмических объектов на грунт. Следует ожидать, что локальные экстремумы будут проявляться при импульсном воздействии на грунт, причем количество экстремумов определяется количеством шагов на некотором интервале времени. С учетом накопленного опыта анализа сейсмических сигналов, длина интервала, на котором принимается решение на принадлежности к классу, принято равным 1000 отсчетов. Обычно сигнал человека содержит 3 экстремума, сигнал лошади 6 экстремумов, сигнал автомобиля обычно не содержит ни одного локального экстремума, сигнал группы может содержать от 4 до 6 экстремумов, их количество определяется синхронность хода людей. В настоящей работе предложено выполнить классификацию человека и группы людей на основе локальных экстремумов.

В настоящее работе приведено краткое описание программы для получения препарата, по которому происходит классификация сейсмического сигнала [2] на основе локальных экстремумов.

Сейсмические сигналы, полученные на полигоне НГТУ, в системе Азимут–1 сохраняются в формате с временным разделением, для анализа этих данных проводится предварительная обработка, в результате которой получаются измерительные циклы по 1000 отсчетов.

Для классификации сейсмических сигналов предложено осуществлять подсчет локальных экстремумов их огибающих на каждом цикле.

Структура моделирующей программы, реализующей данный подход, приведена на рис. 1.

Блок № 1. Демультиплексирование. В данном блоке происходит выделение отдельного сигнала из группового сигнала.



Рис. 1. Структурная моделирующей программы

Блок № 2. Удаление постоянной составляющей. В данном блоке происходит удаление постоянной составляющей, это операция необходима для дальнейшей обработки.

Блок № 3. Выбеливание. В данном блоке реализована декорреляция (выбеливание), представляет собой пропускание сигнала через выбеливающий фильтр.

Блок № 4. Детектирование. В данном блоке декоррелированный сигнал подвергается преобразованию Гильберта для получения огибающей через аналитический сигнал.

Блок № 5. Сглаживание. Блок сглаживания необходим для устранения ложных локальных экстремумов.

Блок № 6. Выделение цикла 1000 отсчетов. В данном блоке происходит выделение цикла 1000 отсчетов, т. е. выделение фиксированного интервала времени 1,7 с, необходимого для дальнейшей обработки.

Блок № 7. Подсчет количества локальных экстремумов. В данном блоке происходит подсчет локальных экстремумов, это необходимо для принятия решения о принадлежности сейсмического сигнала некоторому классу: человек или группа людей.

Блок № 8. Принятие решения о принадлежности к классу. В данном блоке принимается решение о принадлежности к классу по количеству локальных экстремумов.

Если сигнал принадлежит человеку, то количество экстремумов должно быть равным трем, так как на одном цикле из 1000 отсчетов должно укладываться три человеческих шага. Если сигнал принадлежит группе людей, то количество экстремумов будет равно четырем и выше.

Блок № 9. Визуализация результатов классификации. В данном блоке приведено наглядное представление результатов классификации, представленное на рис. 2, 3.

На рис. 2 показано, что на 1000 отсчетов 3 экстремума, значит данный сигнал можно классифицировать как сигнал человека.

На рис. 3 представлено, что на 1000 отсчетов расположено 4 экстремума, значит данный сигнал можно классифицировать как сигнал группы людей.

Таким образом, на основе экспериментальных данных подтверждена возможность различения сейсмических сигналов человека и группы людей на основе количества локальных экстремумов.

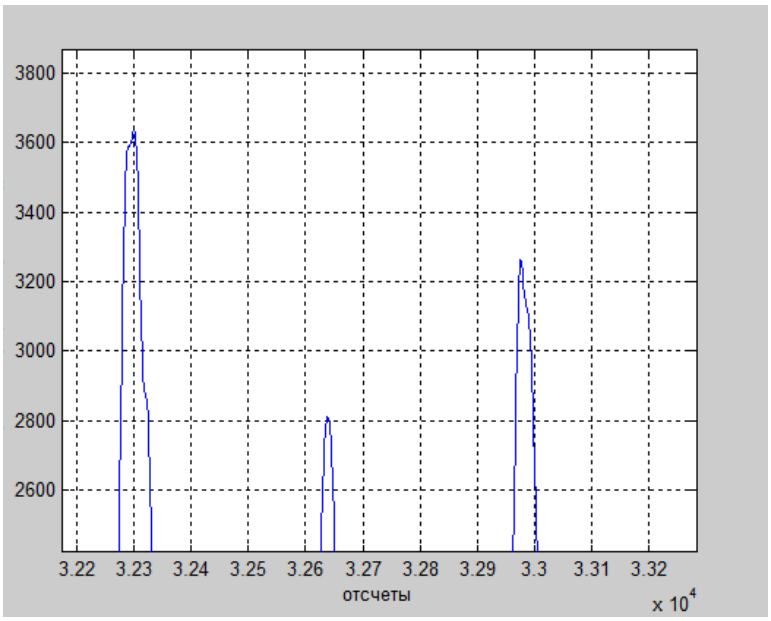


Рис. 2. Фрагмент сейсмического сигнала на цикле 1000 отсчетов для класса «человек» после предварительной обработки

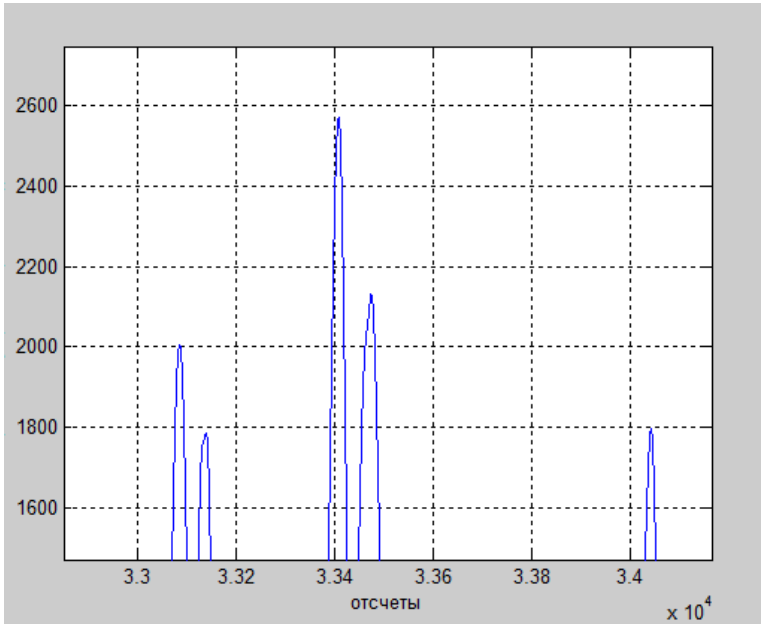


Рис. 3. Фрагмент сейсмического сигнала на цикле 1000 отсчетов для класса «группа людей» после предварительной обработки

В настоящем исследовании был сделан обзор известных методов классификации сейсмических объектов. Предложен метод классификации на основе количества локальных экстремумов в течение интервала времени 1000 отсчетов.

В среде MATLAB была разработана базовая версия моделирующей программы для классификации сейсмических сигналов на основе подсчета количества локальных экстремумов. Проведен анализ экспериментальных данных, полученных на полигоне НГТУ, системой Азимут–1 для подтверждения работоспособности программы. На основе экспериментальных данных подтверждена возможность различения сейсмических сигналов человека и группы людей на основе количества локальных экстремумов.

Проведены исследования влияния статистик ошибок классификации, при изменении различных параметров (изменение количества усреднений, а также изменения порога) получены данные, по которым можно сделать вывод, что при классификации сейсмического сигнала «человека» принятие сейсмического сигнала «человека» за «группу людей» доля ошибки составляет 0 %. При классификации сейсмического сигнала «группы людей» принятие сейсмического сигнала «группы людей» за сейсмический сигнал «человека» доля ошибки 7 %. Таким образом, полученные результаты подтверждают работоспособность моделирующей программы.

Список литературы

1. Сейсмические средства обнаружения. Теория и практика построения: монография / под ред. И.Н. Крюкова. М.: Радиотехника, 2014.

2. Морозов Ю.В., Райфельд М.А., Спектор А.А. Анализ влияния предварительной обработки сейсмических сигналов на качество классификации объектов // Обработка пространственных данных в задачах мониторинга природных и антропогенных процессов [Электронный ресурс] // Тр. Всерос. конф. (29–31 авг. 2017 г.), Новосибирск, 2017. С. 134–138. 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). SDM-2017. Загл. с этикетки.

ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ КОНТРОЛЬНО-ПОВЕРОЧНОЙ АППАРАТУРЫ ИМИТАТОРОВ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

М. М. Валиханов, А. Н. Верещагин

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

Производится оценка потенциальной точности контрольно-поверочной аппаратуры имитаторов навигационных сигналов.

На сегодняшний день мировой рынок средств имитации навигационных сигналов (ИНС) ГЛОНАСС широко представлен как зарубежными, так и отечественными производителями. Область применения таких устройств – оценка точностных и функциональных характеристик приемной навигационной аппаратуры.

Для калибровки и оценки точностных характеристик ИНС используется контрольно-поверочная аппаратура (КПА), в качестве которой может выступать приемник навигационных сигналов, точностные характеристики которого превышают ИНС. Кроме того, следует учесть, что обработка сигнала с ИНС может быть выполнена в постобработке (не в реальном времени). Можно отцифровать аналоговый навигационный сигнал ИНС и, используя специальное программное обеспечение, определить задержку сигнала, рассчитать псевдодальность, а также измерить другие параметры навигационного сигнала, который формирует ИНС.

Для отцифровки аналогового сигнала ИНС нужен АЦП с высокой частотой дискретизации. Для этой цели могут быть использованы АЦП [1] или осциллограф [2], и на их базе сделать КПА [3, 4].

Для определения псевдодальности и других параметров навигационного сигнала, которые формирует ИНС, необходимо реализовать специальное программное обеспечение в качестве программного навигационного приемника.

При построении КПА на базе ИНС необходимо оценить инструментальную погрешность АЦП при измерении параметров навигационного сигнала. При этом, выделим два источника погрешности: дискретность квантования по уровню и джиттер σ_δ выборочных отсчетов с выхода АЦП на временной оси. Например, зададим разрядность АЦП – 10 бит, а уровень шумового джиттера – величина менее ±0,5 пс. Полагая его значения равномерно распределенными в этом интервале, для СКО джиттера σ_δ получаем [5]:

$$\sigma_\delta = \frac{c}{2^{r-2}\cdot\sqrt{2}\cdot\omega} = \frac{1}{2^{10-2}\cdot\sqrt{2}\cdot 2\cdot\sqrt{3}\cdot 1.6\cdot 10^9} = 0{,}498 \text{ пс},$$

где r – число бит АЦП; ω – частота; c – коэффициент равен $1/\sqrt{12}$ для идеального АЦП.

На частоте $\omega_0 = 2\pi f_0$ (1600 МГц) наличие временного джиттера равносильно вариациям фазы несущей частоты с величиной СКО σ_φ:

$$\sigma_\varphi = 2\pi f_0 \sigma_\delta = 6.28\cdot 1.6\cdot 10^9 \cdot 0.498\cdot 10^{-12} = 0{,}005 \text{ рад} = 0{,}28 \text{ град}.$$

Вариации фазы определяются величиной отношения уровней сигнала U_C и СКО аддитивной, в данном случае эквивалентной помехи $\sigma_{\text{П}\delta}$. Известно соотношение

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{(U_C / \sigma_{\Pi\delta})}.$$

В итоге получаем отношение сигнал/шум

$$q = U_C / \sigma_{\Pi\delta} = 1/0,005 = 200 \to 46 \text{ дБ}.$$

и относительная (к единичному сигналу) величина $\sigma_{\Pi\delta} = 0,005$ рад .

Суммарное СКО шума с учетом шума квантования для 10 разрядного АЦП имеет величину $\sigma_{\Pi\Sigma}$:

$$\sigma_{\Pi\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\Pi\delta}^2 + \sigma_{\Pi K}^2} = \sqrt{\sigma_{\Pi\delta}^2 + \left[\frac{1}{2^{r-2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{12}}\right]^2} = \sqrt{0,005^2 + \frac{1}{\left(2^8\right)^2 \cdot 12}} \approx 0,005 \text{ рад}.$$

Несмещенная оценка задержки сигнала по максимуму функции правдоподобия имеет СКО $\sigma_{t_{0нс}^*}$:

$$\sigma_{t_{0нс}^*} = \frac{1}{2\pi \cdot q_0 \cdot \Delta f_{СК_НС}}, \quad (1)$$

где q_0^2 – отношение интенсивностей сигнала и шума в точке максимума ВКФ; $\Delta f_{СК_НС}$ – среднеквадратичная полоса НС.

При когерентном суммировании на интервале 1 мс получаем $q_0^2 = 10^6 \cdot q^2$, или $q_0 = q \cdot \sqrt{10^6} = 200 \cdot 10^3$. Для чипа с прямоугольной формой огибающей $\Delta f_{СК_НС} = 0,75 / \tau_{ЧП}$. Для сигнала стандартной точности ГЛОНАСС [7] $\tau_{ЧП} = 1 / 511 \cdot 10^3 = 1,957 \cdot 10^{-6}\, с$ получаем среднеквадратичную полосу $0.75 / 1.957 \cdot 10^{-6} = 0,383$ МГц. Подставляя необходимые значения величин в соотношение (1), получим значение основных инструментальных источников погрешностей

$$\sigma_{t_{0нс}^*} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 0,383 \cdot 10^6} = 2,1 \text{ пс}.$$

Например, при использовании АЦП EV12AS350A [1], у которого на частоте ГЛОНАСС L1 = 1,6 ГГц эффективное число бит (ENOB) > 8,7 получим значение $\sigma_{t_{0нс}^*} = 5,1$ пс.

Другой сложной задачей является определение начального момента проведения измерения. Как правило, за начало измерений используют сигнал метки времени 1 Гц ТТЛ уровня, длительность импульса 10…20 мкс. Для КПА использование только сигнала метки времени 1 Гц недостаточно, это обусловлено низкой точностью при синхронизации, которая может достигать нескольких десятков наносекунд.

В качестве сигнала метки времени целесообразно принять положительный переход через ноль сигнала опорной частоты, непосредственно следующий положительному фронту секундного импульса, сформированного из этой же опорной частоты (рис. 1).

Опорная частота может быть получена от ИНС или внешнего генератора (ВГ). При этом следует выбирать для напряжения срабатывания триггера наиболее крутой участок фронта секундного импульса. Значение опорной частоты ИНС или ВГ, в зависимости от схемы синхронизации, следует выбирать наибольшим, которое способным сформировать ВГ. Например, водородный стандарт частоты и времени Ч1-1007 способен формировать гармонический сигнал с частотой 100 МГц [7].

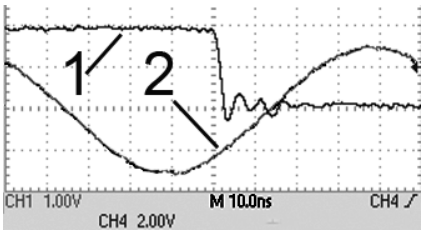


Рис. 1. Окончание сигнала 1 Гц (1) и сигнала 10 МГц (2)
водородного стандарта частоты и времени Ч1-1006

Кроме того, следует тщательно подойти к выбору типа разъемов и кабелей. Для передачи навигационного сигнала следует использовать фазостабильные кабели. Разъемы у КПА должны обеспечивать повторяемость при перекоммутации, это достижимо при использовании динамометрического ключа при подключении кабелей. Дополнительно следует учесть переотражения высокочастотного (ВЧ) сигнала на входе КПА [8], которые могут повлиять на оценку навигационных параметров.

Таким образом, можно выделить следующие проблемы при построении контрольно-поверочной аппаратуры имитаторов навигационных сигналов:

– потенциальная точность при выборе АЦП/осциллографа с высокой частотой дискретизации;

– выбор начала отсчета при проведении измерений,

– переотраженный сигнал на входе осциллографа;

– выбор разъемов и кабелей.

Список литературы

1. Описание EV12AS350A 12-bit 5.4Gsps Analog to Digital Converter [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.e2v.com/resources/account/download-datasheet/3274 (свободный).

2. Описание цифрового осциллографа Agilent Technologies DSO9404A. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.home.agilent.com/ru/pd-1632456-pn-DSO9404A/oscilloscope-4-ghz-4-analog-channels (свободный).

3. Алешечкин А.М., Верещагин А.Н., Ермолаев М.В. Аппаратно-программный комплекс эталонного имитатора и анализатора навигационных сигналов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск, 2011. С. 129–134.

4. Крат Н.М., Савин А.А., Шарыгин Г.С. Контрольно-проверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов // Радиотехника и связь: сб. докладов ТУСУР. № 1 (31). Томск, 2014. С. 28–32.

5. Зайцев Г.В. Влияние джиттера тактовой частоты на характеристики аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей // Цифровая обработка сигналов. № 1. М., 2010. С. 31–37.

6. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Редакция 5.0. М.: КНИЦ ВКС, 2002.

7. Стандарт частоты и времени водородный Ч1-1007. Руководство по эксплуатации ЯКУР.411141.016 РЭ. Отраслевой документ. 2014.

8. Крат Н.М. Моделирование корреляционной обработки навигационного сигнала при наличии одиночного отражения с постоянными параметрами // Решетневские чтения: сб. науч. тр. Красноярск, 2015. С. 236–238.

ДЕФОРМАЦИЯ ВЫХОДНОГО ЭФФЕКТА КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ШУМОПОДОБНОГО BPSK-СИГНАЛА ПРИ НАБЛЮДЕНИИ НА ФОНЕ ШУМА И СТРУКТУРНО-ПОДОБНОЙ ПОМЕХИ

Е. О. Лукин, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: kuzminev@mail.ru, satisfaer@yandex.ru

Приведены результаты исследования влияния слабоинтенсивной структурно-подобной помехи (помехи-копии) на точность оценки временного положения шумоподобного BPSK-сигнала при различных сигнально-помеховых условиях. Получены семейства взаимных корреляционных функций входных наблюдений (содержащих сигнал, помеху-копию и шум) и несмещённого опорного сигнала. Для частных случаев взаимного временного положения BPSK-сигнала и помехи-копии сделан вывод о среднеквадратических отклонениях временных положений максимумов взаимных корреляционных функций.

Одним из факторов, препятствующих достижению потенциальных точностных характеристик информационно-измерительных радиоэлектронных систем (РЭС) с шумоподобными сигналами (ШПС), является многолучевое распространение, порождающее слабоинтенсивные структурно-подобные помехи (ССПП) – копии полезных ШПС [1, 2]. Одной из особенностей таких ССПП является малое время запаздывания (в сравнении с длительностью чипа $T_{\text{ч}}$ псевдослучайной последовательности) относительно порождающего ШПС [1]. В данной работе изучается деформация выходного эффекта корреляционной обработки и исследуется влияние ССПП на точность оценки времени запаздывания полезного ШПС путём рассмотрения частных случаев, предполагающих различные варианты временных смещений ССПП.

В системе MatLAB-Simulink реализована имитационная модель для генерации ШПС-BPSK (на основе М-последовательности длины 511), генерации его аддитивной смеси с шумом и ССПП: $y(t) = A_{\text{с}} s(t - \tau_{\text{с}}) + A_{\text{к}} s(t - (\tau_{\text{с}} + \tau_{\text{к}})) + n(t)$, где $s(t - \tau_{\text{с}})$ – полезный сигнал с амплитудой $A_{\text{с}}$ и задержкой $\tau_{\text{с}}$; $s(t - (\tau_{\text{с}} + \tau_{\text{к}}))$ – копия полезного сигнала ($A_{\text{к}}$ и $\tau_{\text{к}} \le T_{\text{ч}}$ – амплитуда и задержка копии относительно сигнала соответственно); $n(t)$ – шум с дисперсией σ_n^2. Также реализована процедура обработки, предполагающая вычисление взаимных корреляционных функций (ВКФ) смеси $y(t)$ и несмещённого опорного сигнала.

На рис. 1, 2 представлены некоторые из полученных семейств огибающих ВКФ (100 кривых каждое) для отношения «сигнал/шум» $q = 20\lg(A_{\text{с}} / \sigma_n) = -35$ дБ, нормированных к максимальному значению, соответствующих следующим условиям: $\tau_{\text{с}} = 10T_{\text{ч}}$, $\tau_{\text{к}} = 0,25T_{\text{ч}}$, $A_{\text{с}} = 2A_{\text{к}}$ (рис. 1), $A_{\text{с}} = 4A_{\text{к}}$ (рис. 2). Семейства получены при длительности реализаций аддитивной смеси 1 мс, центральной частоте спектра ШПС-BPSK $f_0 = 8$ МГц. Интервал дискретизации аддитивной смеси был выбран заметно избыточным: н$T_{\text{д}} = 1$ нс.

С целью исследования влияния ССПП на точность оценки времени запаздывания полезного ШПС при тех или иных сигнально-помеховых условиях получены 24 семейства огибающих ВКФ, на основе которых реализована процедура расчета среднеквад-

ратического отклонения (СКО) σ_τ временных положений максимумов (на рис. 1, 2 максимумы обозначены черными маркерами).

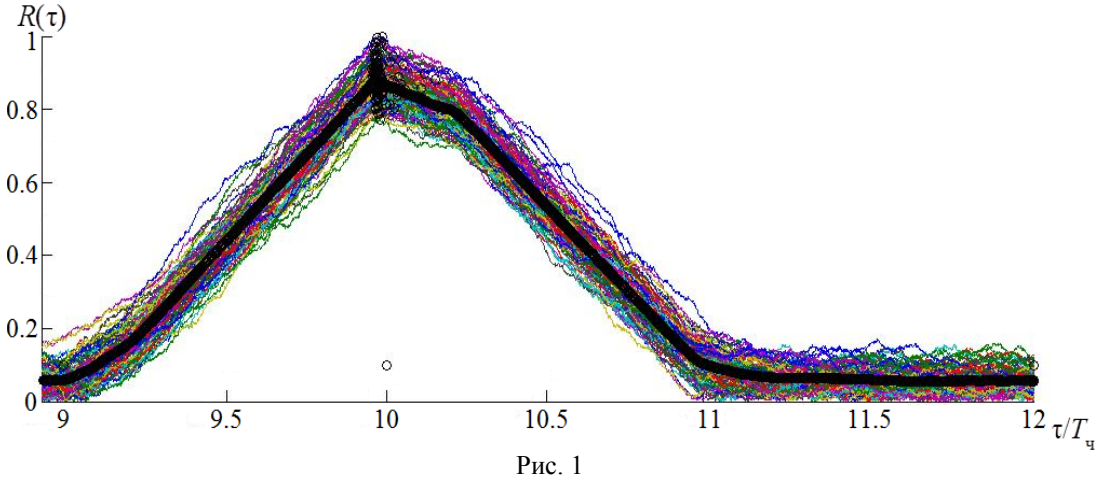


Рис. 1

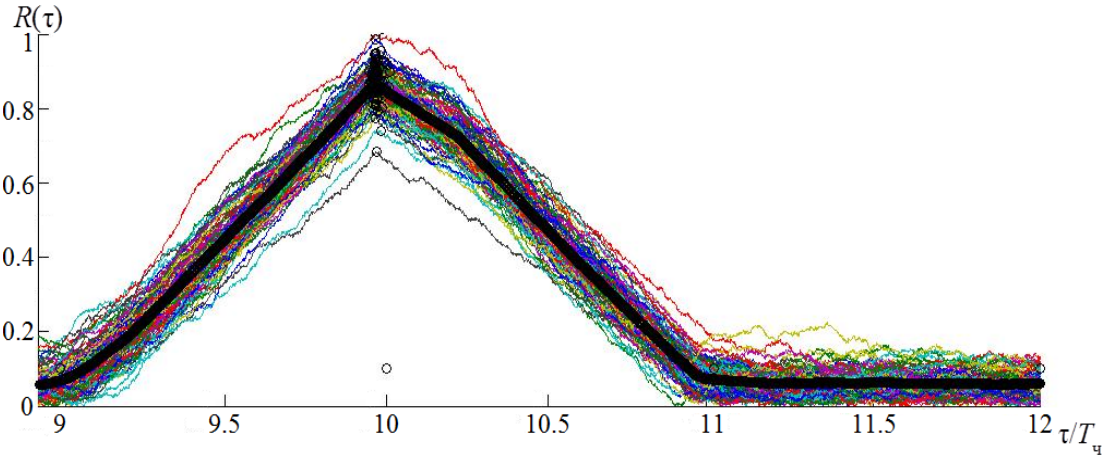


Рис. 2

Результаты расчета СКО σ_τ, нормированные к величине интервала дискретизации $T_д$, приведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Оценки СКО временных положений максимумов огибающих ВКФ для отношения «сигнал/шум»

$q = 20\lg(A_с / \sigma_n) = -20$ дБ

Задержка копии относительно сигнала, $\tau_к$	$A_с = 2A_к$	$A_с = 4A_к$
	$\sigma_\tau / T_д$	$\sigma_\tau / T_д$
$0,1T_ч$	0,10	0,37
$0,25T_ч$	3,80	1,19
$0,4T_ч$	0,86	0,92
$0,5T_ч$	2,34	0,66
$0,75T_ч$	0,81	0,55
$T_ч$	1,37	0,84

Таблица 2

Оценки СКО временных положений максимумов огибающих ВКФ для отношения «сигнал/шум»
$q = 20\lg(A_с / \sigma_n) = -35$ дБ

Задержка копии относительно сигнала, $\tau_к$	$A_с = 2A_к$	$A_с = 4A_к$
	$\sigma_\tau / T_д$	$\sigma_\tau / T_д$
$0,1T_ч$	20,48	10,68
$0,25T_ч$	67,01	25,82
$0,4T_ч$	22,64	16,75
$0,5T_ч$	33,55	18,17
$0,75T_ч$	20,98	13,10
$T_ч$	19,54	18,14

Как видно из таблиц, чем хуже отношение «сигнал/шум», тем выше разброс максимумов семейства огибающих ВКФ (при сигнально-помеховых условиях $A_с = 2A_к$ и $A_с = 4A_к$). В случае, когда задержка ССПП $\tau_к$ находится в области $0,25T_ч$, наблюдается наибольший разброс максимумов (в сравнении с другими рассмотренными случаями).

Очевидно, что точность оценки времени запаздывания полезного ШПС хуже в тех случаях, когда имеет место большее СКО временных положений максимумов ВКФ.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

2. Luis Serrano, Don Kim, and Richard B. Langley. Multipath Minimization Method Mitigation Through Adaptive Filtering for Machine Automation Applications // GPS World. July 2011. Vol. 22, No. 7. P. 42–48.

ПОДАВЛЕНИЕ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СХЕМЫ КАЛИБРОВКИ ГВЗ

В. С. Лукьянов[1], Н. Т. Булавский[2], А. П. Соколов[3]

[1]ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»
111250, Москва, ул. Красноказарменная, 14
E-mail: lukianovvs_work@mail.ru
[2]Акционерное общество «Конструкторское бюро навигационных систем»
121170, Москва, ул. Кульнева, 3, 1
E-mail: bulavsky@navis.ru
[3]ФГБОУ ВО «МГУ имени В. М. Ломоносова»
119991, Москва, ул. Ленинские Горы, 1
E-mail: sokolov@intsys.msu.ru

Предложен новый способ составления калибровочной таблицы ГВЗ радионавигационных сигналов ГЛОНАСС, позволяющий существенно сократить время калибровки. Анализируются внутрисистемные помехи при калибровке, и предлагается способ борьбы с ними.

На сегодняшний день спутниковые навигационные приёмники используются для решения важных прикладных задач, таких как создание систем параллельного вождения, траекторных измерений, мониторинга инженерных сооружений, определения ориентации объекта, создание 3D-карт, управления беспилотными летательными аппаратами и т. д.

Однако для успешного решения представленных задач требуемая точность позиционирования навигационной аппаратуры потребителя (НАП) составляет порядка нескольких сантиметров. В настоящее время такая точность в режиме реального времени обеспечивается за счёт работы НАП в дифференциально-фазовом режиме, или, другими словами, в режиме RTK (от англ. real time kinematic).

Принцип определения координат в режиме RTK подробно описан, например, в [1]. В указанной литературе исходят из того, что источниками ошибок определения псевдозадержки (псевдодальности) сигнала являются нестабильность шкалы времени приёмника и бортовой шкалы времени, задержка сигнала в ионосфере и тропосфере, ошибка в информации об эфемеридах, шумы.

При справедливости этих утверждений дифференциально-фазовый алгоритм способен обеспечить точность позиционирования порядка 1 см. Однако следует учитывать, что, помимо представленных ошибок, сигнал, проходя радиочастотный блок (РЧБ), приобретает время группового запаздывания (ГВЗ).

Если ГВЗ всех сигналов равны между собой, что имеет место быть при приёме сигналов с частотным разделением (GPS C/A, Galileo E1-B/C и т. д.), то неучтенное ГВЗ полностью перейдет в ошибку временных определений, и никак не повлияет на точность определения координат. Это произойдет из-за того, что в спутниковой радионавигации используют псевдодальномерный метод определения координат, а ГВЗ, как и нестабильность шкалы времени приёмника, в этом случае будет давать одинаковую погрешность определения дальности для всех принимаемых сигналов.

Дело сложнее обстоит при использовании сигналов ГЛОНАСС. На настоящий момент отечественная спутниковая радионавигационная система представлена сигналами с частотным разделением: L1OF, L1SF, L2OF, L2SF[1]. Рис. 1 демонстрирует зависимость неравномерности ГВЗ от номера частотной литеры. ГВЗ оценивается для сигналов L1OF на участке: вход РЧБ – выход системы слежения за задержкой.

[1]Сигнал L3OF в настоящее время изучается только с одного космического аппарата, работающего в штатном режиме, поэтому его здесь не рассматриваем.

Напомним, что 10 нс в пересчёте в дальность составляет 3 м, а приведенный на графике разброс ГВЗ составляет 60 нс, что недопустимо, когда речь идет высокоточной радионавигации.

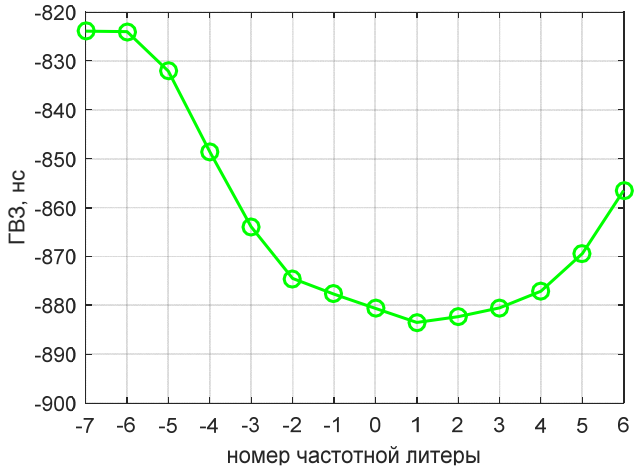


Рис. 1. Оценка ГВЗ, которую получают сигналы L1OF в НАП, на примере приёмника NV08C-CSM

Читатель может заметить, что точность решения навигационной задачи в режиме RTK определяется точностью фазовых, а не кодовых измерений. Однако отметим, что кодовые измерения используются для разрешения фазовых неоднозначностей [2].

Таким образом, обобщая сказанное, можно подчеркнуть следующие утверждения:

1. ГВЗ влияет на точность кодовых измерений только сигналов с частотным разделением (ГЛОНАСС).
2. ГВЗ влияет на скорость и правильность разрешения фазовых неоднозначностей (сигналов с частотным разделением), а значит и на работу алгоритма высокоточной радионавигации в целом.

Конечно, сигналы ГЛОНАСС успешно применяют в алгоритмах RTK, но, в отличие от сигналов GPS, для них требуется произвести калибровку ГВЗ. Калибровку традиционно проводят по схеме, изображенной на рис. 2: из оценки задержки, полученной на выходе схемы слежения за задержкой, вычитают оценку ГВЗ, которая хранится в калибровочной таблице. После это скорректированное измерение отправляется в блок решения навигационной задачи (НЗ).

Сама калибровочная таблица представляет собой таблицу из 14 ячеек, каждая из которых соответствует оценке ГВЗ соответствующей частотной литере (у сигналов ГЛОНАСС всего 14 частотных литер).

Вопрос заключается в том, как составить эту таблицу? Самый очевидный способ продемонстрирован на рис. 3 и представляет собой последовательный алгоритм калибровки.

В этом алгоритме имитатор сигнала одновременно генерирует только один сигнал. Параметры этого сигнала (начальную задержку и доплеровскую частоту) можно выбирать произвольным образом, но для уменьшения динамики изменения оцениваемого параметра есть смысл задать доплеровскую частоту нулевой.

Таким образом, оценка ГВЗ происходит последовательно для каждой частотной литеры, что в итоге может занять несколько часов для перебора всех 14 литер.

Для маленьких партий НАП может быть приемлемым этот алгоритм.

При использовании больших партий НАП можно по небольшой выборке из семейства НАП составить какую-то общую для всех приёмников калибровочную табли-

цу. Однако эта таблица не будет одинаково точно описывать ГВЗ каждого приёмника и такой подход в высокоточной навигации не является приемлемым.

Авторами настоящей статьи было предложено использовать параллельную схему калибровки, изображенную на рис. 4, а также было показано, каким способом нужно задавать параметры сигналов в имитаторе сигналов для того, чтобы влияние внутрисистемных помех (ВСП) на точность оценки ГВЗ было минимальным.



Рис. 2. Схема учета ГВЗ сигналов ГЛОНАСС

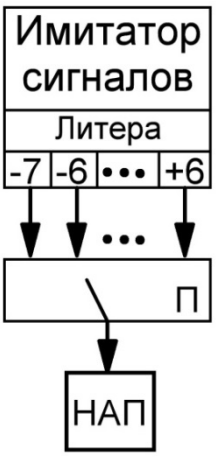


Рис. 3. Последовательная схема калибровки ГВЗ



Рис. 4. Параллельная схема калибровки ГВЗ

Почему вообще ВСП должны существенно влиять на точность оценки ГВЗ? Если обратиться к интерфейсно-контрольному документу [3], то в нем ВСП оценены через взаимно корреляционную функцию и для соседних литер составляют –48 дБ.

Однако заметим следующее:

1. Взаимно-корреляционная функция на отрезке времени 1 мс двух сигналов с разностью частот 562,5 кГц будет иметь значения ≤ –35,5 дБ (0,03 %).
2. ВСП несимметрично искажают корреляционный пик.
3. Использование имитатора сигнала с фиксированными параметрами сигнала способно дать устойчивую картину.
4. Искажение корреляционного пика на 0,05 % приводит к ошибкам, в пересчёте в дальность порядка 30 см.

Приведенные выше утверждения означают, что в параллельной схеме калибровки ГВЗ требуется очень внимательно отнестись к выбору параметров в имитаторе сигналов. Это же утверждение подтверждает моделирование, проведенное для 2 случаев: доплеровские частоты всех сигналов равны 0, доплеровские частоты всех сигналов определяются выражением

$$f_{\partial j} = (8 - j) \cdot 62{,}5 \text{ Гц},$$

где j = –7…+6 – номер частотной литеры.

Результаты моделирования алгоритма калибровки представлены на рис. 4 и 5.

Обратим внимание на масштаб графиков. В первом случае ошибка определения ГВЗ составляет порядка 10 нс (3 м), а во втором не превосходит 0,1 нс (3 см).

Теперь ответим на вопрос о том, почему это произошло. Рассмотрим ситуацию, когда на входе корреляторов следящей системы присутствует только 1 сигнал на соседний частотной литере. Такое рассмотрение справедливо в силу линейности операции интегрирования.

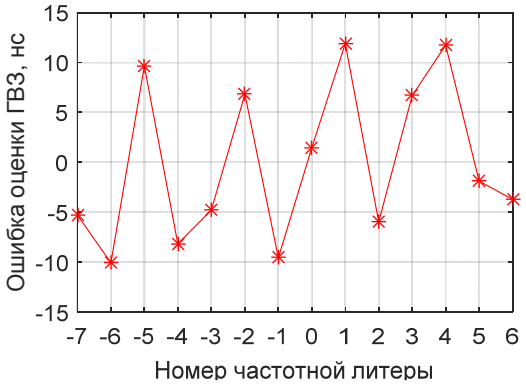


Рис. 4. Ошибка определения ГВЗ при калибровке с $f_{дj} = 0$

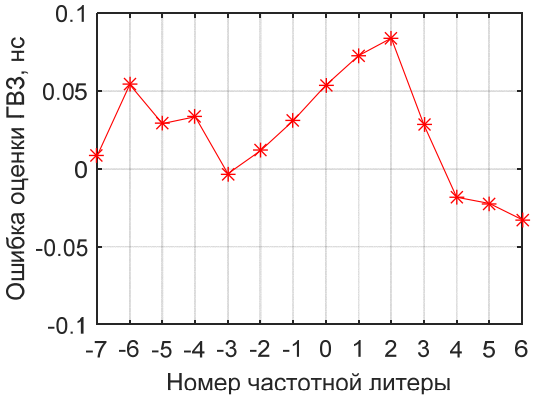


Рис. 5. Ошибка определения ГВЗ при калибровке с $f_{дj} = (8 - j) \cdot 62{,}5$ Гц

Синфазная компонента на выходе коррелятора будет равняться:

$$I_j = \int_0^T h_{дк}(t - \tau_{cj}) \cos\left(2\pi\left(f_i + f_{дj} + (j+1) \cdot \Delta f\right)t + \varphi\right) \times$$
$$h_{дк}(t - \tau_{oc}) \cos\left(2\pi\left(f_i + f_{дj+1} + (j+1) \cdot \Delta f\right)t\right) dt,$$

где $h_{дк}(t)$ – дальномерный код; τ_{cj} – задержка сигнала; τ_{oc} – задержка опорного сигнала коррелятора; j – частотная литера; f_i – промежуточная частота; $f_д$– доплеровская частота; $\Delta f = 562{,}5$ кГц – номинальная разница между несущими частотами сигналов на соседних литерах.

Приближенно этот интеграл равен:

$$I_j \approx \int_0^T h_{дк}\left(t - \tau_{cj}\right)\ h_{дк}(t - \tau_{oc}) \cos\left(2\pi\left(f_{дj} - f_{дj+1} + \Delta f\right)t + \varphi\right) dt.$$

Если произвести накопление этого значения N раз, то можно показать, что для $NT \leq 32$ мс справедливо:

$$\sum_{k=0}^{N-1} I_{j,k} = \int_0^T h_{дк}\left(t - \tau_{cj}\right)\ h_{дк}(t - \tau_{oc}) \cos\left(2\pi\left(f_{дj} - f_{дj+1} + \Delta f\right)t + \Phi_k\right) dt,$$

где $\Phi_k = 2\pi \cdot mod\left[\left(f_{дj} - f_{дj+1} + \Delta f\right)kT + \varphi\right]$ – начальная фаза.

Т. е. при накоплении будет меняться только начальная фаза косинусной компоненты, которая зависит от доплеровских частот.

Если доплеровские частоты выбрать так, что $\sum_{k=0}^{N-1} I_{j,k} = 0$, то роль ВНС-помех на точность оценки ГВЗ сведется к минимуму.

Эта задача легко решается и имеет много разных решений. Одно из них даёт $f_{дj} = (8 - j) \cdot 62{,}5$ Гц. Эффективность этого решения уже была продемонстрирована на рис. 5.

Таким образом:

1. Был предложен новый алгоритм калибровки.
2. Новый алгоритм калибровки позволяет сократить время калибровки примерно в 14 раз.
3. Был разработан метод уменьшения влияния ВСП на точность составления калибровочной таблицы.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р.В. Бакитько и др.; ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010.

2. Поваляев А.А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника, 2008. 328 с.

3. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 / Редакция 5.1. Москва. 2008 г.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ И ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ОРБИТ ГНСС

А. С. Пустошилов[1], С. П. Царев[2] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: alphasoft@inbox.ru
[2]*Институт космических и информационных технологий СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sptsarev@mail.ru

Рассматриваются вопросы возможности применения простейших методов машинного обучения для получения универсальных коэффициентов экстраполяции орбит спутников ГНСС. Также рассматриваются вопросы экстраполяции и интерполяции орбит спутников ГНСС по данным ограниченной точности.

Определение положения спутника в каждый момент времени является важнейшей компонентой при решении навигационных задач с помощью ГНСС (глобальных навигационных спутниковых систем). Мы будем использовать в качестве входных данных нашего алгоритма высокоточного определения положения спутников систем GPS и ГЛОНАСС данные о координатах спутников с шагом 15 минут, предоставляемые аналитическими центрами ГНСС в формате SP3 [1].

В [3], [4] подробно описан алгоритм *универсальной интерполяции* и введено соответствующее понятие *шаблона интерполяции*, представленного на рис. 1:

- n последовательных SP3-эпох t_i, i = 1, ..., n, с 15-минутным временным шагом;
- положение целевой точки $\hat{t}$ (момент времени, на который необходимо найти положение спутника) относительно эпох t_i.

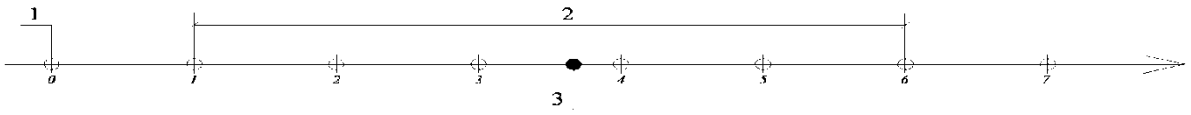


Рис. 1. Шаблон интерполяции на временной оси для n = 6 (1 – SP3-точки с шагом 15 минут, 2 – SP3-точки интерполяционного шаблона для n = 6, 3 – целевая точка $\hat{t}$)

При зафиксированном шаблоне интерполяции введем следующее *универсальное уравнение интерполяции и экстраполяции*:

$$\underline{x}(\hat{t}) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \cdot x_i + \varepsilon, \qquad (1)$$

где α_i – коэффициенты универсальной интерполяции (зависят от целевой точки $\hat{t}$); x_i – SP3-координаты в эпохи t_i интерполяционного шаблона; $\underline{x}(\hat{t})$ – орбитальная точка с целевой эпохой $\hat{t}$; ε – интерполяционный остаток.

В [3, 4] дан алгоритм нахождения коэффициентов α_i в зависимости от $\hat{t}$ простейшим вариантом машинного обучения по расширенным данным (орбитам спутников с шагом 1 сек, см. [5]).

Предложенный ранее метод универсальной интерполяции может быть применен для экстраполяции движения спутника на не слишком большие временные отрезки. Данная работа посвящена проверке практической применимости полученных алгоритмов экстраполяции и сравнению со стандартной (полиномиальной) экстраполяцией. Следует особо отметить принципиальную простоту метода по сравнению со стандартными (рекомендованными в ИКД ГЛОНАСС) методами нахождения орбит с помощью

численного интегрирования дифференциальных уравнений движения спутника – в предлагаемом нами методе нет необходимости привлекать большой объем информации по гравитационному полю Земли, приливным влияниям Луны и Солнца, радиационным ускорениям, параметрам вращения Земли и т. п. С другой стороны, как видно из приведенных ниже результатов, предложенный метод ограничен относительно небольшим временем, на которое можно экстраполировать траекторию спутника (до 1 часа) при ошибке экстраполяции не более 10 см.

В описанном выше методе универсальной интерполяции зададим положение целевой точки $\hat{t}$ за пределами интерполяционного шаблона справа, получая универсальные коэффициенты экстраполяции по алгоритмам работ [3, 4]. Результаты численных экспериментов по реальным SP3-данным (все спутники GPS, final orbits IGS за 2013 г. [1, 2] и орбиты спутников с шагом 1 сек, рассчитанные в [5]) описаны в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Сдвиг целевой точки относительно последней точки шаблона, $(\hat{t} - t_n)$, сек	Количество точек n, которые составляют шаблон экстраполяции с использованием метода универсальной экстраполяции (1)								
	8	10	12	14	16	18	20	22	24
	СКО отклонения вычисленной координаты от исходных данных, мм								
300	0,4	0,3	0,23	0,22	0,2	0,19	0,16	0,16	0,16
600	1,4	1	0,8	0,73	0,63	0,6	0,5	0,49	0,47
900	3,5	2,5	2	1,79	1,51	1,43	1,15	1,13	1,08
1200	7,5	5,3	4,1	3,75	3,11	2,95	2,33	2,29	2,18

Таблица 2

Сдвиг целевой точки относительно последней точки шаблона, $(\hat{t} - t_n)$, сек	Количество точек n, которые составляют шаблон экстраполяции с использованием метода универсальной экстраполяции (1)		
	26	28	30
	СКО отклонения вычисленной координаты от исходных данных, мм		
300	0,16	0,15	0,15
600	0,47	0,46	0,46
1200	2,18	2,12	2,11
2400	17,97	17,41	17,32
3600	84,61	81,71	81,23

Как видно из табл. 1 и 2, с увеличением числа точек, входящих в интерполяционный шаблон, ошибка экстраполяции уменьшается, хотя и виден *эффект насыщения* – уменьшение СКО невязки сильно замедляется, если количество точек шаблона больше 20, несмотря на хорошую численную устойчивость применяемого алгоритма и проверки полученных результатов с помощью вычислений с большой точностью. Видимо, это связано с достижением предела точности самой применяемой нами линейной математической модели (1). Для проверки численной устойчивости и возможного накопления ошибок округления была проведена серия экспериментов с использованием вычислений с высокой точностью (размер мантиссы 256 бит). Как оказалось, вычисления с большой точностью дают несущественное (на 10–20 %) уменьшение СКО отклонения вычисленной координаты от исходных данных, что подтверждает устойчивость нашего метода.

Для сравнения в табл. 3 приведены результаты экстраполяции с использованием стандартного метода Лагранжа по тем же реальным данным. Отметим, что при применении стандартных формул экстраполяции Лагранжа при количестве точек шаблона

больше 10 приходится применять вычисления большой точности, чтобы избежать существенного накопления ошибок.

Таблица 3

Сдвиг целевой точки относительно последней точки шаблона, ($\hat{t} - t_n$), сек	Количество точек n, которые составляют интерполяционный шаблон экстраполяции с использованием полиномов Лагранжа			
	8	10	12	14
	СКО отклонения вычисленной координаты от исходных данных, мм			
300	821	28	4	14
600	3248	118	18	64
900	8913	348	54	202

Следующая серия вычислительных экспериментов по исследованию предложенного метода универсальной интерполяции заключалась в применении метода к данным ограниченной точности (с округлением исходной траектории, рассчитанной с точностью double float до дециметров, сантиметров, миллиметров). Вначале вычислительные эксперименты проводились для целевой точки $\hat{t}$ в середине интерполяционного шаблона двумя методами: интерполяцией по методу Лагранжа и универсальной интерполяцией по округленным данным. Результаты приведены в табл. 4.

Таблица 4

Исследуемый алгоритм интерполяции ($\hat{t}$ в середине интерполяционного шаблона)	Ограничение точности данных		
	дм	см	мм
	СКО отклонения вычисленной координаты от исходных данных, мм		
Алгоритм Лагранжа, шаблон из 6 точек	1125	1125	1125
Алгоритм Лагранжа, шаблон из 8 точек	22,01	9,6	9,5
Алгоритм Лагранжа, шаблон из 10 точек	20,7	2,83	0,28
Алгоритм Лагранжа, шаблон из 12 точек	21,2	2,9	0,27
Универсальная интерполяция по шаблону из 6 точек с коэффициентами, найденными по данным ограниченной точности	19,92	2,75	0,71
Универсальная интерполяция по шаблону из 8 точек с коэффициентами, найденными по данным ограниченной точности	17,5	2,74	0,26
Универсальная интерполяция по шаблону из 10 точек с коэффициентами, найденными по данным ограниченной точности	15,96	2,22	0,22
Универсальная интерполяция по шаблону из 12 точек с коэффициентами, найденными по данным ограниченной точности	13,64	1,99	0,17

Такие же вычислительные эксперименты для данных ограниченной точности проводились для экстраполяции орбиты спутника (табл. 5). Из приведенных результатов можно сделать вывод об устойчивости предлагаемого нами метода к (небольшим) ошибкам в исходных данных; в перспективе возможно будет опробовать метод и на данных, взятых из навигационных сообщений спутников ГЛОНАСС и GPS, а также к другим измерительным данным достаточно высокой точности.

Таблица 5

Сдвиг целевой точки относительно последней точки шаблона, $(\hat{t} - t_n)$, сек	Количество точек n, которые составляют шаблон экстраполяции с использованием метода универсальной экстраполяции (1)														
	22			24			26			28			30		
	СКО вычисленной координаты от исходных данных, мм														
	дм	см	мм	дм	см	мм	дм	см	мм	дм	см	мм	дм	см	мм
300	52	6,8	1	51	6,8	0,9	51	6,7	0,9	51	6,4	0,8	51	6,4	0,8
600	95	15	2,6	94	15	2,4	94	15	2,3	94	14	2,2	94	14	2,1
900	162	30	5,6	160	30	5	160	29	5	159	27	4,6	159	27	4,5
1200	257	53	11	255	53	9,5	253	51	9,3	253	47	8,5	252	46	8,3

Заключение. Приведенные выше результаты экспериментов по реальным SP3-данным (все спутники GPS, final orbits, данные IGS за 2013 г. [1, 2] и орбиты спутников с шагом 1 сек, рассчитанные в [5]) показали существенное увеличение точности по сравнению с алгоритмами полиномиальной экстраполяции, особенно при экстраполяции с небольшим количеством точек шаблона, при большой простоте метода и его устойчивости к ошибкам округления, неточности входных данных, а также стабильность предварительно рассчитанных коэффициентов экстраполяции на больших интервалах времени (год и более). При этом метод не требует детальной информации о гравитационном поле Земли, приливных и прочих силах, действующих на спутники, в отличие от обычно применяемых методов решения дифференциальных уравнений движения, которые, разумеется, намного более точны при экстраполяции на большие промежутки времени (от нескольких часов до суток).

Работа второго автора поддержана грантом Министерства образования и науки РФ в рамках государственного задания № 1.8591.2017/6.7.

Список литературы

1. Продукты IGS [Электронный ресурс]. Режим доступа: ftp://cddis.gsfc.nasa.gov или ftp://ftp.igs.org/pub/product/ (дата обращения: 01.09.2017).

2. Рекомендации для использования продуктов IGS [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://kb.igs.org/hc/en-us/articles/202102366-Analysis-Coordinator-tips-for-using-IGS-products (дата обращения: 01.09.2017).

3. Пустошилов А.С., Царев С.П. Высокоточное восстановление орбит спутников ГНСС методом обучения по расширенным SP3-данным // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 12. С. 48–52.

4. Pustoshilov A., Tsarev S. Universal Coefficients for Precise Interpolation of GNSS Orbits from Final IGS SP3 Data [Электронный ресурс] // International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2017 – Proceedings. Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/document/7998463/

5. Ushakov Yu. Evaluation of acceleration and motion model parameters of a space vehicle from IGS final orbits // International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 – Proceedings. Article number 66935.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ ПАТТЕРНОВ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В ПЕРСОНАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

М. И. Гавриленко, П. С. Маринушкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: mishanya.6p33s@gmail.com, marinushkin_ps@mail.ru

Рассматриваются неформализованные методы классификации паттернов двигательной активности человека, как пользователя персональной автономной навигационной системы, в адаптивных навигационных системах. В качестве источника данных используется МЭМС инерциальный измерительный модуль, обработка данных осуществляется нейронной сетью.

1. Введение

В настоящее время в различных неответственных системах широко используются МЭМС-датчики, имеющие сравнительно низкую стоимость, однако применить их в качестве чувствительных элементов полноценных навигационных систем зачастую не представляется возможным, в силу существенного дрейфа их показаний. Известно множество работ, посвященных фильтрации и коррекции сигнала этих устройств [1–4]. Особый интерес представляют адаптивные алгоритмы. Применительно к персональным навигационным системам важным аспектом является вид активности пользователя, исходя из знаний о котором можно построить навигационную систему, автоматически подстраивающую свои параметры под него и окружающую его среду. Как при повседневном пользовании, так и в приложениях спецслужб и работников промышленности можно выделить двигательные паттерны, и сопоставить им набор параметров, определяющих фильтрующие и корректирующие цепи. В зависимости от области применения системы используются как формализованные методы [5, 6], имеющие малую вычислительную сложность, так и неформализованные [7]. Последние имеют вероятностную природу, как правило, вычислительно более сложны и требуют либо предварительного обучения, либо дополнительных алгоритмов оценки состояния системы.

Работа разделена на описание двух серий экспериментов. В первом эксперименте измерительный модуль был закреплен в точке 1 (рис. 1), во втором в точке 2 посредством укрепления модуля на обуви экспериментатора.

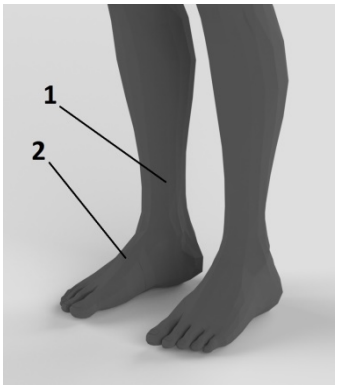


Рис. 1. Точки крепления измерительных модулей

2. Первая серия экспериментов

В ходе проведения первой серии экспериментов были собраны данные с акселерометра LIS331DLH, описывающие следующие 4 паттерна двигательной активности: «Ходьба по твердым ровным поверхностям», «Передвижение в автомобиле», «Ходьба

по пересеченной местности», «Бег». Векторы ускорения по осям X, Y, Z были приведены к виду модуля вектора абсолютного ускорения, суммарное количество выборок составило 342 кВыб, при частоте дискретизации в 84 Гц (что эквивалентно 1,1 ч наблюдений). На основе этих данных был построен массив размером в 2031 пример, с длительностью 504 выборки, каждый из которых содержит 75 % предыдущего, то есть алгоритм срабатывает каждые 1,5 с, используя данные за последние 6 с наблюдений. Для формирования окончательной выборки произвелось быстрое преобразование Фурье над сигналами примеров, их маркировка и перемешивание.

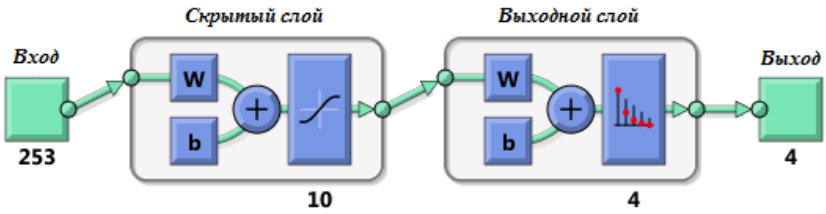


Рис. 2. Структура используемой нейронной сети

Для построения классификатора использовалась полносвязная нейронная сеть прямого распространения с сигмоидной функцией активации на скрытом слое, состоящем из 10 нейронов, и избирательной функцией активации на выходном слое, содержащем 4 нейрона (рис. 2). Соотношение обучающей, валидационной и тестовой выборок составило соответственно – 70, 15, 15 %. Обучение производилось методом Левенберга – Марквардта. Результаты обучения нейронных сетей показали минимальную (по 3 сетям) среднеквадратичную ошибку порядка 1 % на тестовой выборке. Характерные формы модуля вектора линейного ускорения паттернов (рис. 3–5) заметно различаются даже при их непосредственном наблюдении.

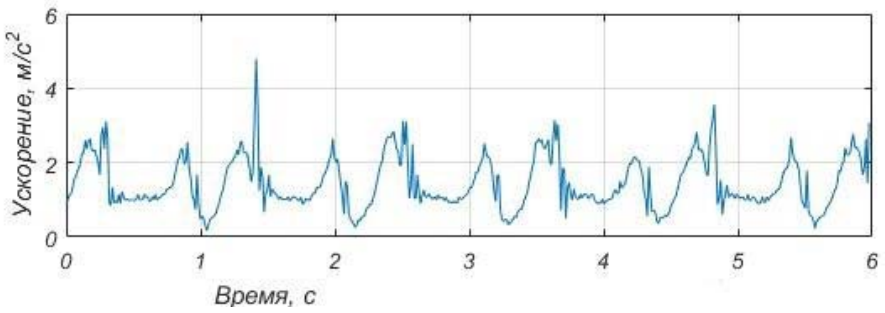


Рис. 3. Характерный сигнал паттерна «Ходьба по твердым ровным поверхностям»

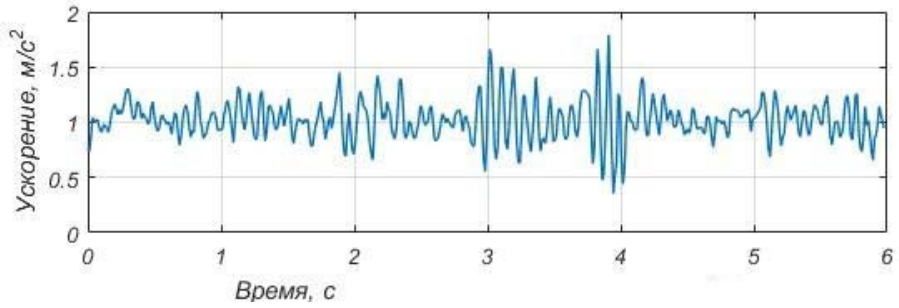


Рис. 4. Характерный сигнал паттерна «Передвижение в автомобиле»

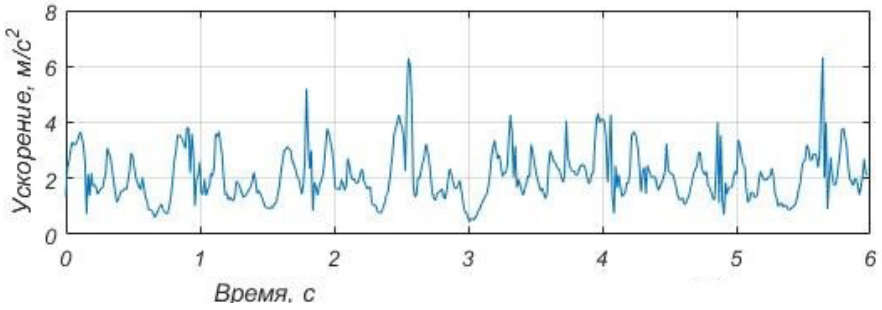


Рис. 5. Характерный сигнал паттерна «Бег»

3. Вторая серия экспериментов

Вторая серия экспериментов осуществлялась в зимний период, в отличие от первой, и имела иной состав паттернов: «Обездвиженность», «Ходьба в здании», «Ходьба вне зданий», «Передвижение в общественном транспорте (автобусе)», «Передвижение в автомобиле». В качестве измерительного модуля использовалась микросхема MPU-6050, суммарное количество выборок составило 3,01 МВыб, при частоте дискретизации в 319 Гц (что эквивалентно 2,6 ч наблюдений). В качестве обучающей выборки использовались несколько наборов данных (табл. 1). Особенностью обработки данных второй серии является использование общей обратной связи сети, реализующей неявную память алгоритма. Соотношение выборок и структура классификатора остались идентичны использовавшимся ранее, за исключением увеличения числа нейронов в скрытом слое до 60. Обучение сетей производилось методом масштабируемых сопряженных градиентов, как наиболее быстрым при достаточной точности.

Таблица 1

Качество обучения нейронных сетей при различных наборах входных данных

№ п/п	Структура обучающей выборки	Минимальная полученная среднеквадратичная ошибка (по 3 сетям) MSE, %	Корреляция выборок вход-выход R
1	Фурье преобразование модуля вектора абсолютного ускорения	5,6	0,82
2	то же и 6 предшествующих результатов классификации сети	0,06	0,997
3	то же и модуль вектора абсолютной угловой скорости с частотой дискретизации 80 Гц	0,03	0,998
4	то же и усредненное по выборке значение температуры	0,04	0,9988

4. Заключение

Как видно из результатов, точность алгоритмов находится на достаточном уровне для их применения в практических приложениях. Сравнив ошибки первой серии экспериментов и первого варианта обучающей выборки второй серии, видим, что увеличение частоты дискретизации с 84 Гц до 319 Гц ее не уменьшило, однако значительное увеличение, вероятно, связано с ошибками записи исходных данных, вызванными человеческим фактором. Одной из ключевых таких ошибок является невозможность точного определения временных границ того или иного паттерна. Существенным выводом работы является то, что, как видно из результата второй серии эксперимента, увеличение качества и размерности сигнала существенно не увеличивает точность классификации, но этого эффекта позволяет достичь введение обратной связи в структуру алгоритма, сравнительно незначительно усложняющей его вычислительную сложность.

Список литературы

1. The University of Calgary, Department of Geomatics Engineering C. Goodall, N. El-Sheimy Intelligent Tuning of a Kalman Filter Using Low-Cost MEMS Inertial Sensors.

2. GPS Conference (Session C3a), Portland, OR, 2002/9 Jussi Collin, G. Lachapelle MEMS-IMU for Personal Positioning in a Vehicle – A Gyro-Free Approach.

3. Dissertation James Calusdian A Personal Navigation System Based on Inertial and Magnetic Field Measurement 2010.

4. Sensors Valérie Renaudin, Melania Susi, Gérard Lachapelle Step Length Estimation Using Handheld Inertial Sensors 2012/12.

5. Sensors Alberto Olivares,Javier Ram´ırez, Juan M. Gorriz´, Gonzalo Olivares, Miguel Damas Detection of (In)activity Periods in Human Body Motion Using Inertial Sensors: A Comparative Study 2012/12.

6. Sensors Melania Susi, Valérie Renaudin, Gérard Lachapelle Motion Mode Recognition and Step Detection Algorithms for Mobile Phone Users 2013/13.

7. Mostafa Elhoushi Advanced Motion Mode Recognition for Portable Navigation A thesis submitted to the Department of Electrical and Computer Engineering In conformity with the requirements for the degree of Doctor of Philosophy 2015/3.

УЛУЧШЕНИЕ ЗНАЧЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА В СИСТЕМЕ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ НА БАЗЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

М. А. Голубятников, А. Б. Гладышев (научный руководитель)

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: GolubuatnikovMaxim@yandex.ru, a-glonass@yandex.ru

Предложен вариант улучшения геометрического фактора системы ближней навигации на основе псевдоспутников за счет использования сигналов ГНСС . Проведен расчёт и сравнительный анализ значений геометрического фактора для системы ближней навигации, основанной на применении псевдоспутников и интегрированной системы ближней навигации, использующей кроме сигналов от псевдоспутников сигналы ГЛОНАСС/GPS. Расчет и анализ выполнен с использованием математического моделирования в среде Mathlab.

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) широко используются в различных сферах человеческой деятельности. Область их применения постоянно расширяется. На сегодняшний день перспективным направлением развития систем навигации является использование принципов и технологий, применяемых в СРНС в локальных системах навигации на базе псевдоспутников (ПС). Под псевдоспутниками понимаются наземные (или воздушные) радиомаяки, излучающие сигналы, аналогичные сигналам СРНС, при помощи которых можно определять местоположение в пространстве, не производя замены навигационного оборудования у конечного потребителя. Преимуществом ближней навигации на основе ПС является наличие точной геодезической привязки к местности, отсутствие задержек, связанных с распространением радиоволн в ионосфере, повышенная помехоустойчивость системы, обусловленная большой мощностью навигационных сигналов.

Особенностью данной системы является наличие большого количества различных факторов, влияющих на достижение оптимального расположения группировки ПС. Так, выбор расстановки псевдоспутников на местности и численность группировки рассматриваемой системы ближней навигации зависит от рельефа местности и размеров области пространства, где они будут применяться. В районах аэропортов эта область пространства должна включать глиссаду захода на посадку воздушных судов, на реках – фарватер. Это та область, где должна быть обеспечена высокоточная непрерывная навигация вне зависимости от складывающихся условий внешний обстановки – помеховой, метеорологической и т. п. Границами этой области будем считать границы, где выполняются требования по точности измерения координат углов пространственной ориентации потребителей навигационной информации.

На погрешность измерения координат подвижного объекта в заданной области пространства оказывают влияние различные факторы. Рассмотрим основные:

– геометрия расположения ПС относительно навигационного приемника (так называемый геометрический фактор);

– погрешность измерения псевдодальности, связанная со структурой навигационных сигналов и способом их обработки;

– погрешность, обусловленная точностью геодезической привязки ПС и качеством их взаимной синхронизации между собой и со шкалой государственного эталона Координированного Всемирного времени UTC (SU) (аналог эфемеридной погрешности в ГНСС).

Влияние взаимного расположения опорных пунктов и объекта на точность РНС учитывается так называемым геометрическим фактором – показателем, определяемым

отношением среднеквадратических ошибок определения места объекта и измерения РНП.

Стоит отметить, что минимальное значение геометрического фактора достигается в случае, когда потребитель находится в центре правильного тетраэдра [1]. Таким образом, минимум один ПС из группировки следует располагать выше остальных. Подъем ПС над поверхностью Земли и уровнем остальных ПС возможен при помощи высотных мачтовых устройств, аэростатов и аэромобильных платформ, а также сооружений с использованием близлежащих господствующих высот. Стоит отметить, что на практике не всегда имеется возможность поднять ПС на определенную высоту из-за ограниченности материальных средств тяжелых климатических условий и других причин. Таким образом, для улучшения геометрического фактора вместо подъема ПС предлагается использовать сигналы СРНС от навигационных аппаратов (НА), находящихся в зоне видимости.

Далее будут рассмотрены две конфигурации для системы ближней навигации: конфигурация 1, состоящая из четырёх ПС, и конфигурация 2, которая кроме сигналов от четырёх ПС использует сигналы от трёх НА.

Задачей данной работы является расчет и сравнение геометрического фактора по вертикали для конфигурации 1 и конфигурации 2.

Для решения поставленной задачи на базе работы [2], в программной среде Matlab была создана интегрированная модель ближней навигации на базе сигналов ПС и СРНС системы ГЛОНАСС. Структура и программные компоненты модели приведены в работе [3].

В конфигурации 2 группировка из 4 ПС размещена по краям квадрата площадью 122500 км^2. Параметры ПС настроены согласно рис. 1.

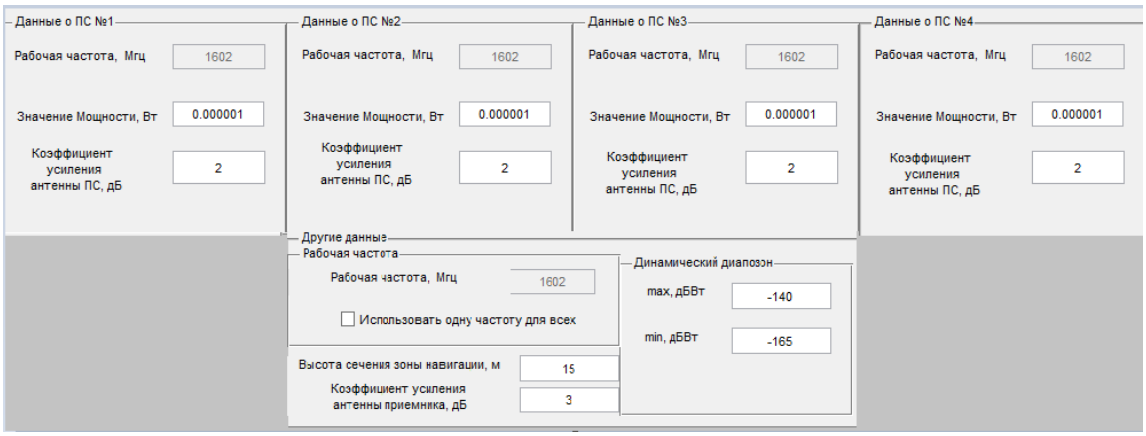


Рис. 1. Параметры группировки ПС в конфигурации 2

В конфигурации 2 рассмотрена аналогичная группировка ПС, а также сигналы от трёх навигационных спутников, отобранных при помощи функции «Отображение группировки навигационных спутников».

Проведем расчёт значений геометрического фактора для различных конфигураций расположения ПС на местности с использованием математического моделирования в программной среде Mathlab [4].

При расположении ПС по конфигурации 2 геометрический фактор измерения вертикальных координат в ближней зоне стал составлять от 100 до 350 единиц (рис. 3, *б*). При данном расчете координаты объекта вычислялись с использованием системы нелинейных уравнений, количество которых определяется числом объектов в

системе. Нелинейность уравнений характеризуется радиусом кривизны волнового фронта, который равен расстоянию от потребителя до ПС или от потребителя до СРНС. Поскольку радиус кривизны волнового фронта намного больше погрешности измерения дальности, то можно линеаризовать систему уравнений в точке приема сигналов, при этом преобразование погрешности будет близко к линейному. При линейном преобразовании погрешность определения координат описывается ковариационной матрицей. Ковариационную матрицу можно получить из градиентной матрицы:

$$\mathrm{cov}(r) = Gr^T Gr\,, \tag{1}$$

где Gr – градиентная матрица:

$$Gr = \left\| \begin{matrix} \frac{\partial R_1}{\partial X} & \frac{\partial R_1}{\partial Y} & \frac{\partial R_1}{\partial Z} & \frac{\partial R_1}{\partial (C\Delta t)} \\ \frac{\partial R_2}{\partial X} & \frac{\partial R_2}{\partial Y} & \frac{\partial R_2}{\partial Z} & \frac{\partial R_2}{\partial (C\Delta t)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial R_N}{\partial X} & \frac{\partial R_N}{\partial Y} & \frac{\partial R_N}{\partial Z} & \frac{\partial R_N}{\partial (C\Delta t)} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \frac{X_{m1}-X}{R_1} & \frac{Y_{m1}-Y}{R_1} & \frac{Z_{m1}-Z}{R_1} & 1 \\ \frac{X_{m2}-X}{R_2} & \frac{Y_{m2}-Y}{R_2} & \frac{Z_{m2}-Z}{R_2} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{X_{mN}-X}{R_N} & \frac{Y_{mN}-Y}{R_N} & \frac{Z_{mN}-Z}{R_N} & 1 \end{matrix} \right\|, \tag{2}$$

где $\frac{X_{mN}-X}{R_{iN}} = \cos\alpha_i$; $\frac{Y_{mN}-Y}{R_{iN}} = \cos\beta_i$; $\frac{Z_{mN}-Z}{R_{iN}} = \cos\gamma_i$ – направляющие косинусы радиус-векторов, соединяющих N-го потребителя и i-й ПС; R_{iN} – дальность между i-м ПС и N-м потребителем. Если считать, что измерения псевдодальностей равноточные, то можно разделить погрешности измерения и преобразования. В этом случае погрешность определения координат будет равна произведению ковариационной матрицы и дисперсии измерения дальности, а результирующую погрешность можно оценить через след ковариационной матрицы.

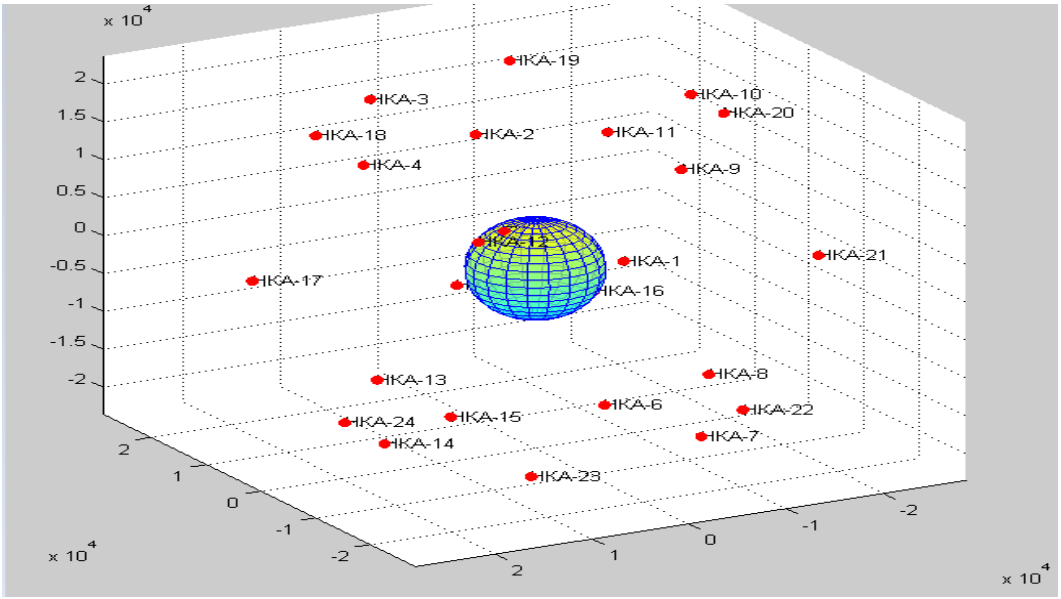


Рис. 2. Отображение группировки СРНС ГЛОНАСС

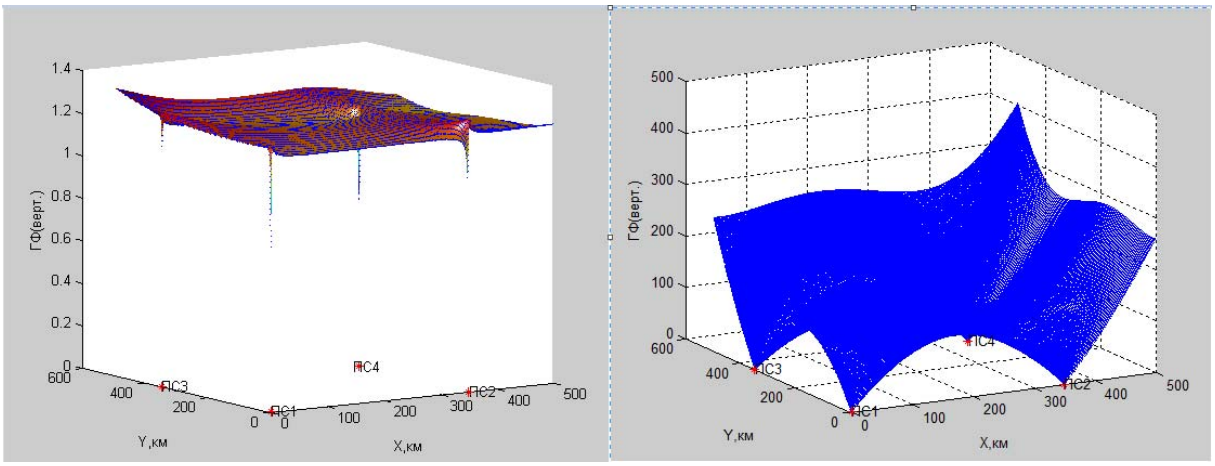
В общем случае ковариационная матрица может содержать ненулевые элементы вне главной диагонали, которые описывают корреляцию погрешности отдельных со-

ставляющих координат. Однако можно подобрать такую систему координат, в которой погрешности координат будут некоррелированы, при этом ковариационная матрица будет диагональной. Элементы главной диагонали – это дисперсии составляющих координат, результирующая дисперсия будет равна их сумме. В то же время сумма диагональных элементов ковариационной матрицы при линейном преобразовании не меняется, поскольку это линейный инвариант тензора 2-го ранга. Следовательно, след матрицы – это коэффициент, который показывает, во сколько раз увеличивается дисперсия координат по сравнению с дисперсией измеренной дальности. Поскольку вид ковариационной матрицы зависит только от взаимного расположения ПС и навигационного приемника, отсюда и название – геометрический фактор.

Коэффициентами градиентной матрицы являются направляющие косинусы на ПС. На практике используется квадратный корень из следа ковариационной матрицы, который показывает степень увеличения среднеквадратической ошибки (СКО) погрешности определения координат по сравнению с СКО погрешности измерения дальности:

$$\begin{aligned} \sigma_{x,y} &= \sqrt{\mathrm{cov}(r_{11}) + \mathrm{cov}(r_{22})}, \\ \sigma_z &= \sqrt{\mathrm{cov}(r_{33})}, \end{aligned} \tag{3}$$

где $\sigma_{x,y}$, σ_z – СКО погрешности определения координат в плане и по высоте соответственно.



а *б*

Рис. 3. Геометрический фактор по высоте: *а* – для модели № 1; *б* – для модели № 2

Результаты геометрического фактора для Конфигурации 1 качественно лучше и составляют от 1,2 до 1,4 (рис. 3, *а*). Таким образом, интегрирование сигналов СРНС с сигналами радионавигационной системы на основе ПС способно обеспечить достаточные показатели точности измерения вертикальных координат, что вполне приемлемо для наземных и водных видов транспорта. Для воздушных видов транспорта требуется измерение высоты с высокой точностью, определяемой нормами ИКАО. Стоит отметить, что в интегрированной системе для обеспечения приемлемой погрешности ПС не нужно поднимать на высоту, что значительно упростит и удешевит процессы реализации и внедрения данной системы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-10089).

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

2. Свидетельство № 2017619991 РФ. Компьютерная модель системы ближней навигации на основе псевдоспутников / А.Б. Гладышев, В.Н. Ратушняк, Н.С. Кремез, М. А. Голубятников; заявитель и правообладатель ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет». № 2017616963; заявл. 14.07.2017; зарегистр. 13.09.2017.

3. Гладышев А.Б., Ратушняк В.Н., Рыжков Д.Н., Богачук А.А., Голубятников М.А. Лабораторный комплекс для моделирования системы ближней навигации на основе псевдоспутников // В сб.: «Современные проблемы радиоэлектроники». Сиб. федер. ун-т, Ин-т инженерной физики и радиоэлектроники. 2017. С. 120–124.

4. Gladishev A.B., Dmitriev D.D., Veysov E.A., Tyapkin V.N. 2017 A hardware-software complex for modelling and research of near navigation based on pseudolites // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series **803** 012048.

СИНТЕЗ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ СЕТИ ПСЕВДОСПУТНИКОВ

В. В. Кирюшкин, А. В. Коровин, Д. И. Савин

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394072, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а
E-mail: htotam2005@mail.ru

Производится синтез многопозиционной радиолокационной системы на базе сети псевдоспутников.

Одно из перспективных направлений развития РЛС – переход от отдельных РЛС с одной передающей и приемной позициями (обычно совмещенными) к многопозиционным радиолокационным системам (МПРЛС) [1–6].

МПРЛС называется радиолокационная система, состоящая из нескольких разнесенных в пространстве передающих, приемных или приемопередающих позиций, в которой осуществляется совместная обработка радиолокационной информации, получаемой этими позициями.

В МПРЛС информация извлекается из нескольких разнесенных в пространстве участков поля рассеяния цели, что позволяет повысить ряд важных характеристик РЛС (разрешающую способность, точность измерения координат, помехозащищенность и др.). В данном исследовании рассмотрены ***МПРЛС с кооперативным приемом***, для которых все приемные позиции рассчитаны на прием и обработку сигналов от целей. Степень пространственной когерентности МПРЛС с кооперативным приемом сигналов может быть любой при соответствующем уровне объединения информации. При прочих равных условиях МПРЛС с кооперативным приемом сигнала обладают более высокими энергетическими и информационными характеристиками.

Как было показано ранее [9, 13–18], для обеспечения минимально необходимого количества измерений в МПРЛС с кооперативным приемом разностно-дальномерным методом должно быть не менее пяти постов. Например, 3 передающих поста и 2 приемных поста. Обычно предлагается использовать в качестве системы МПРЛС уже существующие передатчики. Возможно возложить данную задачу на развертываемые сети локальных дополнений глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), так называемые сети псевдоспутников (ПС). Это предполагается возможным и актуальным ввиду пространственной совместимости сети ПС и МПРЛС, взаимного дополнения их действий в важных в навигационном плане районов (зоны аэродромов, маршруты движения воздушных судов, зоны барражирования БЛА и др.).

Проведем расчеты в условиях полной синхронизации системы, что позволит определить ее работоспособность. Условие синхронности работы системы МПРЛС вытекает из необходимости синхронизации сети ПС и не является дополнительным. Дополнительным будет являться требование по развертыванию помимо передающих еще и приемных модулей.

Дальность и зона действия МПРЛС зависят не только от характеристик передающих и приемных позиций, но и от геометрии системы, т.е. числа и пространственного расположения позиций. В основе расчета зоны действия МПРЛС лежит расчет отношения зон действия ячеек МПРЛС – двухпозиционных или однопозиционных РЛС.

Если в двухпозиционной РЛС (рис. 1) ДН антенн передающей и приемной позиций, разнесенных на базу L, направлены на цель, то плотность потока мощности, создаваемая передатчиком у цели

$$\rho_{прд} = P_{изл}G_{прд}/(4\pi D^2_{прд}),$$

где $P_{изл}$ – мощность излучения; $G_{прд}$ – коэффициент направленного действия передающей антенны; $D_{прд}$ – дальность от передающей позиции до цели.

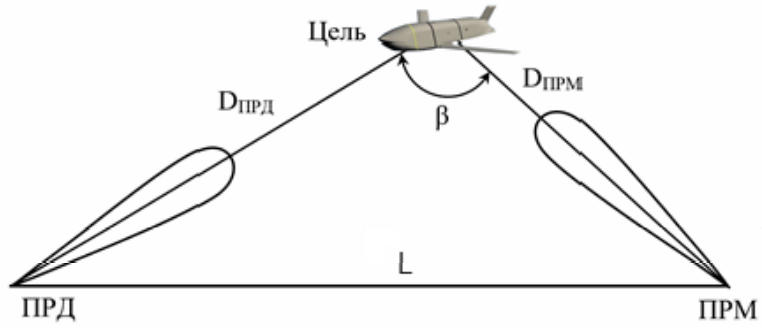


Рис. 1. Двухпозиционная РЛС

Плотность потока мощности, создаваемая сигналом цели у приемника:

$$\rho_ц = P_{изл}G_{прд}\sigma_б(\beta)/((4\pi)^2 D^2_{прд} D^2_{прм}), \quad (1)$$

где $\sigma_б(\beta)$ – бистатическая ЭПО цели, которая зависит от двухпозиционного угла β; $D_{прм}$ – дальность от цели до приемной позиции. Мощность сигнала на входе приемника $P_{прм} = \rho_ц S_{прм}$, где $S_{прм}$ – площадь приемной антенны.

Так как мощность излучаемого сигнала изменяется во времени, то и мощность принимаемого сигнала также изменяется во времени. Представим энергию излучаемого сигнала в виде $E_{изл} = P_{ср}t_н$, где $P_{ср}$ – средняя мощность передатчика; $t_н$ – время наблюдения. Тогда отношение энергии сигнала на выходе приемника – E к спектральной плотности шумов $N_0/2$ равно:

$$R = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{ср}t_н G_{прд} S_{прм}\sigma_б(\beta)}{(4\pi)^2 D^2_{прд} D^2_{прм}\alpha_п N_0}, \quad (2)$$

где $\alpha_п$ – коэффициент потерь энергии сигнала.

Полученное выражение позволяет определить зону действия РЛС как область пространства, в которой при фиксированной ЭПО σ выполняется условие $R \geq R_o$, где R_o – отношение сигнал/шум, при котором цель обнаруживается с заданной вероятностью правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги или измеряются ее координаты с заданной точностью. Граница зоны действия определяется выражением

$$D_{прд} D_{прм} = \sqrt{\frac{2P_{ср}t_н G_{прд} S_{прм}\sigma_б(\beta)}{(4\pi)^2 R_0\alpha_п N_0}} = A = \text{const}. \quad (3)$$

Таким образом, граница зоны действия в пространстве представляет собой линию, для которой постоянно произведение дальностей от цели до передающей и приемной позиций. Заметим, что в однопозиционной РЛС $D_{прд} = D_{прм} = D$ и, следовательно, для однопозиционной РЛС граница зоны действия в пространстве представляет собой сферу радиусом D.

В качестве постоянных и известных исходных данных в соответствии с принятыми допущениями будем рассматривать параметры $P_{прд}, G_{прд}, G_{прм}, \lambda$, определяемые

описательными моделями сигналов МПРЛС. Очевидно, что в этом случае мощность рассеянного сигнала будет определяться бистатической ЭПР цели, а также наклонными дальностями «передатчик – цель» и «цель – приемник». В связи с этим рассмотрим частные методики определения обозначенных параметров.

Значения дальностей «передатчик – цель» $D_{п-ц}$ и «цель – приемная позиция» $D_{ц-пр}$ будут определяться величиной базы бистатического звена МПРЛС «передатчик - приемник» $D_{п-пр}$, эшелоном высоты полета воздушной цели, а также расположением цели относительно передатчика и приемника внутри бистатического звена.

Из полученного треугольника дальностей можно установить однозначное соответствие значений $D_{п-ц}$ и $D_{ц-пр}$ рабочему диапазону бистатических углов β:

$$\beta = \arccos\left(\frac{D_{п-ц}^2 + D_{ц-пр}^2 - D_{п-пр}^2}{2D_{п-ц}^2 D_{ц-пр}^2}\right). \quad (4)$$

При всех заданных параметрах, а также при рассчитанных наклонных дальностях $D_{п-ц}$ и $D_{ц-пр}$ для заданных высот полёта, основным энергетическим параметром, характеризующим рассеивающие свойства цели, и соответственно непосредственно определяющим характер изменения мощности рассеянного сигнала МПРЛС в точке приёма является эффективная площадь рассеяния.

В работах [7, 8, 10, 11] показано, что бистатическая ЭПР для удалённой точки приёма при бистатических углах β, близких к $180°$, определяется выражением:

$$\sigma_б(r) = 4\pi R^2 \frac{\left|E_{прt}\right|^2}{\left|E_{пад}\right|^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2}\left|\int_{A_t} \exp\left[j(\frac{2\pi}{\lambda})\boldsymbol{\rho}\mathbf{r} \right] dS\right|^2, \quad (5)$$

где A_t – эквивалентная плоская синфазная апертура, перпендикулярная направлению распространения падающей волны и ограниченной проекцией на эту плоскость теневого контура цели; $\boldsymbol{\rho}$ – радиус-вектор произвольной точки апертуры A_t; $\mathbf{r}$ – орт в направлении на приёмную позицию. Из (5) видно, что в предельном случае, когда $\beta = 180°$, $\mathbf{r} \perp \boldsymbol{\rho}$, ЭПР достигает максимума и определяется выражением:

$$\sigma_б\left(180°\right) = 4\pi\left(\frac{S_t}{\lambda}\right)^2, \quad (6)$$

где S_t – площадь теневой апертуры [10, 12].

Проведя расчёт в соответствии с выражением (6), нетрудно определить при каких значениях $D_{п-ц}$ и $D_{ц-пр}$ β лежит в диапазоне от $130°$ до $180°$ при заданной высоте полёта цели и угле места луча «передатчик - приемник».

С использованием ЭВМ проведем моделирование рассматриваемой многопозиционной системы со следующими исходными данными: мощность (энергопотенциал) передатчика $P_{sr} = 2000$ Вт; время накопления сигнала $t_n = 0{,}001$ с; спектральная мощность внутреннего шума $N_0 = 10^{-21}$ дБВт; длина волны $\lambda = 0{,}2$ м; коэффициент усиления антенны приемника $G_{prm} = 2$; порог обнаружения $R_0 = 20$.

Как показано во многих работах [8–11, 19], теневая ЭПР в большинстве случаев для воздушных объектов будет иметь вид, показанный на рис. 2.

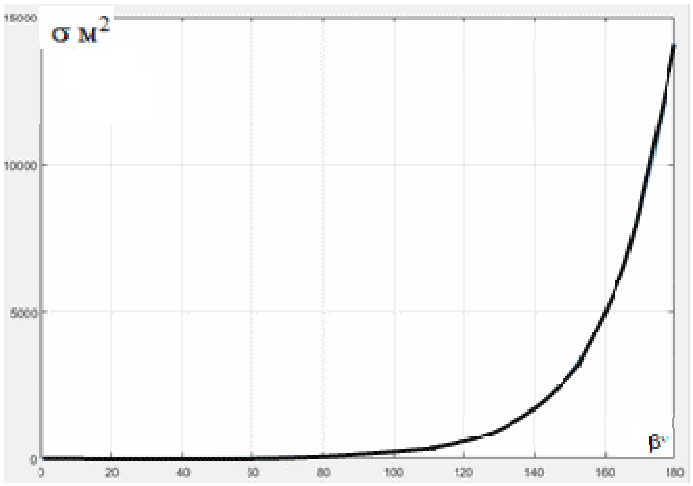


Рис. 2. Зависимость ЭПР воздушного объекта от угла просветной локации

Для определения зон энергетической доступности зададим конфигурацию системы в виде:

– три передающих модуля, размещенных на поверхности земли с координатами MP1[–20000, 0, 10], MP2[–20000, 20000, 10], MP3[–20000, –20000, 10];

– два приемных модуля размещены на поверхности с координатами MPr1[20000, 15000, 10], MPr2[20000, –15000, 10].

Аналогично для трех передающих и трех приемных модулей с координатами MP1[–20000, 0, 10]; MP2[–20000, 20000, 10]; MP3[–20000, –20000, 10]; MPr1[20000, 0, 10]; MPr2[20000, 20000, 10]; MPr3[20000, –20000, 10].

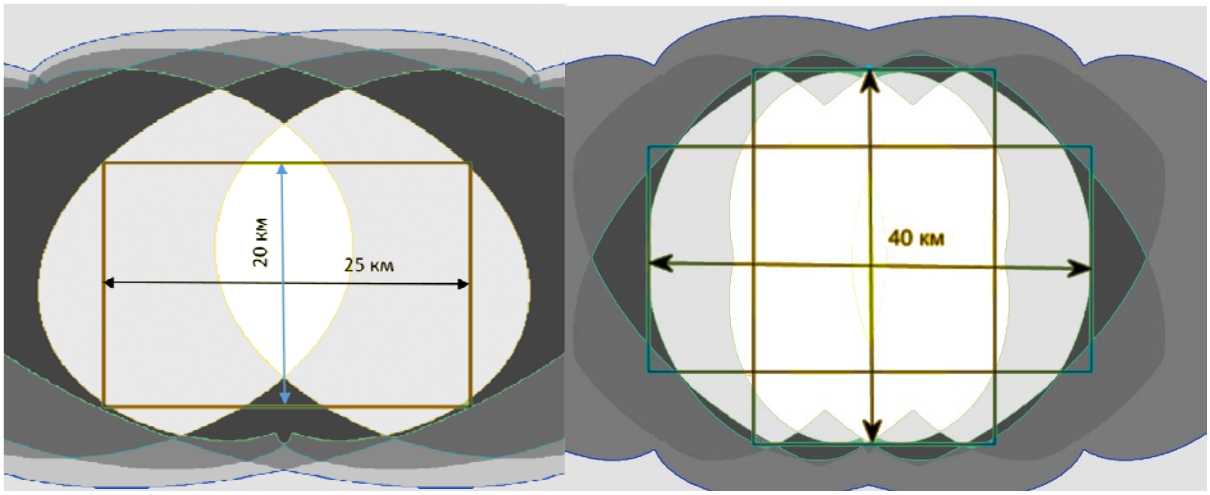


Рис. 3. Зоны бистатической радиолокации для трех передатчиков и двух приемников слева и трех передатчиков и трех приемников справа

Таким образом, в результате исследований показана возможность использования псевдоспутниковых систем в качестве многопозиционной радиолокационной системы. Определены основные энергетические соотношения такой системы и рассчитаны зоны действия системы для определенной высоты полета цели. Для первого случая зона, в которой обеспечиваются четыре измерения, будет размером 20×25 км. Для второго 40×40 км, соответственно. Результаты моделирования показаны на рис. 3.

Список литературы

1. Черняк В.С., Заславский Л.П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 1.

2. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992.

3. Радиолокационные станции обзора Земли / Г.С. Кондратенков, В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктистов; под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радио и связь, 1983.

4. Радиовидение: учеб. пособие / А.А. Герасимов, Е.Е. Колтышев, Г.С. Кондратенков и др.; под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1997.

5. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

6. Дудник П.И., Чересов Ю.И. Авиационные радиолокационные устройства. М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 2003. 533 с.

7. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. Х.: ВИРТА, 1984. 410 с.

8. Бляхман А.Б., Рунова И.А. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружения объектов при радиолокации на просвет. М.: Радиотехника и электроника, 2001. С. 424–432.

9. Костылев В.И., Полозова О.В., Звягин Д.В. Анализ модели теневого сигнала // Вестник Воронежского института МВД России. Воронеж: ВИ МВД, 2008. № 4. С. 64–72.

10. Черняк В.С. Многопозиционная локация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

11. Glaser J.I. Bistatic RCS of complex objects near forward scatter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems, V. AES-21. 1985. № 1. P. 70–78.

12. Вопросы перспективной радиолокации: коллективная монография / под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.

13. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А. Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. 2010. Т. 6. № 11. С. 33–38.

14. Кирюшкин В.В., Дьяконов Е.А. Моделирование канала вторичной обработки приемника многопозиционной системы наблюдения // Материалы XVI международной конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии» г. Воронеж, 11–12 февраля 2016 г. под ред. Н.А. Тюкачева, А.А. Крыловецкого. Воронеж: ВГУ, 2016. Т. 5. С. 133–138.

15. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Определение координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Теория и техника радиосвязи. № 2. 2016. С. 29–35.

16. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Точность определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем // Теория и техника радиосвязи. 2017. (в печати).

17. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Повышение точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников // Теория и техника радиосвязи. 2017. (в печати).

18. Многопозиционная система наблюдения воздушных целей с кооперативным приемом сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на сети наземных приемников / В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев, Д.А. Черепанов, В.Н. Гаврюшин, Е.А. Дьяконов // Радиолокация, навигация и связь: XXIII междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2017. Т. 3. С. 1027–1040.

УСТРОЙСТВО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

И. С. Матвеев, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Институт высоких технологий ИрНИТУ
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: reirem@istu.edu

На основе теории нелинейной оптимальной фильтрации выполнен синтез системы синхронизации, построенной по схеме Костаса. Получена двухконтурная система, содержащая прямой (информационный) и квадратурный каналы, а также корректирующий фильтр в цепи обратной связи и канальные фильтры. Создана имитационная модель. Проведен анализ работы схемы Костаса. Выявлены основные факторы, влияющие на вероятность срыва слежения за фазой, и предложены способы их уменьшения.

В современных телекоммуникациях важной задачей при передаче сигналов является точное их восстановление на приемной стороне. Эта задача решается с использованием демодуляторов. Важнейшей частью демодулятора является детектор. В данной статье рассматриваются детекторы на основе систем ФАПЧ. В реальных каналах связи неизбежно присутствуют помехи, что приводят к искажению полезного сигнала. Если детектор обладает низкой помехоустойчивостью, то в процессе восстановления сигнала могут возникать одиночные битовые ошибки на выходе демодулятора. При наличии интенсивных помех ФАПЧ может выйти из режима слежения, что приведет к потере информации. Это обусловлено тем, что часть информационных бит теряется в процессе захвата сигнала системой.

Целью настоящей работы является уменьшение потерь информационных бит за счет усовершенствования демодулятора фазомодулированных сигналов, что повысит достоверность приема дискретных сигналов.

В работе построена и исследована посредством программного обеспечения Labview схема Костаса для детектирования фазоманипулированного сигнала, которая объединяет преимущества существующих аналоговой и цифровой схем.

При сравнении характеристик аналоговых и цифровых схем фазовых компараторов выяснилось, что аналоговые фазовые компараторы в условиях влияния помех работают более эффективно, чем цифровые. Однако же использование цифровых фазовых компараторов позволяет повысить быстродействие системы ФАПЧ благодаря их способности быстро осуществлять захват сигнала, а также тому, что они могут работать при больших значениях крутизны характеристики ГУН [1].

При выборе схемы восстановления сигнала предпочтение отдается схеме, которая при заданном уровне шумов обеспечивает меньшее время вхождения в синхронизм. Таким свойством обладает схема Костаса. Эта электрическая цепь широко применяется для восстановления несущей для демодуляции.

Классическая схема Костаса была изобретена известным американским инженером компании General Electric Джоном П. Костасом в 1950-х гг. Эта схема предназначена для демодуляции сигналов двоичной фазовой модуляции (BPSK) и восстановления несущей. В настоящее время указанная схема и её модификации широко применяются для цифровой передачи данных в системах телекоммуникаций и глобального позиционирования (GPS) в медицинских имплантах и других областях науки.

Строгий нелинейный анализ схемы Костаса является сложной задачей, поэтому часто инженеры применяют упрощенные математические модели и численное моделирование. На основе метода усреднения выведена и строго обоснована нелинейная модель схемы Костаса [2]. Схема Костаса приведена на рис. 1.

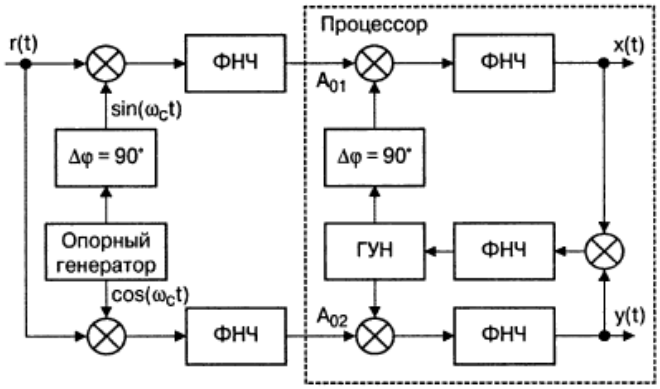


Рис. 1. Функциональная схема детектора (схема Костаса)

В схеме Костаса входной сигнал является фазоманипулированным сигналом, сигнал в верхней ветви – синфазным, в нижней – квадратурным. Сигналом ошибки является произведение синфазного и квадратурного сигналов. Схема позволяет избежать ошибки детектирования при фазовых сдвигах до 90°.

Сигнал ошибки имеет вид [3]:

$$U_{err} = \int_0^{T_3} r(t)\cos(\mathrm{w}_c t + \theta)dt \bullet \int_0^{T_3} r(t)\sin(\mathrm{w}_c t + \theta)dt .$$

Исследование проводилось средствами моделирования на ЭВМ. Качество работы системы в целом определяется количеством потерянных бит. В данной работе рассматриваются две основные причины потери информационных бит: одиночные потери вследствие краткосрочного воздействия помехи в канале связи и потери в результате срыва слежения системой ФАПЧ. Во втором случае важным является быстрое восстановление режима слежения системой ФАПЧ. Таким образом, в качестве критериев оценки качества работы детектора можно принять его быстродействие и помехоустойчивость.

На сегодняшний день используются различные классы сигналов, которые еще больше усложняют исследование нелинейных моделей схем Костаса. Настоящая работа посвящена построению и анализу математических моделей схем Костаса методом асимптотического высокочастотного анализа.

Собранная схема Костаса в программе Labview условно можно разделить на 3 основных блока обработки информации:

1) Блок преобразования входного сигнала, состоящий из массива, считывающий данные с входного файла, 2 матриц, сохраняющих результаты обработки и элемента для преобразования данных в график.

2) Блок обработки данных по алгоритму, соответствующему схеме Костаса, генераторов сигнала синус, косинус, перемножители, фильтры нижних частот.

3) Блок преобразования информации для вывода данных в виде графиков, состоящий из перемножителя синфазного и квадратурного сигналов, петлевого фильтра, ГУН для автоподстройки сигнала, спектроанализатора, элементов для построения графика.

Общая схема представлена на рис. 2.

Результаты эксперимента представлены на рис. 3.

1 – входной сигнал; 2 – спектр выходного сигнала. Таким образом, графики наглядно иллюстрируют работу модели фазочастотного детектора, который позволяет свести помехи к минимуму.

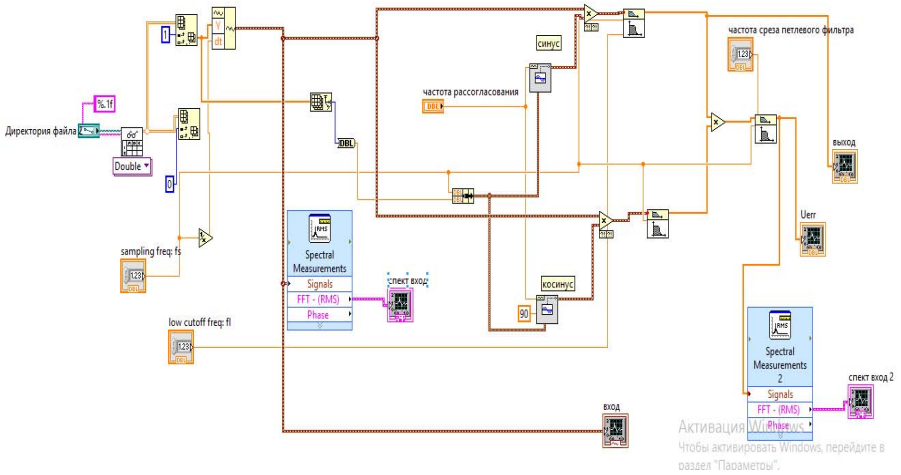


Рис. 2. Блок диаграмм

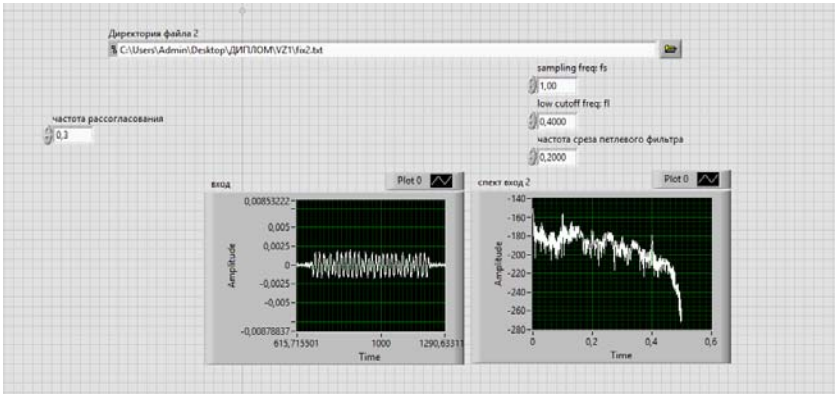


Рис. 3. Панель приборов

Заключение

Проведен синтез системы синхронизации, построенной по схеме Костаса. В качестве сигнала используется несущее колебание с неизвестной частотой, 2-ФМ модулированное псевдослучайной последовательностью, имеющее случайную начальную фазу. Также учитывается присутствие аддитивного белого гауссова шума в канале приема.

В результате синтеза получена двухконтурная система, содержащая прямой (информационный) и квадратурный каналы, а также корректирующий фильтр в цепи обратной связи и канальные фильтры. На основе полученной структурной схемы Костаса авторами создана имитационная модель. Проверка модели проводилась в графической программной среде Labview.

Список литературы

1. http://sernam.ru/book_p_net.php?id=104
2. http://ru.dsplib.org/forum/viewtopic.php?t=157
3. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СБОЙНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПСЕВДОДАЛЬНОСТИ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ РАСХОЖДЕНИЯ МЕЖДУ ШКАЛОЙ ВРЕМЕНИ ПРИЕМНИКА И СИСТЕМНОЙ ШКАЛОЙ ВРЕМЕНИ ГЛОНАСС

Д. Е. Мартынов, А. С. Пустошилов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: martynov.mde@live.ru, alphasoft@inbox.ru

Рассматриваются методы, позволяющие оценить промахи измерений псевдодальности при определении расхождения шкалы времени навигационной аппаратуры потребителя и системной шкалы времени ГЛОНАСС.

При определении расхождения шкалы времени (ШВ) навигационной аппаратуры потребителя (НАП) и системной шкалы времени (СШВ) ГЛОНАСС, встает вопрос о способе исключения из такого решения аномальных измерений (некорректных измерений псевдодальности). Источники ошибок измерений псевдодальности можно разделить на три группы:

погрешности частотно-временного обеспечения (ЧВО) навигационных космических аппаратов (НКА);

погрешности измерений, вызываемые атмосферой Земли;

погрешности, вносимые аппаратно-программным комплексом.

Временные сдвиги, связанные с прохождением через ионосферу, $\Delta\tau ион$ можно исключить двухчастотным методом. При неполном исключении ионосферы вносится нескомпенсированная задержка. Тропосферные задержки $\Delta\tau трop$ исключаются с помощью тропосферной модели. Задержка в электрических цепях приемника $\Delta\tau прием$ берётся из калибровочной таблицы приемника (при наличии). Ёе можно рассматривать как компонент сдвига часов относительно СШВ. В выходном тракте спутника возникает временной сдвиг $\Delta\tau спут$, обусловленный уходом часов спутника относительно СШВ [1].

Результирующий временной сдвиг $\Delta\tau$ можно представить:

$$c\cdot\Delta\tau=\rho-R-(\Delta\tau ион+\Delta\tau трop+\Delta\tau прием+\Delta\tau спут+\varepsilon)\cdot c,$$

где c – скорость света, м/с; ρ – измеренная кодовая псевдодальность, м; R – геометрическое расстояние, которое проходит сигнал от спутника до приемника, м; ε – неучтенные погрешности измерений, м.

В качестве контрольного теста предлагается использовать среднеквадратический фильтр. В фильтрах данного типа в качестве отклика берется среднеквадратическое значение между максимальным и минимальным значениями в соответствующей окрестности точки. Такой фильтр сочетает в себе методы порядковых статистик и усреднения, что делает его хорошо применимым в нашем случае. Однако среднее значение и стандартное отклонение особенно чувствительны к выбросам [2].

$$RMS=\frac{1}{N-1}\cdot\sqrt{\sum_{i=1}^{N}(R_i-\overline{R})^2},$$

где Root Mean Square (RMS) – среднее квадратическое отклонение; R_i – элемент совокупности данных; $\overline{R}$ – среднее значение выборки; N – количество элементов в выборке.

Для другого решения данной задачи предлагается использовать одномерный медианный фильтр [3]. Значения отсчётов сортируются в порядке возрастания (убывания); и значение, находящееся в середине упорядоченного списка, поступает на выход фильтра. В случае чётного числа отсчётов в окне выходное значение фильтра равно среднему значению двух отсчётов в середине упорядоченного списка.

Функция медианной оценки выглядит следующим образом:

$$MAD = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left| R_i + m(R) \right|,$$

где Median Absolute Deviation (MAD) – медианное абсолютное отклонение; R_i – элемент совокупности данных; $m(R)$ – одно из средних значений совокупности данных; это может быть среднее арифметическое; но чаще всего в качестве среднего значения берется медиана.

Входные параметры для формирования исходных данных:

- σ – СКО случайной величины (физически связано с шумом ионосферы и тропосферы, а также с шумом определения координат КА);
- N – количество отсчетов в выборке связано с возможным количество доступных космических аппаратов (КА) для НАП;
- M – количество формируемых выборок (количество измерений): чем больше число выборок, тем ближе распределение к нормальному;
- $c \cdot \Delta\tau$ – закладываемое расхождение между ШВ НАП и СШВ ГЛОНАСС;
- ΔE – вносимое отклонение.

Были сформированы наборы исходных данных с параметрами (таблица).

Таблица

Исходные данные для алгоритма имитации

σ, м	5	10	15	20
N	7			
M	10000			
$c \cdot \Delta\tau$, м	1000			
ΔE	0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20			
k	0.5, 0.7, 1, 1.5, 3			

При моделировании случайной величины используется нормальный закон распределения. После формирования производится обработка через MAD- и RMS-тесты. Полученные результаты представляют собой многомерные массивы, по которым выполняется ряд экспериментов.

Первая группа экспериментов проводилась без внесения ошибки в измеренную псевдодальность при $\sigma = 15$, $\Delta E = 0$.

Для наглядности оценки построим аппроксимированные гистограммы определения MAD и RMS с разными настроечными коэффициентами k. Условием исключения выброса для MAD является $k \cdot MAD < m(R)$, а для RMS-теста $k \cdot RMS < \overline{R}$.

Из рис. 2 видно, что k позволяет настраивать смещённость оценки MAD-тестов, что справедливо и для RMS. Однако стоит заметить что значения MAD оказываются ниже RMS при одинаковых настроечных коэффициентах. Это обусловлено тем, что значения медианного абсолютного отклонения берутся из представленной выборки, а не рассчитываются как среднее квадратическое [3, 4].

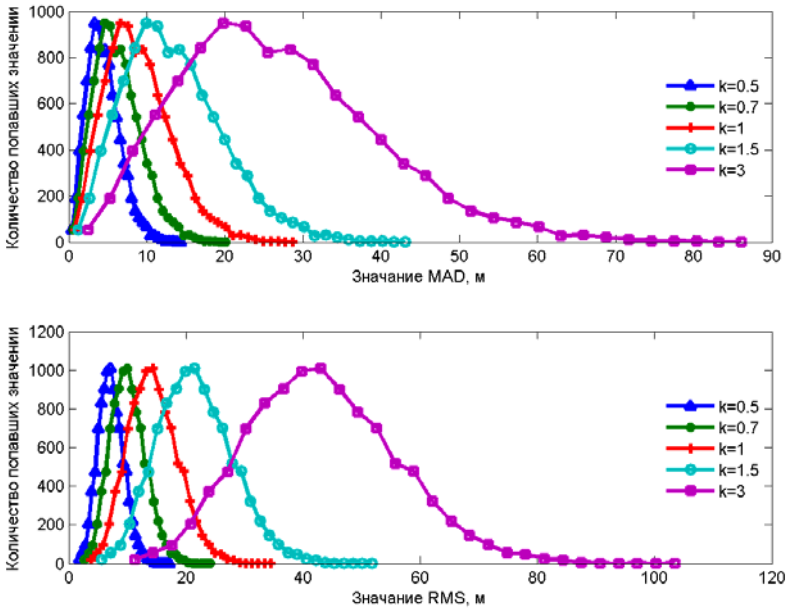


Рис. 2. Влияние выбросов на стандартное и медианное отклонение при различных значениях настроечного коэффициента *k*

Следующая группа экспериментов проводилась при внесении различной ошибки (15–300 м) в измеренную псевдодальность одного (рис. 3) и двух спутников (рис. 4), далее представлены диаграммы размаха, показывающие значения MAD и RMS в зависимости от вносимого отклонения. Следует отметить, что из данных диаграмм размаха для большей наглядности исключены выбросы.

По представленным графикам можно сделать вывод, что для MAD-теста величина слабо зависит от вносимой ошибки, а для RMS с увеличением вносимой ошибки эта величина растет. Причем при увеличении количества сбойных измерений эта величина растет очень значительно в случае, если сбойные величины смещены в одном направлении [3].

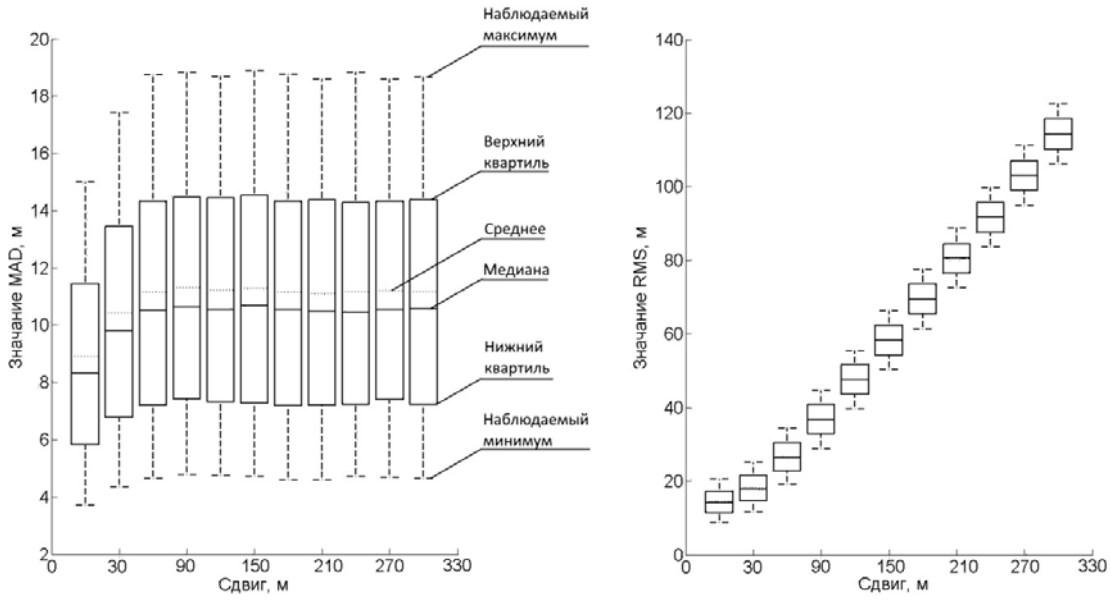


Рис. 3. Диаграммы размаха в зависимости от вносимой ошибки при одном сбойном спутнике

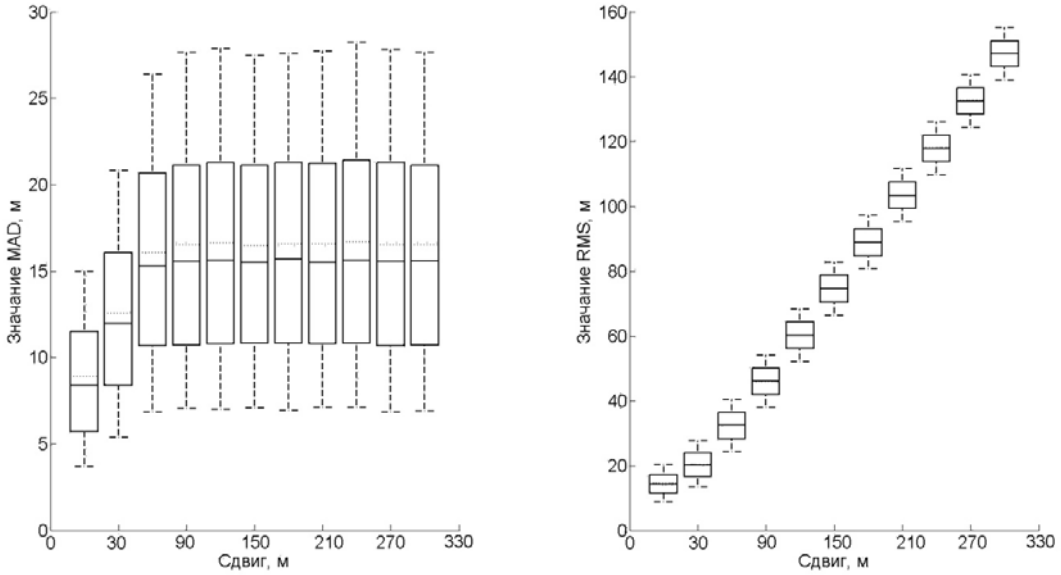


Рис. 4. Диаграммы размаха в зависимости от вносимой ошибки при двух сбойных спутниках

Из вышеприведённого можно заключить, что MAD является более устойчивым к выбросам в малом наборе данных, чем среднее квадратическое отклонение. В RMS-тесте отклонение расстояния от среднего квадрата выше, поэтому большие отклонения взвешиваются более сильно, и, следовательно, выбросы могут сильно влиять на него. В MAD отклонения небольшого количества выбросов не имеют значения и данный метод можно рекомендовать в качестве инструмента исключения аномальных измерений.

Список литературы

1. ИКД, Редакция 5.1, 2008 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://russianspacesystems.ru/bussines/navigation/glonass/interfeysnyy-kontrolnyy-dokument.

2. Peter J, Rousseeuw, Mia Hubert. Robust statistics for outlier detection // WIREs Data Mining Knowl Discov. 1 (2011). P. 73–79. Proceedings. Режим доступа: http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/widm.2/full

3. Detecting outliers: Do not use standard deviation around the mean, use absolute deviation around the median / Christophe Leys, Christophe Ley, Olivier Klein, Philippe Bernard and Laurent Licata // Journal of Experimental Social Psychology. 49 (2013). P. 764–766. Proceedings. https://doi.org/10.1016/j.jesp.2013.03.013

4. Peter J, Rousseeuw and Sabine Verboven. Robust estimation in very small samples // Computational Statistics & Data Analysis 40. (2002). P. 741–758. Proceedings. https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167947302000786

МЕТОДЫ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ШУМОВ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ

В. В. Дворядкин, А. Е. Миронов, В. В. Савицкий,
А. Р. Хромонеев, К. А. Батенков (научный руководитель)

Академия ФСО России
302034, г. Орел, ул. Приборостроительная, 35

Работа посвящена обзору основных методов детектирования импульсных шумов во временной и частотной областях.

Технология цифровой абонентской линии (DSL – Digital Subscriber Line) обеспечивает транспортировку цифровой информации на высокой скорости по кабельной инфраструктуре на основе витых пар, предназначенной для надежного подключения клиентов к телефонной сети компании с целью предоставления экономичных и надежных услуг [1]. Сверхскоростная цифровая абонентская линия связи (VDSL2 – Very high bit-rate Digital Subscriber Line 2) предлагает передачу данных на асимметричных и симметричных скоростях до 200 Мбит/с по витой паре при максимальной полосе пропускания 30 МГц. Для достижения такой высокой скорости передачи данных используется усовершенствованная цифровая технология передачи и приема, которая компенсирует недостатки для многих линий и условий эксплуатации [2, 3], такие как затухание сигнала (используя выравнивание и загрузку битов), радиочастотные и импульсные помехи (с помощью кода Рида – Соломона с перекрестным перемежением).

Методы обнаружения импульсов во временной области

Как и во всех исследованиях стохастических процессов, исследования импульсного шума в значительной степени опираются на данные измерений для получения эмпирических распределений или проверки правильности предлагаемых моделей [4, 5]. Практическим вопросом измерения импульсного шума является необходимость регистрации импульсов и правильного определения их временных границ в потоке образцов шумового сигнала, который также содержит фоновый шум. Для получения достоверной статистики импульсного шума требуется соответствующее определение импульса [6, 7]. Поэтому важно проанализировать алгоритмы обнаружения импульсов.

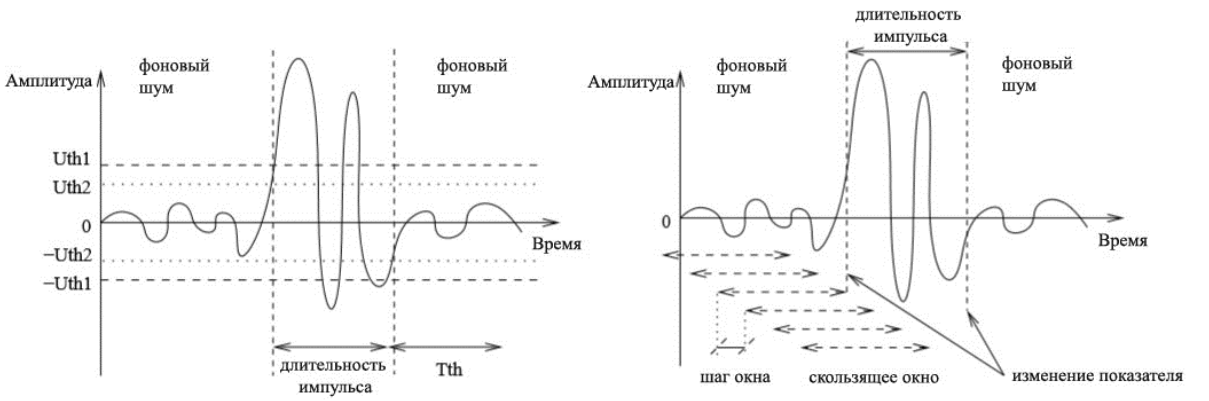
Определение порога амплитуды. Широко используемым методом обнаружения является детектирование на основе фиксированного порога амплитуды сигнала (рис. 1, *а*), которое впервые предложил Кёнел и соавторы [8]. Считается, что импульс начался, когда амплитуда шума превышает абсолютное значение заданного порога напряжения Uth1, и заканчивается, когда уровень шума падает ниже порога Uth2 в течение достаточно длительного периода времени Tth (в оригинальном предложении Кёнела и соавторов предполагалось, что импульс охватывает все время выше нижнего уровня Uth2, тем не менее данное здесь определение также широко используется). Недостатком этого метода является зависимость длины импульса и его обнаружения от порогов. Если пороговые значения установлены неправильно, может возникнуть ряд нежелательных сценариев. Например, фоновый шум с большим размахом амплитуды может запустить алгоритм обнаружения импульсов. Кроме того, импульсные события, которые должны классифицироваться как один импульс длительной продолжительности, могут быть обнаружены как кратковременные импульсы.

Статистическое обнаружение импульсов. Для устранения недостатков, присущих методу детектирования на основе фиксированного порога амплитуды сигнала, был разработан статистический метод импульсной локализации [9]. В данном методе стати-

стическая мера фонового шума вычисляется до момента возникновения импульса и сравнивается с помощью скользящего окна с последующим перекрытием участков сигнала (рис. 1, *b*). Значительное отклонение от этой меры указывает на импульс. Существует несколько возможных статистических мер, которые могут быть использованы для обнаружения импульса. Подход, используемый в [9], заключается в вычислении амплитудных гистограмм и их сравнении по критерию хи-квадрат, параметр которого определяется как

$$x^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{(X_i - x_i)^2}{x_i},$$

где N – число элементов гистограммы; X_i – значение i-го наблюдаемого элемента, а x_i – значение i-го ожидаемого элемента. Если окно помечено как содержащее импульс, с помощью проверки по критерию хи-квадрат выполняется дополнительная проверка наличия значительных амплитуд в окне и только в том случае, если он присутствует в окне, импульс детектируется. Потенциальными трудностями в этом методе являются установление надлежащих значений для порога критерия хи-квадрат, длины окна и шага окна. Недостатками этого метода являются временная нечеткость окна из-за шагового движения, а также относительно высокая вычислительная сложность.



(a) Метод определения порога амплитуды **(b)** Статистический метод определения импульса

Рис. 1. Методы детектирования импульсного шума

Сравнение. Сравнивая статистику импульсов одного и того же набора данных определенного двумя методами обнаружения импульсов, в [9] было установлено, что длины импульсов, обнаруженных статистическим методом, демонстрируют распределение со значительно медленно убывающим «хвостом», в отличие от обнаружения методом с фиксированными порогами амплитуды. Это свидетельствует о том, что некоторые импульсные события, обнаруженные статистически как длинные импульсы, в другом методе детектируются как серия коротких импульсов. Поэтому для получения точной статистики импульсного шума предпочтительнее использовать статистический метод определения импульсов.

Обнаружение спектральных пиков

Как и в случае обнаружения импульсов во временной области, правильное обнаружение пиковых значений в частотной области является важным вопросом для получения соответствующей спектральной статистики импульсного шума.

Алгоритм поиска максимума. Методика обнаружения пиков основана на алгоритме поиска максимума, который широко используется в областях оптимизации, баз

данных и искусственного интеллекта в целом [10]. Техника поиска максимума хорошо подходит для поиска локальных максимумов, и это, по сути, то, что необходимо, чтобы обнаружить пики. Для того, чтобы искать только значительные пики в спектре, были введены два пороговых значения (рис. 2). Верхний порог Sth+ от ближайшего локального минимума используется для определения нужного локального максимума. Нижний порог Sth- – от уже обнаруженного локального максимума обозначает начало локального минимума и поиск нового максимума.

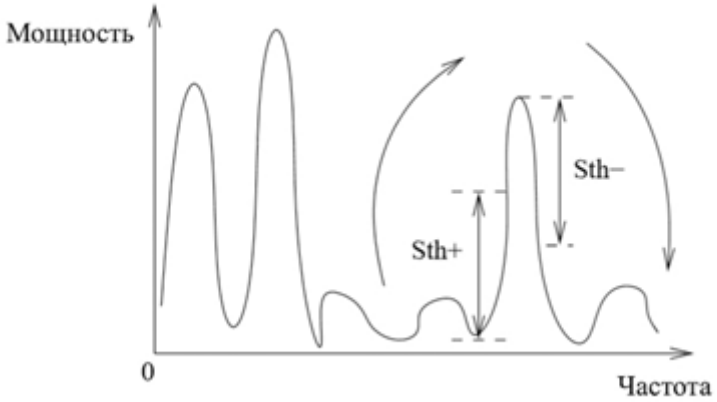


Рис. 2. Определение пиков в импульсных спектрах с помощью алгоритма поиска максимума

Модификации алгоритма. К сожалению, спектральные плотности мощности реальных импульсов (рис. 3) далеко не такие гладкие, как в идеальном случае. Наличие рябей с глубокими минимумами в спектре является основным препятствием для алгоритма поиска максимума. Кроме того, как и во всех пороговых алгоритмах, существует неотъемлемая трудность в определении соответствующих пороговых значений. Был принят ряд мер, чтобы гарантировать правильное обнаружение спектрального пика:

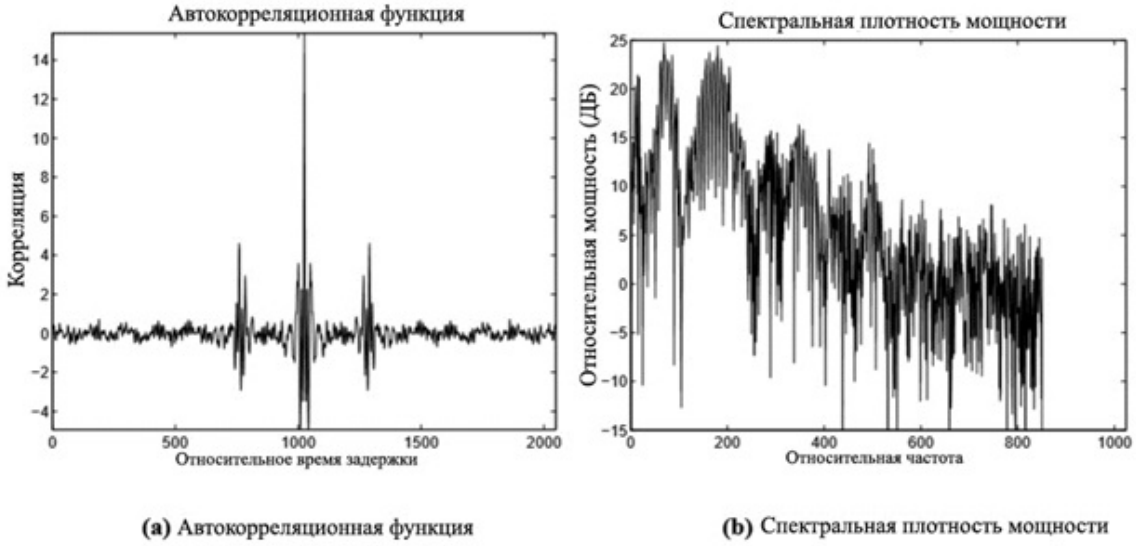


Рис. 3. Автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности измеряемого тестового импульса

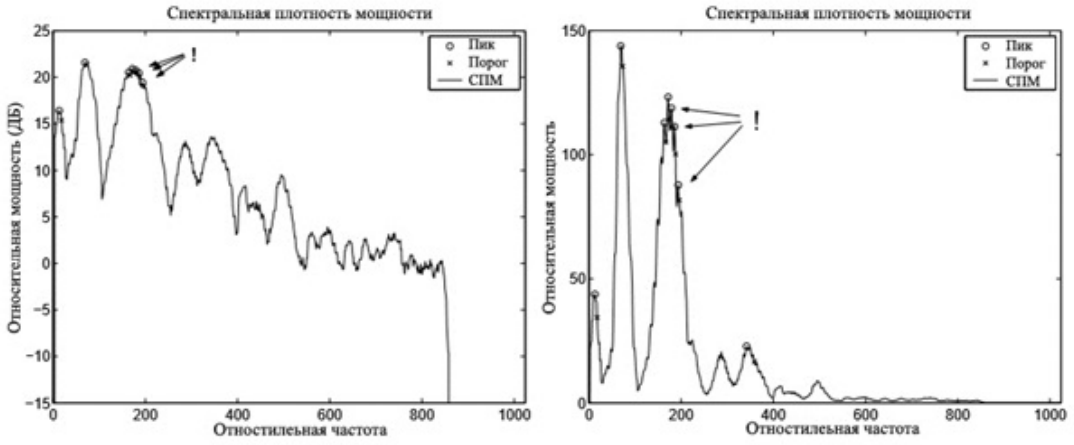
– фильтрация кривой спектрального распределения, которая на практике реализована как усреднение по скользящему окну: необходимо найти компромисс между тре-

бованиями к большому окну, чтобы лучше сгладить кривую, и маленьким окном, чтобы не искажать важную информацию о пиковой амплитуде и пропускной способности; размер скользящего окна выбран после изучения большого количества импульсных спектров;

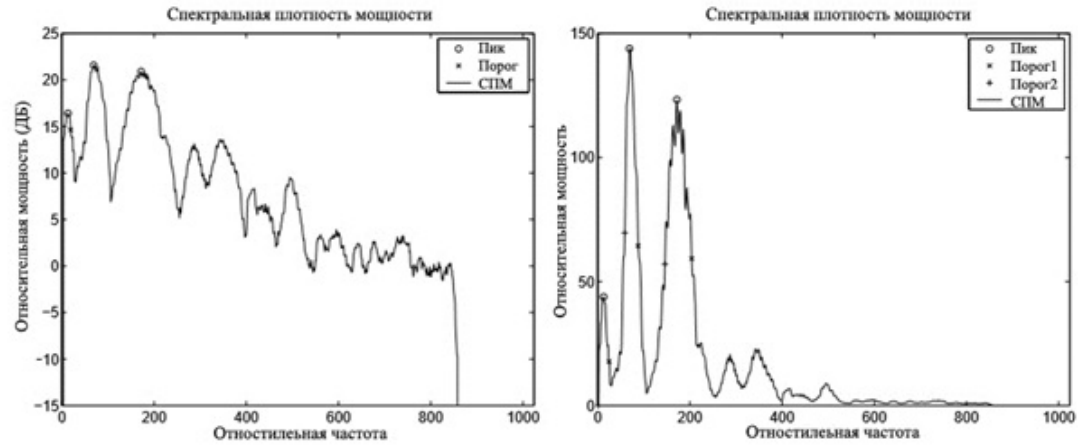
– специфические пороговые значения спектра: пороги Sth+ и Sth- устанавливаются раздельно для каждой спектральной плотности пропорционально максимально наблюдаемому значению в спектре; это гарантирует, что все значимые пики для каждого спектра будут обнаружены.

Рис. 4, *a* демонстрирует пики в спектре импульса из рис. 3 с определением максимума для двух вариантов. Визуальная оценка результатов показывает, что несколько локальных максимумов были обнаружены там, где должен рассматриваться один пик. Во избежание этого были внесены дополнительные улучшения:

– адаптивный отрицательный порог: порог Sth- устанавливается независимо для каждого пика, чтобы быть максимальным эталонным пороговым значением Srefth- и была найдена доля, которую составляет локальный максимум Slocmax/n; n = 2 (3 дБ), для достижения хорошие результатов;



(a) Специфические пороговые значения спектра, однократный проход



(b) Адаптивный отрицательный порог, двукратный проход

Рис. 4. Ложное (*a*) и правильное (*b*) обнаружения пиков после дополнительной модификации алгоритма поиска максимума (графики построены в логарифмическом (слева) и линейном (справа) масштабах)

– двукратный проход: поиск пиков осуществляется в обоих направлениях, начиная с самой низкой и самой высокой частоты соответственно; после сравнения результатов пики, обнаруженные только в одном направлении, отбрасываются.

Производительность. Дополнительные модификации в алгоритме поиска максимумов позволяют обнаружить правильные пики с рябью, как видно из рис. 4, *b*. Дальнейшие усовершенствования этого алгоритма или других методов обнаружения пиковых значений, безусловно, могут быть реализованы, но данная методика описана и проработана достаточно хорошо, чтобы являться основополагающей.

Список литературы

1. Garg R., Meena S., Samdani H. and Duvaut P. Impulse Noise Protection Initiatives in VDSL2.
2. Батенков К.А. Синтез детерминированных нелинейных дискретных отображений непрерывных каналов связи // Тр. СПИИРАН. 2016. № 2 (45). С. 75–101.
3. Прогнозирование качественных показателей цифровых абонентских линий связи на основе первичных параметров медных кабелей / К.А. Батенков, И.М. Гузяков, А.А. Кудаев, А.А. Мельников, М.В. Стремоухов // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16. № 5. С. 237–239.
4. Батенков К.А. Порог устойчивости линейных методов модуляции и демодуляции // Инфокоммуникационные технологии. 2016. Т. 14. № 1. С. 39-46.
5. Nedev N.H. Analysis of the Impact of Impulse Noise in Digital Subscriber Line Systems: thesis. University of Edinburgh, 2003.
6. Батенков К.А. Анализ отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора для случая передачи одномерных двухпозиционных амплитудно-модулированных сигналов по беспроводному каналу связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы конф. 2016. С. 249–250.
7. Батенков К.А. Зависимости отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора в канале связи с замираниями // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XVI Междунар. науч.-метод. конф.; под ред. Н.А. Тюкачева. 2016. С. 75–77.
8. Recommended practices for burst measurements in the time domain / W.T. Cochran, A.L. Cudworth, E.E. Gross, R.A. Kaenel, W.W. Lang, and D.E. Nelson // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. September 1966. Vol. AU-14. P. 115–121.
9. Mann I., McLaughlin S., and Levey D.B. A new statistic for impulse noise measurement // Submission to ETSI WG TM6, TD55, 994TD55VA0, November 1999.
10. Russell S.J. and Norvig P. Artificial Intelligence: A Modern Approach. Prentice Hall, N.J., 1995.

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРООБОГРЕВОМ СТРЕЛОЧНЫХ ПЕРЕВОДОВ

В. Н. Овчарук[1] (научный руководитель), И. П. Яковлев[2]

[1]*ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет»*
680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136
E-mail: ovaler@ya.ru
[2]*ФГБОУ ВО «Дальневосточный государственный университет путей сообщения»*
680021, г. Хабаровск, ул. Серышева, 47
E-mail: zhvikova2805@mail.ru

Приводится анализ устройств электрообогрева стрелочных переводов ТО-168-2010 систем железнодорожной автоматики. Описывается разработанная автоматизированная система управления электрообогревом, реализованная в среде программирования NI LabVIEW 2013. Описана работа прибора, отображающего работу обогрева контактной системы стрелочного электропривода и остряков стрелочного перевода. Приведена структурная схема организации системы беспроводного управления электрообогревом.

Для обеспечения бесперебойного и безопасного движения поездов в зимний период на железнодорожном транспорте применяется один из наиболее эффективных способов очистки стрелок – электрообогрев. Широкое внедрение электрообогрева стрелочных переводов началось в 80-х гг. прошлого столетия. Была разработана система устройств электрообогрева стрелочных переводов с применением шкафов электрообогрева стрелочных переводов (ШУЭС). Как основная система на сети она применялась более 20 лет. Однако за столь продолжительное время элементно-техническая база оборудования системы устарела морально и физически. В связи с этим в 2010–2011 гг. была разработана новая система устройств электрообогрева стрелочных переводов ТО-168-2010. Основными элементами системы являются модернизированный шкаф электрообогрева стрелочных переводов с аппаратурой питания и управления (ШУЭС-М), усовершенствованная арматура электрообогрева стрелочных переводов, средства контроля, управления и мониторинга работы устройств электрообогрева, устройство электроснабжения и кабельные сети электропитания, контроля и управления.

Главный элемент системы электрообогрева – шкаф ШУЭС-М. Он заменяет устаревшие шкафы ШУЭС и обеспечивает значительное увеличение надежности, экономичности и долговечности работы устройств электрообогрева стрелочных переводов, а также дает возможность использовать современные средства контроля, управления и диагностики. Один шкаф позволяет организовать электропитание от 1 до 12 обогреваемых стрелочных переводов суммарной мощностью до 125 кВА. Широкий спектр мощностей ШУЭС-М позволяет подобрать оптимальный вариант для обогрева максимального количества стрелок и, соответственно, снизить стоимость оборудования электрообогревом одного стрелочного перевода и дальнейшей эксплуатации.

Предусмотрено три вида контроля и управления работой устройств электрообогрева стрелочных переводов – автономное, диспетчерское и местное.

Автономное управление и контроль работы устройств электрообогрева стрелочных переводов на станции осуществляется с использованием основной и расширенной систем управления (рис. 1). При этом основная система обеспечивает совместимость с действующими устройствами железнодорожной автоматики. Расширенная система позволяет реализовать все функциональные возможности контроля и управления, заложенные в ШУЭС-М, с использованием станционного серверного шкафа системы электрообогрева (ССШ-ЭО) и специального автоматизированного рабочего места (АРМ-ЭО).

В среде программирования NI LabVIEW 2013 было разработано программное обеспечение прибора, контролирующего работу обогрева контактной системы стрелоч-

ного электропривода и остряков стрелочного перевода. На рис. 2 приведена лицевая панель прибора, отображающего работу обогрева остряков стрелочных переводов и контактной системы электроприводов.

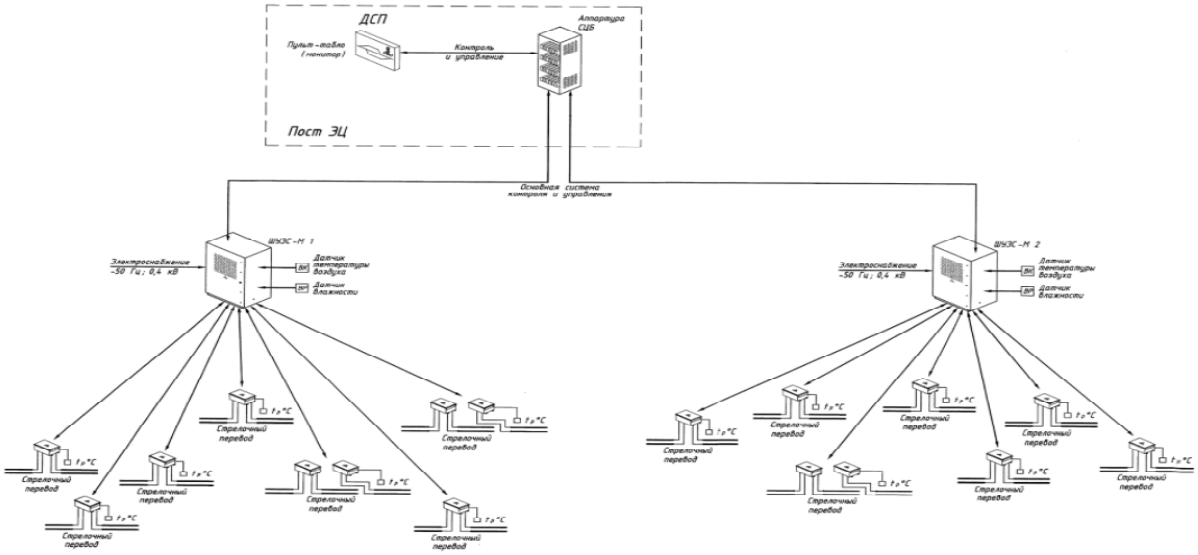


Рис. 1. Структурная схема автономного управления работой и контроль устройств электрообогрева стрелочных переводов

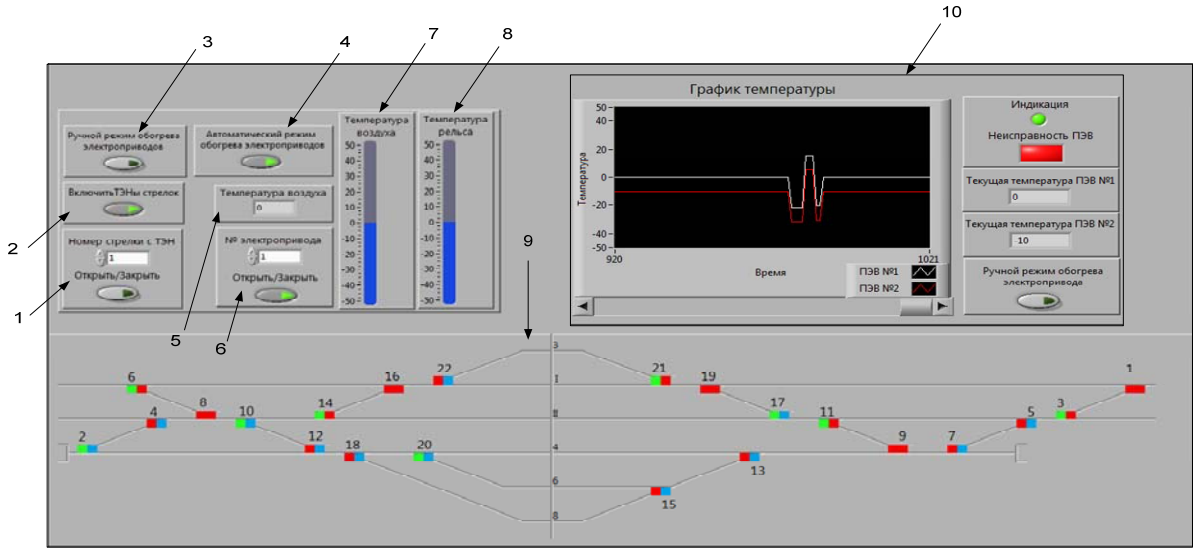


Рис. 2. Лицевая панель прибора, отображающего работу обогрева остряков стрелочных переводов и контактной системы электроприводов

Цифрами обозначены следующие режимы:

1 – цифровое отображение с функцией ручного ввода номера стрелки, на которой расположен ТЭН, и кнопка, позволяющая показать или скрыть лицевую панель прибора, отображающего работу обогрева остряков стрелочного перевода;

2 – кнопка включения/выключения обогрева всех остряков на станции с автоматическим отключением обогрева при достижении определенной температуры;

3 – кнопка включения/выключения обогрева всех остряков на станции с ручным управлением обогревом;

4 – кнопка включения/выключения обогрева контактной системы всех стрелочных электроприводов на станции с автоматическим отключением обогрева;

5 – цифровое отображение температуры воздуха окружающей среды в градусах Цельсия;

6 – ручной ввод номера электропривода и кнопка, позволяющая показать или скрыть лицевую панель прибора, отображающего работу обогрева контактной системы стрелочного электропривода;

7 – слайдер, предназначенный для имитации изменения температуры воздуха окружающей среды (тестовый режим);

8 – слайдер, предназначенный для имитации изменения температуры рельса (тестовый режим);

9 – схематический план станции с индикацией, отображающей работу обогрева остряков стрелочных переводов и контактной системы электроприводов;

10 – лицевая панель прибора.

На рис. 3 представлена блок-диаграмма прибора, отображающая работу обогрева контактной системы (а) и обогрева остряков (б) стрелочного электропривода.

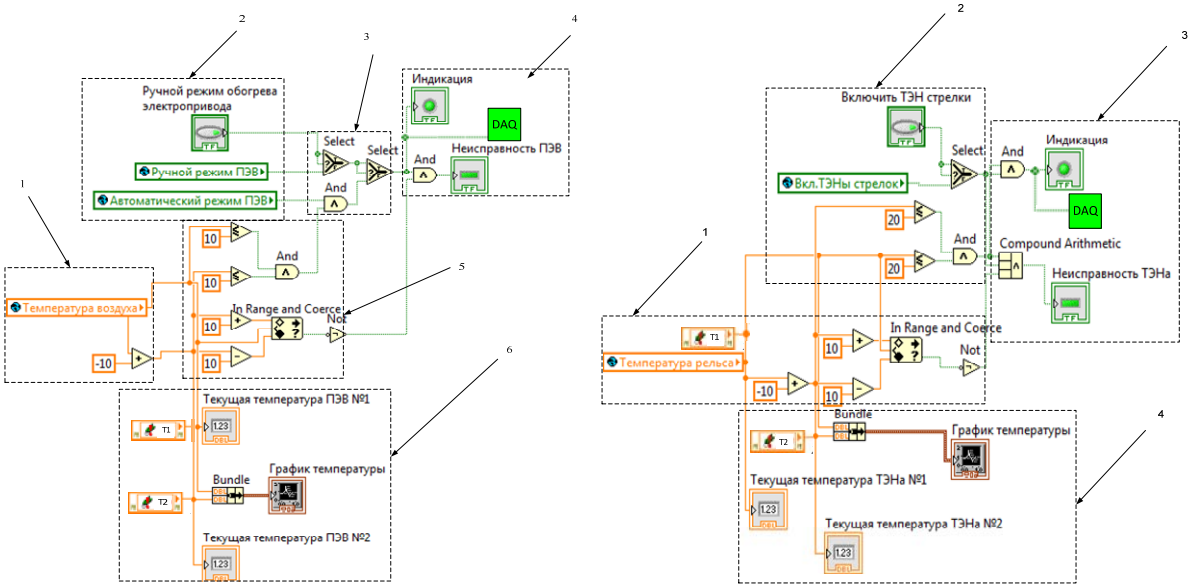


Рис. 3. Блок-диаграмма прибора, отображающего работу обогрева контактной системы (*а*) и обогрева остряков (*б*) стрелочного электропривода.

Цифрами обозначены следующие режимы:

1 – глобальная переменная (Global), используется для передачи данных между ВП на одном компьютере, в данном случае источником является слайдер «Температура воздуха»;

2 – глобальная переменная (Global), используется для передачи данных между ВП на одном компьютере, в данном случае источниками логической переменной являются кнопки «Ручной режим обогрева электроприводов» и «Автоматический режим обогрева электроприводов» соответственно;

3 – функция возвращает значение, подключенное ко входам T или F в зависимости от состояния входа S;

4 – элементы-индикаторы, которые могут находиться в двух состояниях, отображая два состояния логической функции: «ИСТИНА» (1) и «ЛОЖЬ» (0);

5 – функция определяет нахождение значения в диапазоне, заданном входами «верхний предел» и «нижний предел», и дополнительно ограничивает выходное значение указанным диапазоном;

6 – графический индикатор, имитирующий работу развертки осциллограммы, поступающие данные нумеруются по оси абсцисс целыми числами.

Система беспроводного управления электрообогревом не требует прокладки кабеля между постом ЭЦ и устройствами контроля и управления объектами электрообогрева. Передача и прием управляющих сигналов осуществляется по технологии WI-FI стандарт связи IEEE 802.15.4 (2,4 ГГц). Основа такой системы состоит из двух устройств WSN-9791 и WSN-3212. Структурная схема организации системы беспроводного управления электрообогревом показана на рис. 4.

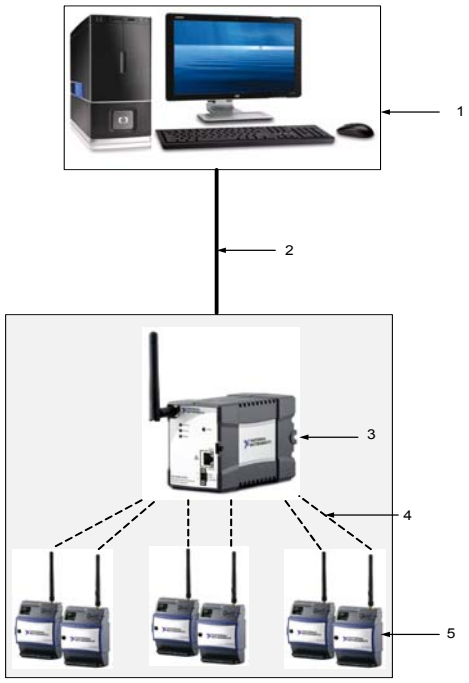


Рис. 4. Структурная схема организации системы беспроводного управления электрообогревом

На рис. 5 показан пример построения системы беспроводного управления электробогревом. Модуль WSN-9791 устанавливается на посту ЭЦ. Два модуля для четной и нечетной горловин станции. В корпус каждого электропривода устанавливается измерительный узел WSN-3212. По беспроводной сети WI-FI измерительный узел передает данные на центральный модуль WSN-9791, который в свою очередь по Ethernet-кабелю связывается с ПК. Для управления обогрева остряков стрелочных переводов применяется измерительный узел WSN-3212. Он может устанавливаться в непосредственной близости с участком обогрева. Оборудование располагается в путевом ящике или в релейном шкафу, в зависимости от требования проекта. Связь с центральным модулем WSN-9791 также производится по беспроводной сети WI-FI. При необходимости увеличения радиуса действия модуля WSN-9791 возможна установка антенного усилителя.

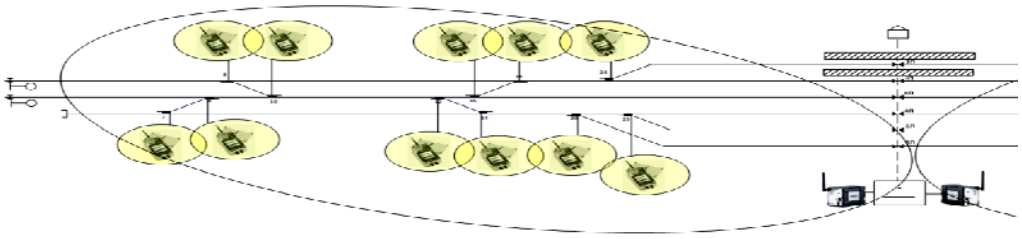


Рис. 5. Построение системы беспроводного управления электрообогревом

В заключение следует отметить, что разработанная система эффективно производит мониторинг температуры и, в зависимости от условий среды, управляет системами электрообогрева. Реализация рабочей программы в графической среде программирования LabVIEW вполне оправданна и позволяет оперативно и наглядно изменять алгоритм работы. Разработанная автоматизированная система управления электрообогревом предназначена сократить расходы на электроэнергию, повысить надежность и сократить количество отказов устройств железнодорожной автоматики.

Список литературы

1. Технологическая инструкция «Измерение температурного режима работы аппаратуры железнодорожной автоматики и телемеханики с помощью тепловизора» (технологическая карта № 11.1.2.1). Сборник технологических карт. Ч. 1. ПКТБ ЦШ ОАО «РЖД». 2010 г.

2. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. М.: Горячая линия-Телеком, 2009. 608 с.

3. Денисенко В.В., Халявко А.Н. Защита от помех датчиков и соединительных проводов система промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. 2011. С. 68–75.

4. Сороко В.И., Милюков В.А. Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики: справочник: в 2 кн. Кн. 1. 3-е изд. М.:НПФ «Планета», 2000. 960 с.

5. Технико-нормировочной карте № ТНК ЦШ 0526-2016 «Установки электропитания. Проверка степени нагрева оборудования силовых электрических цепей». Разработал: Отделение автоматики и телемеханики ПКБ И. – филиал ОАО РЖД, 2016. 8 с.

6. Овчарук В.Н., Чье Ен Ун. Особенности построения систем регистрации и анализа сигналов акустической эмиссии // Приборы. 2014. № 1 (163). С. 37–43.

7. Овчарук В.Н. Акустико-эмиссионные информационно-измерительные системы. Пути и методы совершенствования. Хабаровск: Изд-во ТОГУ, 2013. 300 с.

8. Овчарук В.Н. Метрологические аспекты регистрации энергетических параметров акустической эмиссии материалов // Измерительная техника. 2014. № 8. С. 57–62.

9. Овчарук В.Н. Современные средства автоматизации физического эксперимента. Среда программирования LabVIEW 7.0: учеб. пособие. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010. 256 с.

10. Суранов А.Я. LabVIEW 7.0: Справочник по функциям. М.: ДМК Пресс, Прибор Комплект, 2005. 512 с.

ПОИСК ПО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ДВУХКОМПОНЕНТНОГО ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА С МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А. А. Шаров, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

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

Рассмотрен алгоритм параллельного поиска по времени запаздывания двухкомпонентного шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией с использованием обеих его компонент (пилотной и информационной). Показано, что эффективность рассмотренного алгоритма поиска возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум и числа периодов накопления. При значениях указанных параметров, представляющих практический интерес, проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом составляет менее 1 дБ. Алгоритм поиска с использованием только пилотной компоненты сигнала проигрывает в помехоустойчивости алгоритму с использованием обеих компонент сигнала от 1 до 3 дБ.

Одной из основных проблем при приёме шумоподобных сигналов (ШПС) в наземных радионавигационных системах (РНС) дальнего действия является осуществление поиска сигнала по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой кодовой синхронизации. Поиск по частоте не требуется, поскольку доплеровский частотный сдвиг в таких РНС не превышает 0,2 Гц [1].

Целью данной работы является анализ помехоустойчивости предложенного алгоритма поиска по времени запаздывания двухкомпонентного периодического шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией.

Принимаемый сигнал можно представить в виде суммы двух квадратурных компонент (пилотной и информационной):

$$s(t)=\sqrt{2P_{\mathrm{c}}}[I(t-\tau_{\mathrm{c}})cos(\omega_0 t+\varphi)+D(t-\tau_{\mathrm{c}})Q(t-\tau_{\mathrm{c}})sin(\omega_0 t+\varphi)], \quad (1)$$

$$I(t)=\sum_{k=0}^{N-1}c_k I_0(t-kT),\ \ Q(t)=\sum_{k=0}^{N-1}s_k Q_0(t-kT-T/4), \quad (2)$$

$$I_0(t)=\begin{cases}-\sin\left(\dfrac{2\pi t}{T}\right), & |t|\le T/2;\\ 0, & |t|>T/2,\end{cases}\qquad Q_0(t)=\begin{cases}\left|\sin\left(\dfrac{2\pi t}{T}\right)\right|, & |t|\le T/2;\\ 0, & |t|>T/2,\end{cases} \quad (3)$$

P_{c} – мощность сигнала; ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза; τ_{c} – время запаздывания; $I(t)$ и $Q(t)$ – действительная и мнимая компоненты комплексной огибающей с элементами вида (3); $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ – периодические псевдослучайные последовательности (ПСП) длины N; $D(t)$ – двоичный информационный сигнал (данные): длительность бита данных равна периоду повторения ПСП $T_{\mathrm{п}}=NT$.

В соответствии с (1)–(3) пилотная составляющая ШПС представляет I-компоненту сигнала с минимальной частотной модуляцией формата *MSK-BOC* (2), а информационная – Q-компоненту сигнала *MSK*(2) с элементами $I_0(t)$ и $Q_0(t)$ соответственно.[1] В скобках указано число синусных чипов длительности $T/2$ на элемент ПСП: знакопеременных для *MSK-BOC* (2) и знакопостоянных для *MSK* (2).

На рис. 1 приведены заимствованные из [3] графики модуля нормированных АКФ сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK* (2) (кривые 1 и 2 соответственно). Там же представлен

[1] *MSK (minimum shift keying), BOC (binary offset carrier). Спектрально-эффективные форматы MSK-сигналов рассмотрены в [7].*

график модуля АКФ полного *MSK*-сигнала (кривая 3). Как видно из рисунка, модуль АКФ полного сигнала – однопиковая функция, что позволяет осуществлять поиск без риска попадания на соседние максимумы АКФ, как в случае с сигналом *MSK* (2). Для этого необходимо произвести объединение синфазных и квадратурных составляющих АКФ по обеим компонентам сигнала.

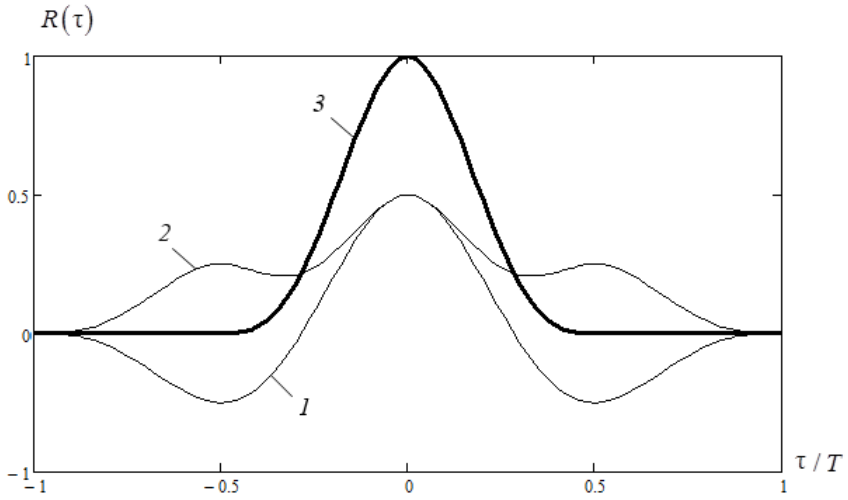


Рис. 1. Автокорреляционные функции сигналов

Оптимальная поисковая процедура, обеспечивающая минимальное время поиска, состоит в одновременном (параллельном) анализе всех точек области неопределенности с целью обнаружения максимума взаимной корреляционной функции (ВКФ) принятого и опорного сигналов. Число анализируемых точек M определяет число пар квадратурных корреляторов, которые должны быть задействованы для выполнения поиска.

Сокращение числа каналов достигается за счёт увеличения шага поиска, максимальное значение которого определяют из условия равенства 0,5 взаимной корреляционной функции [3]. В данном случае максимальный шаг поиска составляет половину длительности синусного чипа $T/4$ (рис. 1). При просмотре области неопределенности $T_{\text{п}}$ с шагом $T/4$ число ячеек поиска составляет $M = 4T_{\text{п}}/T$.

Реализация оптимального алгоритма поиска при большой длине N кодовых последовательностей сопряжена со значительными аппаратурными и вычислительными затратами [2]. Максимальное упрощение алгоритма параллельного поиска *MSK*-сигнала возможно за счёт аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов знаковыми функциями (равновесовая поэлементная обработка [3, 5]).

Каждый канал блока корреляторов устройства поиска (рис. 2) содержит две пары корреляторов, осуществляющих приём и обработку квадратурных компонент сигнала (1).

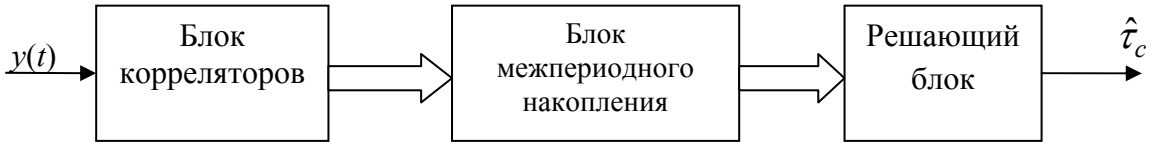


Рис. 2. Блок-схема устройства поиска

Принятая реализация, представляющая смесь сигнала и шума, поступает на квадратурный «расщепитель», общий для всех каналов устройства поиска. Затем каждая из двух квадратурных компонент перемножается с опорными ПСП пилотного и информационного сигналов с фиксированной задержкой. Результаты перемножения интегрируются на интервалах наблюдения, равных периоду повторения ПСП, образуя квадратурные составляющие корреляционного интеграла (корреляции).

В межпериодном накопителе производится накопление квадратурных корреляций за n периодов ПСП: два квадратурных канала соответствуют когерентному накопителю для пилотной компоненты, а другие два канала – квазикогерентному накопителю для информационной компоненты сигнала. Для снятия инверсной модуляции с квадратурных составляющих информационной компоненты сигнала используется оценка текущего информационного символа, которая формируется на основе результатов когерентного накопления пилотной компоненты сигнала. Результаты накопления синфазных и квадратурных составляющих по обеим компонентам сигнала объединяются, образуя результирующие квадратурные корреляции, на основе которых вычисляются модули корреляции. Принятие решения о значении задержки сигнала производится решающим блоком на основе выбора максимального из модулей корреляции.

Качественные показатели описанной процедуры поиска характеризуются вероятностью $P_{\text{ош}}$ аномальных ошибок, превышающих по абсолютной величине половину шага поиска, а также временем поиска.

На рис. 3 представлены графики зависимостей вероятности $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум $h = \sqrt{2P_{\text{с}}T_{\text{п}}/N_0}$ при n = 25 для сигнала с минимальной частотной модуляцией и длиной ПСП квадратурных компонент N = 8191, построенные по результатам статистического моделирования. Кривая *1* соответствует случаю максимальной ошибки синхронизации, равной половине шага поиска, а кривая *2* – случаю идеальной кодовой синхронизации.

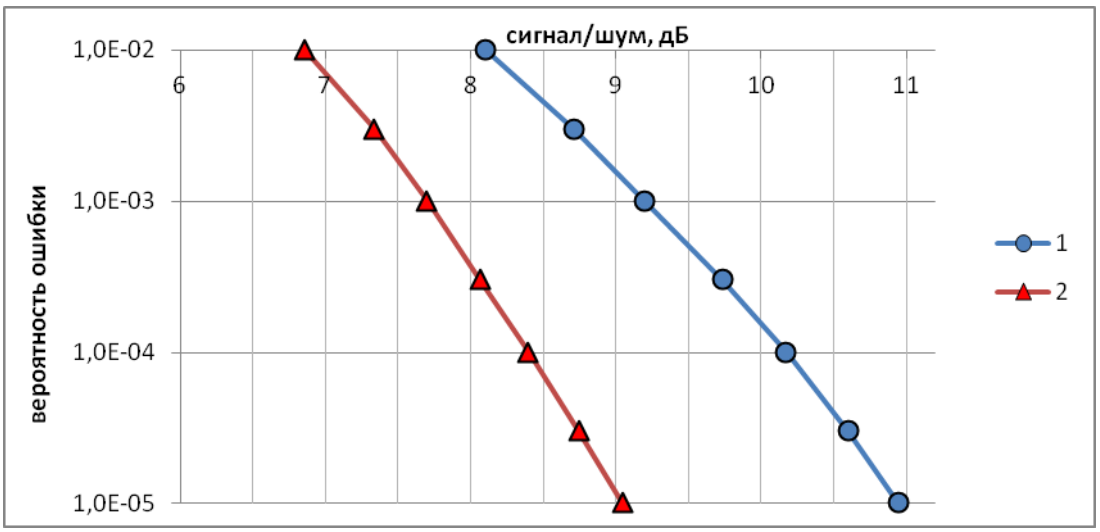


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как свидетельствуют результаты анализа, для достижения значений вероятности $P_{\text{ош}} \le 10^{-2}$ требуемое отношение сигнал/шум $h \ge 8$ дБ.

Эффективность рассмотренного алгоритма поиска с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум и числа пе-

риодов накопления. При значениях указанных параметров, представляющих практический интерес, проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом составляет менее 1 дБ. Алгоритм поиска с использованием только пилотной компоненты сигнала заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму с использованием обеих компонент сигнала (при равной мощности сигнальных компонент проигрыш составляет от 1 до 3 дБ).

Предложенный алгоритм поиска может быть использован в корреляционных приемниках периодических ШПС с пилотной и информационной компонентами, обеспечивая помехоустойчивость, близкую к потенциально достижимой в отсутствие модуляции данными.

Список литературы

1. Бондаренко В.Н., Кокорин В.И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. Новосибирск: Наука. 2011. 260 с.

2. Бондаренко В.Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. № 2. С. 238–244.

3. Бондаренко В.Н., Галеев Р.Г., Гарифуллин В.Ф., Краснов Т.В. // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 9. С. 85.

4. Бондаренко В.Н., Богатырёв Е.В., Гарифуллин В.Ф., Краснов Т.В. // РЭ. 2013. Т. 58. № 12. С. 1236.

5. Бондаренко В.Н., Галеев Р.Г., Гарифуллин В.Ф., Краснов Т.В. // Наукоемкие технологии. 2014. Т. 15. № 9. С. 5.

6. Бондаренко В.Н., Галеев Р.Г., Гарифуллин В.Ф., Краснов Т.В. // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 12. С. 28.

7. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость приёма спектрально-эффективных шумоподобных сигналов. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. 60 с.

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ АЛГОРИТМОВ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В РЕЖИМЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

Д. И. Савин, А. В. Коровин (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394072, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а
E-mail: denissawi@yandex.ru

Приводится методика исследований, позволяющая оценивать алгоритмы вторичной обработки при относительной навигации в спутниковых навигационных приемниках.

В боевой авиации имеется ряд задач, в которых необходима повышенная точность определения координат воздушных судов (ВС) при высокой их динамике. Это полет в группе, дозаправка в воздухе, посадка на подвижную платформу и другие. Особенностью этих режимов является то, что для них требуется высокоточное определение координат одного ВС относительно другого ВС или объекта. Повышение точности определения взаимных координат возможно в относительном режиме измерений [1–3].

Существующие алгоритмы относительной навигации предполагают в большинстве случаев постобработку навигационных данных. Алгоритмы, предполагающие работу в реальном масштабе времени, требуют жесткой геодезической привязки опорного объекта, что в боевых быстро меняющихся условиях не всегда реализуемо [4, 5]. В [5] представлен алгоритм относительной навигации, предполагающий работу в реальном масштабе времени, требующий дополнительных исследований.

Целью написания статьи является разработка методики исследований алгоритмов вторичной обработки навигационной информации в режиме относительной навигации.

Методика исследований в общем виде представлена на рис. 1 и включает в себя модель движения НС, модель динамики ВС, условие видимости НС с ВС, блок вычисления истинных дальностей, блоки формирования коррелированных и некоррелированных ошибок, сумматор, источники дополнительной информации, блок вторичной обработки информации, блок определения дисперсий ошибок.

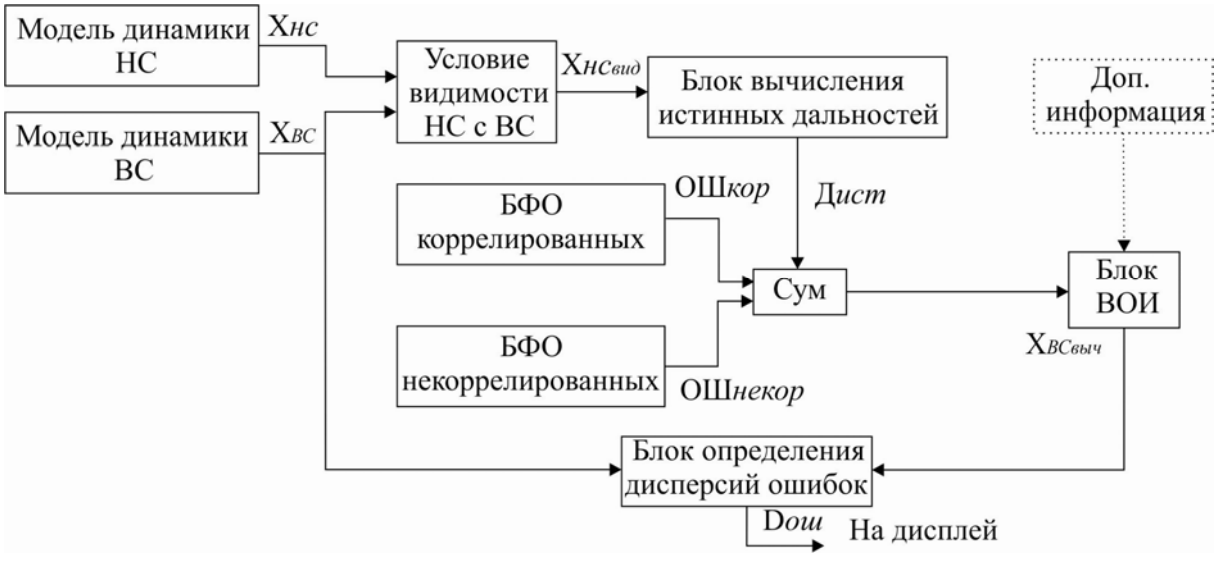


Рис. 1. Методика проведения исследований

Модель движения НС реализует кеплерово движение [6, 7]. Учет фокального параметра и эксцентриситета в модели не производится ввиду выбора круговой формы орбиты. Это позволяет не учитывать эллиптичность орбиты в модели без потери точности проводимых исследований [8].

Круговая орбита характеризуется следующими элементами: R – радиус орбиты, i – наклон, Ω – долгота восходящего узла, M_0 – средняя аномалия в эпоху, которая определяется выражением

$$M_0 = n(t - t_0), \tag{1}$$

где $n = 360^\circ / T$ – среднее движение НС или средняя угловая скорость НС; T – период обращения НС; t – текущее время, которое выбирается в пределах периода обращения НС для модели; t_0 – какой-либо определенный момент времени (например, время прохождения восходящего узла).

Система уравнений для вычисления местоположения НС в геоцентрической инерциальной системе координат имеет вид

$$\begin{cases} x = R(\cos M \sin\Omega - \sin M \sin\Omega \cos i), \\ y = R(\cos M \sin\Omega + \sin M \cos\Omega \cos i), \\ z = R \sin M \sin i. \end{cases} \tag{2}$$

Средняя аномалия M является параметром, зависящим от времени. Это позволяет моделировать динамику движения НС по орбите, не учитывая первые производные от координат. За скорость принимается среднее движение НС n по орбите.

Следующим шагом является определение видимого созвездия НС. За векторы были приняты отрезки, соединяющие точки с известными координатами: вектор α – отрезок между точками с известными координатами (R_x, R_y, R_z) на Земле или околоземном воздушном пространстве и НС (X, Y, Z); вектор β – отрезок между центром Земли $(0,0,0)$ и НС. Учитывая принятые в модели векторы, выражение для определения угла между векторами [9] примет вид

$$\cos\varphi = \frac{R_x(X_{HCi} - R_x) + R_y(Y_{HCi} - R_y) + R_z(Z_{HCi} - R_z)}{\sqrt{R_x{}^2 + R_y{}^2 + R_z{}^2}\sqrt{(X_{HCi} - R_x)^2 + (Y_{HCi} - R_y)^2 + (Z_{HCi} - R_z)^2}}. \tag{3}$$

Для определения видимости НС введен критерий

$$\cos\varphi \geq \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right), \tag{4}$$

где θ – угол маски антенны навигационного приемника (минимальный угол $\theta_{\min} = 5^\circ$). При выполнении условия (6) принимается решение о видимости НС.

Следующим этапом моделирования является формирование псевдодальностей с погрешностями, возникающими при распространении сигнала от НС к приемнику потребителя. Необходимо при моделировании учитывать бюджет погрешностей определения псевдодальности [7].

В методике учитываются ошибки, представленные в таблице, при определении координат потребителя. Ошибки, возникающие при распространении сигнала через ионосферу и тропосферу, многолучевости, распределены по закону Рэлея, так как могут принимать только положительные значения. Ошибки эфемерид, часов спутника, нави-

гационного приемника имеют нормальное распределение, так как могут принимать положительные и отрицательные значения. Ошибки эфемерид, часов спутника, ионосферные и тропосферные являются коррелированными для взаимодействующих объектов. Ошибки многолучевости, приемника и прочие являются некоррелированными. Коэффициент корреляции зависит от расстояния между объектами.

Таблица

Бюджет погрешностей определения псевдодальности

Источник погрешности	СКО псевдодальности, м
Эфемериды	2,6
Часы спутника	2
Ионосфера	4
Тропосфера	0,5
Многолучевость	2,5
Приемник	1,5
Прочие	2

В методике происходит вычисление истинной дальности до НС.

$$Д_{ист} = \sqrt{(X_{HCi} - R_x)^2 + (Y_{HCi} - R_y)^2 + (Z_{HCi} - R_z)^2}\,, \tag{5}$$

где $X_{HCi}, Y_{HCi}, Z_{HCi}$ – координаты НС; i – номер НС.

Выражение для формирования псевдодальностей до НС следующее:

$$PD_i = Д_{исті} + \sigma_{іоні} + \sigma_{троні} + \sigma_{эфі} + \sigma_{мні} + \sigma_{чсі} + \sigma_{прмі} + \sigma_{прочі}\,, \tag{6}$$

где $\sigma_{іоні}, \sigma_{троні}, \sigma_{эфі}, \sigma_{мні}, \sigma_{чсі}, \sigma_{прмі}, \sigma_{прочі}$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) ионосферной, тропосферной, эфемеридной, многолучевости, часов спутника, приемника, прочих ошибок для i-го НС.

Далее решается навигационная задача. В модели вычисление координат потребителя происходит по методу наименьших квадратов [7, 9]. Входными данными являются координаты НС (3) и псевдодальности до НС (10). Затем строится матрица частных производных по каждой координате или матрица направляющих косинусов [7]:

$$H = \left(\frac{X_{HCi} - X}{Д_i}; \frac{Y_{HCi} - Y}{Д_i}; \frac{Z_{HCi} - Z}{Д_i} \right). \tag{7}$$

Вычисление оценки вектора ошибок координат потребителя осуществляется по выражению

$$\Delta\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T \Delta\,, \tag{8}$$

где $\Delta = Д_{выч} - PD$; $Д_{выч}$ – вычисленная псевдодальность до НС по выражению (5) (вместо истинных координат точки (R_x, R_y, R_z) применяются вычисленные).

Затем решается навигационная задача по определению вектора состояния:

$$R_{выч}(X_{выч}, Y_{выч}, Z_{выч}, Д') = R_{пвыч} + \Delta\hat{x}\,, \tag{9}$$

где $R_{пвыч}$ – вектор координат потребителя, вычисленный на n-й итерации. Количество итераций при решении навигационной задачи зависит от выбранной точности оценки вектора координат потребителя $\Delta\hat{x}$.

С помощью разработанной методики была проведена оценка двух алгоритмов относительной навигации. Один из алгоритмов предполагал простейший случай получения относительных координат. Каждый объект, имея спутниковый навигационный приемник, определяет свое местоположение псевдодальномерным методом с последующим обменом абсолютными координатами. Другим рассмотренным алгоритмом вторичной обработки стал алгоритм, представленный в [5]. Алгоритм предполагает совместную обработку псевдодальностей до объектов.

В точках А и В измеряются псевдодальности до НС и вычисляется разность

$$\Delta Д_i = Д_{Bi} - Д_{Ai} = \sqrt{(X_{HCi} - X_A)^2 + (Y_{HCi} - Y_A)^2 + (X_{HCi} - Y_A)^2} + c\tau_A - \\ -\sqrt{(X_{HCi} - X_B)^2 + (Y_{HCi} - Y_B)^2 + (X_{HCi} - Y_B)^2} - c\tau_B \quad (10)$$

где $(X_{HCi}, Y_{HCi}, Z_{HCi})$ – координаты *i*-го НС в геоцентрической прямоугольной системе координат; (X_A, Y_A, Z_A) – координаты объекта А; (X_B, Y_B, Z_B) – координаты объекта В. Далее применяется дважды формула для разности квадратов и вводятся обозначения [5].

$$k_x = \frac{\frac{X_B - X_A}{2} - X_{HCi}}{\frac{Д_{Bi} + Д_{Ai}}{2}}, k_y = \frac{\frac{Y_B - Y_A}{2} - Y_{HCi}}{\frac{Д_{Bi} + Д_{Ai}}{2}}, k_z = \frac{\frac{Z_B - Z_A}{2} - Z_{HCi}}{\frac{Д_{Bi} + Д_{Ai}}{2}} \quad (11)$$

Учитывая (17), (18), выражение, описывающее связь между относительными координатами и псевдодальностями, можно записать в виде

$$k_{xi} X_{отн} + k_{yi} Y_{отн} + k_{zi} Z_{отн} + \Delta\tau = Д_{\mathrm{Bi}} - Д_{Ai}, \quad (12)$$

где k_x, k_y, k_z – направляющие косинусы, определяющие направление от середины вектор-базы на *i*-й НС, $\Delta\tau$ – расхождение шкал времени объектов А и В. Уравнение (12) является основным в рассматриваемом алгоритме. Достоинством такого алгоритма является получение на выходе относительных координат.

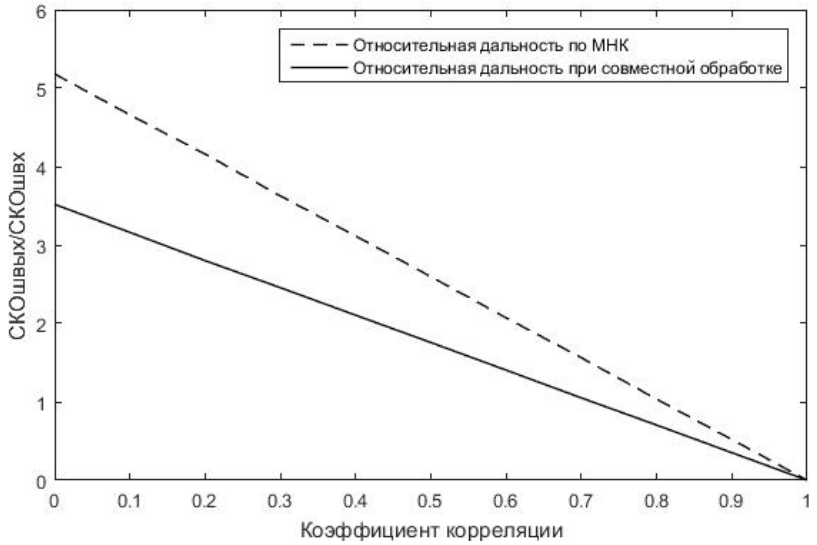


Рис. 2. Зависимость отношения СКО выходного шума к входному от коэффициента корреляции

Для сравнения двух алгоритмов на рис. 2 представлен график зависимости отношения СКО выходного шума к входному от коэффициента корреляции.

Анализ рис. 2 позволяет сделать вывод о том, что отношение СКО шума на выходе к СКО шума на входе меньше для алгоритма относительной навигации, представленного выражениями (10)–(12). С увеличением коэффициента корреляции ошибок взаимодействующих объектов наблюдается снижение отношения СКО шумов.

Таким образом, проведенное исследование позволяет говорить о работоспособности предлагаемой методики, представленной на рис. 1. Предложенная методика позволяет исследователю алгоритмов вторичной обработки информации проводить их оценку, не осуществляя на первых этапах исследований натурных экспериментов, что экономит временные и финансовые ресурсы.

Список литературы

1. Определение относительных координат объекта с помощью спутниковых средств радионавигации / Е.Н. Гарин, Д.Д. Дмитриев, В.И. Кокорин, Н.З. Кремез // Радиолокация, навигация и связь: сб. докладов конф. «RLNC-2006»: в 3 т. Воронеж: НПО "САКВОЕЕ", 2006. (Т. 3. С. 1776–1884).

2. Гарин Е.Н. Измерение пространственной ориентации самолетов // Проблемы развития информационных технологий в системе ВКО РФ: сб. материалов XXXVIII Воен.-научн. конф. ВА ВКО, секция 7. Тверь 2009. С. 157–159.

3. Гарин Е.Н., Кокорин В.И., Фатеев Ю.Л. Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS на малых летательных аппаратах // Современные технологии – ключевое звено в возрождении отечественного авиастроения: материалы междунар. НПК: в 2 т. Т. 2. Казань: Изд-во Казанского гос. техн. ун-та, 2008. С. 35–39.

4. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. В 2 т. Т. 2. Монография. ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2006. 360 с.: ил.

5. Тяпкин В.Н., Гарин Е.Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. 260 с.

6. Основы теории полета и элементы проектирования спутников Земли / под ред. М.К. Тихонравова. М.: Машиностроение, 1974.

7. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с., ил.

8. Дубонин Г.Н. Справочное руководство по небесной механике и астродинамике. М.: Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1976. 864 с.

9. Беклимишев Д.В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры: учеб. для вузов. 10-е издание, испр. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 304 с.

ПОДВОДНАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА НАВИГАЦИИ И ОБМЕНА СООБЩЕНИЯМИ МЕЖДУ ВОДОЛАЗАМИ

Д. А. Токмачев, А. Г. Ченский (научный руководитель)

ФГБОУ ВО «Иркутский национальный исследовательский технический университет»
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: skb@istu.edu

Статья посвящена проектированию подводной беспроводной системы связи и навигации. В статье представлены некоторые экспериментальные данные, полученные для разных типов модуляции, выводы о помехоустойчивости различных типов модуляции сигнала, представлено описание разработанного программного обеспечения и используемого оборудования. Разрабатываемая система может найти применение для проведения водолазных работ: инспекции подводных объектов и инженерных сетей, ремонтных работ, спасательных операций, подводной археологии, работах на континентальных шельфах, в МЧС России, может использоваться водолазами-любителями в рекреационном дайвинге.

При выполнении водолазных работ очень важна надежная связь водолазов, работающих в группе между собой, так и с руководителем водолазных работ, находящимся на поверхности. Беспроводная связь способствует повышению оперативности и координации действий, скорости принятия решений, помощи водолазу при нештатных ситуациях. Основная проблема организации беспроводной связи под водой состоит в том, что электромагнитные волны с частотами, использующимися в традиционной радиосвязи, сильно ослабляются при прохождении через проводящий материал, грунт, горные породы, толщу воды. Применение сверхдлинных радиоволн позволяет обеспечить радиосвязь на глубинах порядка 10–15 метров, при этом вследствие низкой частоты радиовещания, порядка 20 кГц, такой канал связи будет иметь крайне низкую скорость передачи данных и потребует применения антенн длиною более ста метров [1]. Следовательно, для решения поставленной проблемы не существует эффективного способа передачи электромагнитных волн под водой на сколько-нибудь значительном расстоянии. При этом акустические колебания в воде имеют малое затухание и могут распространяться на большие расстояния, поэтому гидроакустический канал связи является единственным возможным средством передачи сигналов и информации под водой.

Для эффективного использования гидроакустического канала связи необходимо решить ряд проблем, например, высокий уровень шумов в воде, многолучевое распространение сигнала, зависимость поглощения от длины волны, все эти факторы негативно влияют на дальность действия, скорость передачи данных и помехоустойчивость канала связи. В описанных сложных гидроакустических условиях целесообразно применять сложные сигналы, так как применение различных способов манипулирования амплитудой, частотой или фазой сигнала позволяет улучшить соотношение сигнал-шум и детектировать полезный сигнал в условиях многолучевого распространения сигнала, его переотражения и затуханиях [2]. Для выбора оптимальных характеристик несущего сигнала и вида модуляции необходима проверка различных видов модуляции, сравнение максимально достижимой скорости передачи данных и помехоустойчивости канала передачи информации.

Благодаря развитому современному программному обеспечению возможно проводить моделирование применяемых сложных сигналов непосредственно в программе, что значительно ускоряет разработку конечного оборудования. Программа для моделирования в лабораторных условиях гидроакустического канала передачи информации написана на графическом языке программирования NI LabVIEW с использованием инструментов разработки приложений и Real-Time. Для генерации излучаемого и оцифровки принимаемого сигнала используется плата расширения NI PCI-6251, усилители мощности и приемный усилитель – собственной разработки.

Информационная посылка формируется в зависимости от выбранного вида модуляции и передается на PCI-6251. С выхода цифроаналогового преобразователя сигнал поступает на усилитель мощности и излучается пьезокерамическим преобразователем. С принимающей стороны акустический сигнал преобразуется пьезокерамической антенной в электрический. После приемного усилителя сигнал поступает на вход АЦП платы PCI-6251. Перед демодуляцией из оцифрованного сигнала необходимо выделить информационную посылку, так как принятый сигнал представлен в виде «шум-сигнал-шум», полезный сигнал выделяется следующим способом – при превышении порогового уровня из массива, в котором содержится фаза сигнала, выделяется массив, в котором будет содержаться фаза только полезного сигнала. После того фаза полезного сигнала приводится к непрерывному виду. Далее полученный информационный сигнал обрабатывается в соответствии с выбранным алгоритмом демодуляции, после выполнения данных операций получается массив, содержащий отсчеты демодулированного сигнала [3].

На рис. 1 показана подпрограмма обработки PSK/MSK сигнала.

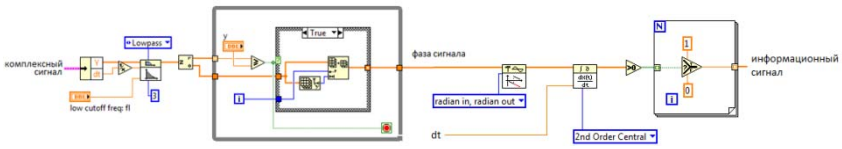


Рис. 1. Выделение полезного PSK/MSK сигнала и его демодуляция

В ходе экспериментов с макетом системы широкополосной связи были использованы следующие виды сигналов:

тональная посылка;

сигнал с линейной частотной модуляцией;

FSK-сигнал;

сигнал с MSK-модуляцией (рис. 2);

сигнал с фазовой B-PSK-модуляцией (рис. 3).

По результатам лабораторных испытаний для обеспечения надежной связи и большого радиуса действия всей системы были выбраны MSK и QPSK виды модуляции цифрового сигнала, которые показали наилучшую помехоустойчивость.

Так как разрабатываемая система связи и навигации использует цифровую обработку сигнала, то следующей после отработки основных алгоритмов модуляции и демодуляции проблемой является задача кодирования и декодирования речевых сообщений, произнесённых водолазом или оператором надводного поста связи. Пропускной способности гидроакустического канала связи недостаточно для передачи звука или речи в виде потокового аудиофайла с применением цифровых алгоритмов сжатия звука.

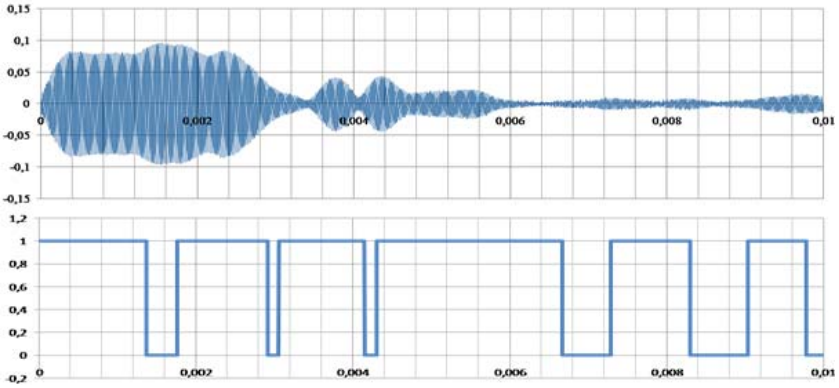


Рис. 2. Принятый и демодулированый MSK сигнал

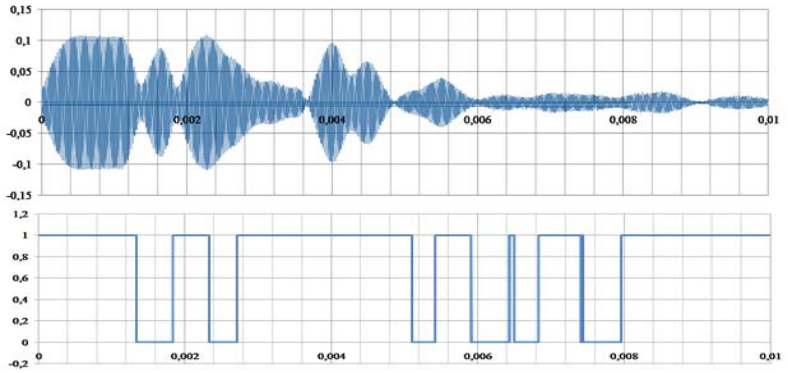


Рис. 3. Принятый и демодулированый B-PSK сигнал

Преодолеть это ограничение можно, если вместо звукового сигнала передавать по гидроакустическому каналу связи посылки – кодирующие отдельные слова в текстовом виде, таким образом резко снижается требование к пропускной способности канала передачи информации. Для распознавания и синтезирования речи в разрабатываемой системе предлагается использование специализированых речевых процессоров фирмы Sensory Inc [4]. RSC-4128 и NLP-5X. Предлагаемые процессоры используют оригинальный подход к решению ресурсоемкой задачи распознавания речи. Сначала на компьютере в специальной программе (QuickT2SI) формируются словари из нужных слов или фраз с клавиатуры. Затем программа, в зависимости от выбранной языковой модели, проводит преобразование этих слов и фраз к фонемам (при необходимости результат можно корректировать). Этот метод сложен технически, использует акустические модели фонем для разных языков, нейронные сети для их распознавания. Суть такого подхода разработчика в том что, самая сложная работа – построение и обучение нейронной сети – происходит на компьютере, а в речевой процессор загружается уже готовая обученная нейронная сеть.

Помимо этого, в рассматриваемых речевых процессорах есть функционал для решения навигационных задач – обмен кодовыми навигационными посылками. Функция процессоров Sensory-SonicNet позволяет отправлять и принимать специальные посылки-токены и таким образом общаться нескольким устройствам между собой. Навигационные возможности системы будут решать следующие задачи: измерение расстояния и направления до базы, выбранного навигационного маяка или другого водолаза, запись координат текущей точки акватории, выход в указанную точку акватории.

Реализованная на текущий момент в виде лабораторного образца подводная беспроводная система навигации и обмена сообщениями между водолазами прошла полевые испытания на иркутском водохранилище, где отрабатывалась передача цифровых кодовых посылок в условиях естественного водоема. В настоящее время ведется работа, направленная на оптимизацию элементной базы и изготовление образца системы.

Список литературы

1. Полетаев А.С. Ченский А.Г., Токмачев Д.А. Мониторинг ионосферных возмущений когерентными сигналами СДВ радиостанций // В сб.: «Взаимодействие полей и излучения с веществом». Сб. трудов XIII Конф. молодых ученых. ISSN 0135-3748. Иркутск, 9–14 сентября 2013. 361 с. С. 198–202.

2. Токмачев Д.А., Безрукин А.Г., Ченский А.Г.. Гидролокатор бокового обзора с использованием взаимокорреляционной функции // Приборы и техника эксперимента. 2016. № 3. С. 159.

3. Полетаев А.С. Модем гидроакустической связи // Глобальный научный потенциал. 2013. № 5 (26). С. 64–68.

4. Осин И.Г., Манакин А.А. Средства распознавания речи // Межвуз. сб. науч. тр. Рязанский государственный радиотехнический университет. Рязань, 2017. 203 с. С. 91–94.

ИССЛЕДОВАНИЕ КРИТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРОЦЕДУРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ БИНАРНЫХ ГИББСОВСКИХ ПОЛЕЙ

А. Ю. Зайцева, И. А. Денисенко, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: vasyukov@corp.nstu.ru

Исследуется качественное изменение характера текстурных изображений, генерируемых на основе бинарной гиббсовской модели с нормированными потенциалами, при фазовом переходе. Наступление фазового перехода определяется путем анализа оценок потенциалов и оценок условных вероятностей, вычисленных на их основе.

Введение

Разнообразие статистических методов обработки изображений объясняется эффективностью их применения для решения широкого класса задач. В настоящей работе применяется статистический подход, в основе которого лежит представление изображения в виде реализации случайного поля с гиббсовским распределением вероятностей. Гиббсовские случайные поля применяются, в частности, для описания текстурных свойств изображений [1–7]. Под текстурой понимается характеристика окрестности точки, отражающая структуру изменений функции яркости изображения [8]. Преимуществом гиббсовского описания является возможность построения алгоритмов моделирования и обработки изображений на основе поточечного изменения значений яркости с учетом локальных характеристик изображения.

При построении гиббсовской модели цифрового изображения случайное поле представляется в виде совокупности дискретных случайных величин, ассоциированных с точками прямоугольной решетки [1]. Для задания распределения Гиббса на решетке вводится система клик. Кликой называется совокупность точек решётки, считающихся попарно соседними. Соседство означает наличие взаимодействия между точками, при этом точки клики не обязательно должны быть геометрически соседними. Окрестностью точки называется объединение клик, содержащих данную точку, за вычетом этой точки. Окрестность первого порядка (ближайшего взаимодействия) образуется при использовании парных клик, включающих по две точки решётки, геометрически соседние по вертикали или по горизонтали [2]. Каждой клике приписывается функция, зависящая от значений поля в точках клики и называемая потенциалом.

Гиббсовские модели являются универсальными в том смысле, что совместное распределение значений любого случайного поля формально можно записать в виде распределения Гиббса. Наибольший интерес с практической точки зрения представляют гиббсовские случайные поля, распределение которых связано с некоторой структурой соседства, определенной для точек решетки. Отношение соседства позволяет ввести класс марковских случайных полей, который совпадает с классом гиббсовских случайных полей, определяемых той же системой отношений между соседними точками. Связь между глобальным и локальным описанием случайных систем составляет содержание теоремы эквивалентности Хаммерсли – Клиффорда [2]. Кроме этого, с вычислительной точки зрения целесообразно, чтобы поле принимало небольшое количество значений. Предметом исследования в данной работе являются гиббсовские модели случайных полей, обладающих марковским свойством в системе окрестностей первого порядка и используемых для описания бинарных текстурных изображений.

Постановка задачи

В статистической физике гиббсовские случайные поля используются для моделирования фазовых переходов в веществах [9]. Фазовый переход возникает при переходе

системы (или ее части) через критическую точку (температуру). При моделировании текстурных изображений на основе распределения Гиббса наличие фазового перехода оказывает сильное влияние на характер изображений, поэтому для правильной интерпретации результатов моделирования требуется знать критические значения параметров распределения. Определить эти значения аналитически обычно не представляется возможным, однако экспериментальное исследование на основе наблюдения качественного изменений характера бинарных текстурных изображений, генерируемых в виде реализаций поля при различных значениях параметров распределения, позволяет определить фазовый переход и соответствующие ему критические величины.

Предшествующие исследования

Простейшей моделью поля с гиббсовским распределением вероятностей в статистической физике является модель Изинга, предназначенная для описания явления ферромагнетизма [3]. В модели Изинга поле представлено дискретными переменными, называемыми спинами. Спины расположены в узлах решетки и могут находиться в одном из двух состояний (+1 или –1). Модель предполагает горизонтальное и вертикальное взаимодействие между спинами в соседних точках решетки, образующих парные клики. Распределение Гиббса в модели Изинга задается выражением

$$P(X = x) = Z^{-1}\exp\left(-\beta \sum_{c\epsilon C} x_c^{(1)} x_c^{(2)}\right),$$

где $x_c^{(1)}$ и $x_c^{(2)}$ – значения реализации x поля X в точках парной клики; $c \in C$ – множество всех клик, определяемое отношением парного геометрического соседства; Z^{-1} – нормирующий множитель, определяемый суммированием по множеству всех возможных реализаций поля. Потенциал парной клики равен β, если значения поля в точках клики не совпадают, и $-\beta$ в противном случае. Известно [10], что в одномерной модели Изинга фазовый переход отсутствует. Однако в многомерном случае существует конечная температура, при которой происходит фазовый переход [11].

Анизотропная модель Изинга предполагает различие потенциалов вертикальных и горизонтальных клик $\beta_h \neq \beta_h \neq \beta$ и включает параметр λ, который определяет степень анизотропии (рис. 1) [12]. Качественные изменения характера бинарных текстурных изображений в процессе их моделирования на основе изотропной модели Изинга (λ=0) происходят при значении параметра распределения $\beta = 0{,}44$. Это согласуется с точно известным в статистической физике значением критической температуры $T_{\text{кр}} = 2{,}2692$ для двумерной модели Изинга [10], при этом $\beta_{\text{кр}} = \frac{1}{T_{\text{кр}}} = \frac{1}{2{,}2692} = 0{,}44$.

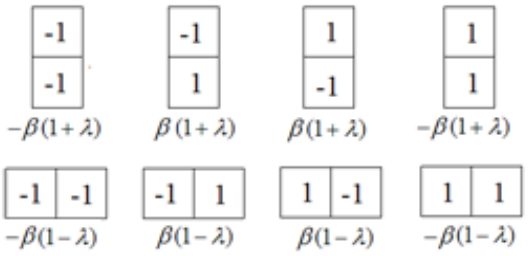


Рис. 1. Значения потенциалов вертикальной и горизонтальной парной клики в зависимости от конфигурации случайного поля, описываемого двумерной анизотропной моделью Изинга

В результате исследования фазового перехода в анизотропной модели Изинга экспериментально определены критические значения параметра распределения при различной степени анизотропии [12]. В частности, установлено, что критическое зна-

чение параметра распределения растёт при увеличении степени анизотропии. При максимальной степени анизотропии (λ = 1) фазовый переход отсутствует, что объясняется вырождением двумерной модели Изинга в одномерную (так как потенциал горизонтальных клик равен нулю, изображение распадается на совокупность независимых столбцов).

Применяемые методы

Определение критических значений параметров распределения производится на основе многократного моделирования изображений реализаций поля и фиксации качественных изменений их характера в процессе моделирования при различных значениях параметров распределения.

В более общих гиббсовских моделях число параметров распределения заметно растет при увеличении сложности модели, например, при увеличении количества возможных значений поля, размера окрестности, задающей границы локального взаимодействия точек поля. Определение критических значений каждого параметра в отдельности либо во взаимосвязи друг с другом представляет собой трудную задачу. Например, в работе [4] случайное поле задается набором из 8 потенциалов. Однако только три из них являются независимыми, остальные пять могут быть заданы произвольно. Для устранения избыточности в описании модели был применен метод нормировки (центрирования) потенциалов [10].

В результате нормировки параметров модели [4] $A = (\alpha_1^1\ \alpha_2^1\ \alpha_3^1\ \alpha_4^1\ \alpha_1^2\ \alpha_2^2\ \alpha_3^2\ \alpha_4^2) = (-0{,}21\ 0{,}2\ 0{,}23\ -0{,}18\ -0{,}83\ 0{,}77\ 0{,}78\ -0{,}85)$, где $\alpha_i^1, i = \overline{1{,}4}$ и $\alpha_i^2, i = \overline{1{,}4}$ – потенциалы вертикальной и горизонтальной парных клик соответственно в зависимости от конфигурации поля в точках клики, найден вектор значений нормированных потенциалов $A^* = (\alpha_1^{1*}\ \alpha_2^{1*}\ \gamma_3^{1*}) = (-0{,}82\ -3{,}23\ 4{,}04)$, где α_1^{1*}, α_1^{2*} и γ_1^{3*} – нормированные потенциалы парных вертикальной и горизонтальной, а также одноточечной клики соответственно с единичными значениями поля в точках клики; остальные потенциалы равны нулю [7].

Нормировка значений потенциалов дает возможность ввести множитель K для управления свойствами поля, принимающего значения из множества {–1,+1} и имеющего распределение

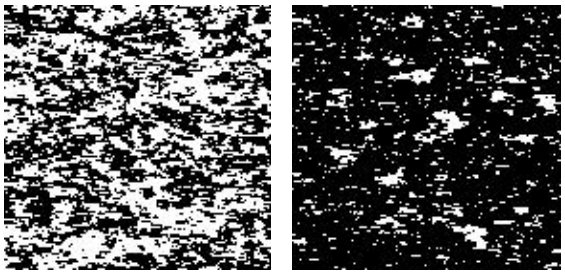
$$P(X = x) = Z^{-1} exp\left\{-K \times \left[\sum_{i=1}^{N_1-1}\sum_{j=1}^{N_2}\frac{x_{i,j}+1}{2}\times\frac{x_{i+1,j}+1}{2}\times\alpha_1^{1*} + \right.\right.$$
$$\left.\left. + \sum_{i=1}^{N_1}\sum_{j=1}^{N_2-1}\frac{x_{i,j}+1}{2}\times\frac{x_{i,j+1}+1}{2}\times\alpha_1^{2*} + \sum_{i=1}^{N_1}\sum_{j=1}^{N_2}\frac{x_{i,j}+1}{2}\times\gamma_1^{3*}\right]\right\},$$

где $\{(i,j): 0 \le i < N_1; 0 \le j < N_2\}$ – множество точек прямоугольной решетки, $x_{i,j}$ – значение реализации x поля X в точке (i, j). Исследование направлено на определение критического значения множителя $K_{кр}$.

Моделирование бинарных текстурных изображений в виде реализаций гиббсовского случайного поля осуществляется на основе процедуры стохастической релаксации, реализованной в итерационном алгоритме Метрополиса – Хастингса [1]. На каждом шаге n итерационного процесса все точки решётки обходятся в псевдослучайном порядке, и на основе анализа локальных характеристик (условных вероятностей p) значение поля в точке может измениться или остаться прежним. Если значения параметров модели не превышают критических значений, то распределение генерируемых в процессе моделирования реализаций сходится к заданному распределению.

Экспериментальные результаты

Экспериментально установлено критическое значение множителя K на уровне $K_{\text{кр}} = 0{,}906$. Таким образом, фазовый переход имеет место при следующем наборе параметров $A^*_{\text{кр}} = (-0{,}743 - 2{,}926\ \ 3{,}660)$. Рис. 2 иллюстрирует различие фаз, в которых пребывает поле при значениях $K<K_{\text{кр}}$ (рис. 2, *а*) и $K>K_{\text{кр}}$ (рис. 2, *б*). На рис. 3 приведены графики оценок условных вероятностей, рассчитанных на основе оценок нормированных потенциалов для конфигураций, показанных на рис. 4.



а *б*

Рис. 2. Примеры реализаций поля размером 256×256, описываемого бинарной гиббсовской моделью при различных значениях множителя: *а* – K = 0,8; *б* – K = 1, – при n = 250000

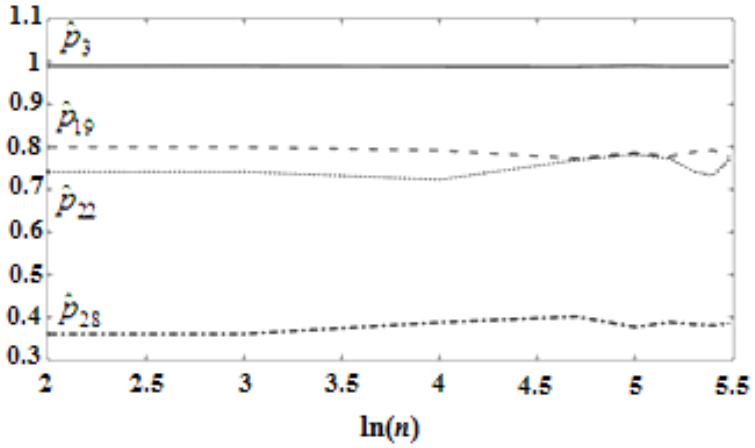


Рис. 3. Динамика оценок $\widehat{p_3}$, $\widehat{p_{19}}$, $\widehat{p_{22}}$, $\widehat{p_{28}}$ условных вероятностей, рассчитанных по оценкам нормированных потенциалов по изображениям, моделируемым при $K = 1$ (истинные значения: $p_3 = 0{,}949$, $p_{19} = 0{,}498$, $p_{22} = 0{,}890$, $p_{28} = 0{,}680$)

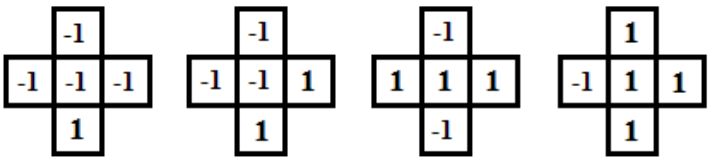


Рис. 4. Конфигурации бинарного поля, принимающего значения из множества {–1,+1}, для расчета условных вероятностей p_3, p_{19}, p_{22}, p_{28} (слева направо)

При значении K больше критического оценки нормированных потенциалов и рассчитанные на их основе условные вероятности не соответствуют заданному распределению. Это позволяет сделать вывод о необходимости знания критических значений параметров распределения с целью избежать ошибок при моделировании, при реализа-

ции алгоритмов оценивания параметров, осуществляемых на основе процедур моделирования, и других алгоритмов анализа и обработки изображений, описываемых бинарными гиббсовскими случайными полями.

Заключение

Проведено исследование качественных изменений характера изображений в процессе их моделирования на основе бинарных гиббсовских случайных полей с системой окрестностей первого порядка. Найдены критические значения параметров распределения.

Для более сложных гиббсовских моделей, разрабатываемых для описания характеристик текстурных изображений с бóльшим числом уровней яркости и оперирующих окрестностями бóльших размеров, актуальной остается задача определения критических значений параметров распределения.

Список литературы

1. Geman S., Geman D. Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the Bayesian Restoration of Images // IEEE Trans., PAMI-6. 1984. № 6. P. 721–741.

2. Gimel'farb G. Image Textures and Gibbs Random Fields. Kluwer Academic Publishers, 1999. 250 p.

3. Derin H., Kelly P.A. Discrete-Index Markov-Type Random Processes // Proc. IEEE. 1989. Vol. 77, no. 10. P. 1485–1510.

4. Васюков В.Н. Оценивание параметров конечнозначных гиббсовских полей с использованием достаточных статистик // Автометрия. 2001. № 4. С. 110–118.

5. Васюков В.Н. Бинарная гиббсовская модель текстуры для анализа и сегментации изображений // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 005. № 2. С. 81–93.

6. Васюков В.Н., Зайцева А.Ю. Иерархическая конечнозначная гиббсовская модель для сегментации текстурных изображений // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2016. № 3 (32). С. 43–53.

7. Винклер Г. Анализ изображений, случайные поля и динамические методы Монте-Карло. Новосибирск: Изд-во СО РАН, филиал «Гео», 2002. 343 с.

8. Pratt W.K. Digital Image Processing. Third Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2001. 738 p.

9. Минлос Р.А., Печерский Е.А., Пирогов С.А. Гиббсовские случайные поля на решетке. Определения, существование, единственность и фазовые переходы (обзор трудов семинара по статистической физике, Механико-математический факультет Московского университета, 1962–1994 годы) // Информационные процессы. 2013. Т. 13, № 3. С. 141–170.

10. Ising E. Beitrag zur Theorie des Ferromagnetismus // Zeitschrift für Physik. 1925. Vol. 31. issue 1. P. 253–258.

11. Добрушин Р.Л. Существование фазового перехода в двумерной и трехмерной моделях Изинга // Теор. вероят. и ее применения. 1965. Т. 10, № 2. С. 209–230.

12. Васюков В.Н., Зайцева А.Ю., Денисенко И.А. О характере сходимости процедур моделирования бинарных гиббсовских случайных полей // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2017. № 3 (36). С. 43–53.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ РЕАЛИЗАЦИИ ФИЛЬТРОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ В СРЕДЕ LabVIEW

П. С. Захарова, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Институт высоких технологий ИрНИТУ
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: pluwka2009@outlook.com

Рассмотрены принципы обработки сигналов в цифровой системе связи с использованием радиоканала. Показано, что цифровые сигналы, единичные биты которых представлены прямоугольными импульсами, обладают широким спектром, непригодным для использования в открытом радиоканале. Простое ограничение спектра создает условия для межсимвольной интерференции. Приводятся условия Найквиста, необходимые для формирования сигналов, свободных от межсимвольной интерференции и удовлетворяющих потребителя по ширине спектра. Проведено моделирование работы фильтров удовлетворяющих критерию Найквиста.

Каналом радиосвязи принято называть среду распространения электромагнитных волн и совокупность технических средств, расположенных между источником и получателем информации. К техническим средствам канала относится передающая аппаратура, преобразующая информационные сообщения в радиосигнал, пригодный для излучения в среду распространения, и аппаратура приема, восстанавливающая сообщение из принятой электромагнитной волны.

Среда распространения электромагнитных волн представляет собой открытый канал общего пользования, где каждому пользователю отводится ограниченная полоса частот, выходить за пределы которой он не имеет права.

В последние годы мы наблюдаем бурное развитие цифровых методов передачи и обработки сигналов, применение которых приводит к более качественному функционированию систем радиосвязи по сравнению обработкой сигналов аналоговыми методами. Необходимо отметить, что цифровые методы обработки находят применение только в аппаратной части канала радиосвязи, в среде распространения можно использовать только аналоговые сигналы, сигналы с ограниченным спектром.

При передаче информации от аналогового источника сигнала, аналоговый сигнал преобразуется в цифровой, а цифровой сигнал подвергается обработке в кодере источника. Задачей кодера источника является устранение избыточности сигнала с целью уменьшения количества передаваемой информации, что способствует повышению скорости передачи. В дальнейшем сигнал с выхода кодера источника поступает на вход канального кодера, в задачу которого входит внесение в передаваемый сигнал управляемой избыточности с целью получения возможности обнаружения и исправления ошибок, получаемых сигналом в процессе распространения по каналу связи. Если источник информации является цифровым, то его сигнал подается непосредственно на канальный кодер, минуя кодер источника.

Цифровой сигнал на выходе канального кодера представляет собой последовательность двоичных чисел, каждый разряд которых может принимать одно из двух значений: нуля или единицы. Эту последовательность, представленную в виде импульсов, можно рассматривать как сигнал с ограниченными по времени видеоимпульсами, форма которых близка к прямоугольной, и неограниченным спектром. Спектр последовательности видеоимпульсов зависит от длительности импульсов, скорости нарастания его фронтов, формы импульсных сигналов, тактовой частоты работы процессора обработки. Короткие импульсы прямоугольной формы обладают широким спектром, амплитуды спектральных составляющих которых медленно убывают с ростом частоты. Импульсы, форма которых представляется другой более гладкой функцией, гауссовой или косинусоидальной, имеют более компактный спектр. В то же время скорость пере-

дачи и объем передаваемой информации не зависят от формы импульса и длительности его фронта. Информационные характеристики сигнала не зависят от спектрального состава сигнала. Ограниченный по времени сигнал с бесконечным спектром непригоден для передачи по радиоканалу.

Для передачи по радиоканалу требуется ограниченный по частоте сигнал, удовлетворяющий разрешенной полосе частот. Простое ограничение спектра путем подавления амплитуды побочных частотных составляющих приводит к расплыванию сигнала во временной области, что является причиной межсимвольной интерференции в передаваемой последовательности. Существуют фильтры, с помощью которых можно формировать сигнал, занимающий определенную полосу частот, свободный от влияния межсимвольной интерференции. Решить задачу создания фильтра, обладающего свойствами ограничения спектра и устранением межсимвольной интерференции, невозможно при использовании только аналоговых методов обработки сигнала. Цифровая обработка сигналов дает возможность решать задачи, которые невозможно решить аналоговыми методами.

Всякое ограничение спектра приводит к искажению формы сигнала во временной области, сигнал на выходе фильтра расплывается по времени. Однако совокупность расплывшихся импульсов при синхронном возбуждении фильтра и правильно ограниченном спектре приводит к тому, что мгновенное значение напряжения в каждой точке оси времени зависит от распределения всей совокупности импульсов на выходе фильтра. При этом максимумы импульсных откликов совпадают по времени с моментами смены полярности «хвостов» импульсных откликов от всех других импульсов последовательности, что исключает интерференцию в данной точке. Цифровые фильтры, применяемые для формирования формы импульсов, соответствующих изложенным выше требованиям, называются фильтрами-формирователями огибающих импульсов.

Поскольку устранение межсимвольной интерференции в канале передачи цифровой информации является важным фактором в повышении достоверности принимаемой информации, исследование способов формирования и фильтров формирователей импульсов в системах цифровой передачи информации является актуальной задачей.

Целью данной работы является анализ некоторых фильтров формирователей огибающей и моделирование их работы в среде LabVIEW.

Найквистом [1] было показано, что если фильтр нижних частот имеет идеальную прямоугольную АЧХ, его импульсный отклик имеющий вид

$$h(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t)}{2\pi f_N t} = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s}$$

принимает максимальное значение при $t = 0$, имеет бесконечную протяженность во времени и проходит через 0 при всех значениях t, кратных длительности символа T_s. Здесь f_N – частота Найквиста, равная $1/2T_s$.

Самым важным результатом этого исследования Найквиста является то, что импульсный отклик принимает нулевые значения в моменты времени, кратные длительности символа T_s. В канале связи, обладающем характеристиками идеального фильтра нижних частот с граничной частотой f_N, можно передавать и восстанавливать синхронные случайные последовательности с частотой следования символов $f_s = 1/T_s = 2f_N$. Однако фильтр с идеальной прямоугольной характеристикой практически не реализуем.

Найквист показал также, при каких условиях можно сохранить свойство импульсной характеристики реального фильтра пересекать временную ось в моменты времени, кратные длительности символа T_s. Однако за сохранение этого свойства приходится расплачиваться уширением полосы фильтра больше значения $1/2T_s$.

Найквист показал, что АЧХ фильтра, полученного суммированием АЧХ идеального фильтра нижних частот и реальной кососимметричной функции передачи, сохраняет свойство импульсной характеристики пересекать временную ось в моменты времени, кратные длительности символа T_s.

Наиболее распространенным фильтром такого типа является фильтр, известный под названием фильтр «приподнятого косинуса» (raised cosine). АЧХ такого фильтра описывается выражением [1]

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1, \ 0 \le \omega \le \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \\ \cos^2\left\{\frac{T_s}{4\alpha}\left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s}\right.\right., \ \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \le \omega \le \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha), \\ 0, \qquad \omega > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \end{cases}$$

здесь α = (0…1) называется коэффициентом скругления. При α = 0 характеристика фильтра прямоугольная, при α = 1 полоса фильтра удваивается.

В реальных системах связи излученный сигнал достигает приемной антенны и подвергается обработке согласованным фильтром приемника. Согласованный фильтр максимизирует отношение сигнал/шум. АЧХ фильтра формирователя и согласованного фильтра должны описываться комплексно сопряженными функциями. Общая характеристика канала связи, определяемая как произведение АЧХ фильтра формирователя и АЧХ согласованного фильтра, должна удовлетворять требованиям Найквиста. В связи с этим реальные устройства связи используют на передающем и приемном конце канала связи фильтры с характеристикой «корень из приподнятого косинуса» (root raised cosine). Полученная таким образом общая частотная характеристика удовлетворяет требованиям Найквиста, позволяет устранить межсимвольную интерференцию при приеме сигнала.

Моделирование работы фильтров проводилось нами в среде графического программирования LabVIEW. Нами был создан ВП для выполнения амплитудно-фазовой модуляции несущей частоты случайным потоком бит по принципу 16-QAM. Блок-диаграмма ВП показана на рис. 1.

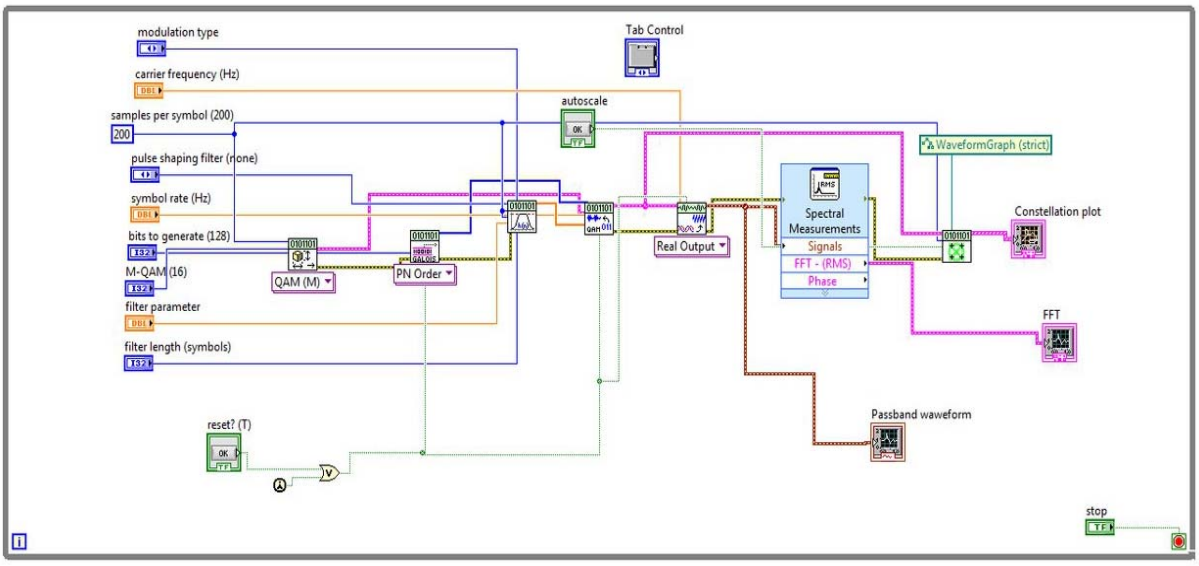


Рис. 1. Блок-диаграмма программы моделирования работы формирующего фильтра

Были проведены исследования фильтров, формирующих огибающие импульсов с характеристиками «приподнятого косинуса» и «корень из приподнятого косинуса». Исследовано влияние скорости передачи символов на ширину спектра сигнала, и проанализированы результаты в частотной области.

На рис. 2 показан спектр модулированного сигнала, полученный без применения формирующих фильтров. Можно отметить высокий уровень и медленное убывание интенсивности боковых лепестков спектра. Простое ограничение спектра вызывает расплывание сигнала во временной области, что способствует возникновению межсимвольной интерференции.

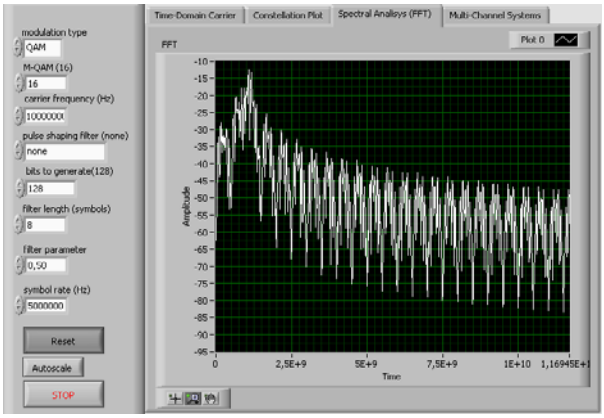


Рис. 2. Спектр сигнала модулированного символами амплитудно-фазовой модуляцией QAM-16 формирующего фильтра

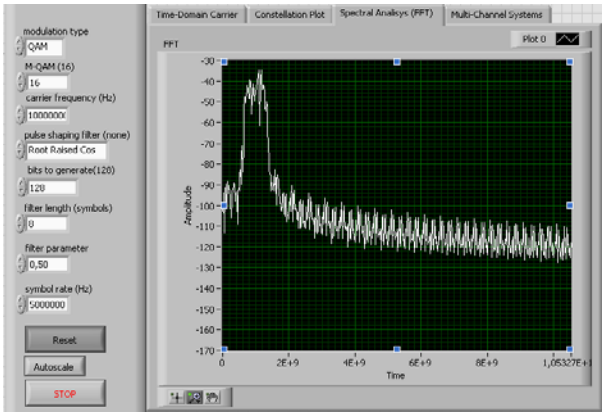


Рис. 3. Спектр сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией QAM-16 на выходе формирующего фильтра с характеристикой «корень из приподнятого косинуса»

Применение фильтров формирователей, удовлетворяющих критериям Найквиста, приводит к значительному подавлению боковых лепестков спектра и не создает условий для возникновения межсимвольной интерференции. На рис. 3 приведена форма спектра на выходе фильтра с характеристикой «корень из приподнятого косинуса». Видно, что боковые лепестки подавлены примерно на 60 дБ. Применение таких фильтров на передающей и приемной стороне канала связи устраняет межсимвольную интерференцию.

Список литературы

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ. / под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ТЕПЛОВИЗИОННОГО КОНТРОЛЯ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

В. Н. Овчарук[1] (научный руководитель), А. А. Жвикова[2]

[1]ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет»
680035, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136
E-mail: ovaler@ya.ru
[2]ФГБОУ ВО «Дальневосточный государственный университет путей сообщения»
680021, г. Хабаровск, ул. Серышева, 47
E-mail: zhvikova2805@mail.ru

Анализируются особенности применения тепловизионного контроля при обслуживании устройств железнодорожной автоматики и телемеханики. Отмечена перспектива тепловых методов контроля для оценки общей работоспособности объектов, а также при поиске и идентификации отдельных дефектов. Разработана и опробована рабочая программа для обработки регистрируемой тепловизионной информации. Приведен алгоритм программы и методика ее применения при контроле устройств автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте.

В настоящее время под неразрушающим контролем (НК) понимается анализ надежности, основных свойств и основных рабочих характеристик всего объекта или определенных его частей (элементов) без выведения объекта из работы и демонтажа оборудования. Это значит, что исследование объекта проводится в условиях эксплуатации, что позволяет понизить материальные и временные затраты и повысить надежность контролируемого объекта. Основные методы НК, которые наиболее часто применяются при контроле электротехнического оборудования, – это магнитный, электрический, вихретоковый, радиоволновой, тепловой, оптический, радиационный, акустический и контроль проникающими веществами.

В данной работе рассматривается тепловой метод контроля, основанный на регистрации тепловых или температурных полей объекта НК с использованием тепловизора [7]. Применение тепловизионного контроля достаточно распространено. Его применяют для решения задач, начиная от диагностики теплоизоляции и заканчивая контролем целостности промышленных объектов и строительных конструкций. В промышленности основной задачей является выявление дефектов на ранней стадиях при обслуживании и тестировании электрооборудования, узлов и агрегатов, коммуникаций и т. д. Такая диагностика позволяет производить поэлементную и общую оценку состояния устройства, не выводя его из эксплуатации. К достоинствам тепловизионного обследования следует отнести достоверность и объективность полученных данных, отсутствие вывода оборудования из рабочего режима, отсутствие специальной подготовки рабочего места или установки датчиков, определение дефектов на ранней стадии развитии.

Тепловизионный контроль в системе железнодорожной автоматики и телемеханики применяются относительно недавно и на определенных устройствах. Требования изложены в технологической инструкции «Измерение температурного режима работы аппаратуры железнодорожной автоматики и телемеханики с помощью тепловизора» и технико-нормировочной карте № ТНК ЦШ 0526-2016 «Установки электропитания. Проверка степени нагрева оборудования силовых электрических цепей» [7]. В этих нормативных документах описаны условия, при которых нужно проводить измерения, пределы температурных измерений оборудования (элемента), места контроля наиболее подверженных нагреву частей и оформление результатов работы.

Целью настоящей работы является автоматизация процесса тепловизионных измерений с целью повышения достоверности и точности при принятии решения. Для того чтобы определить, на какие неисправности стоит обратить особое внимание, ну-

жен факторный анализ устройств. С его помощью можно определить, какие устройства стоит контролировать в первую очередь. На рис. 1 в виде диаграммы представлены результаты факторного анализа, проведенного на Забайкальской железной дороге (г. Белогорск) в период 2013–2015 гг. На приведенных графиках видны устройства автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте, наиболее подверженные неисправностям, и виды неисправностей.

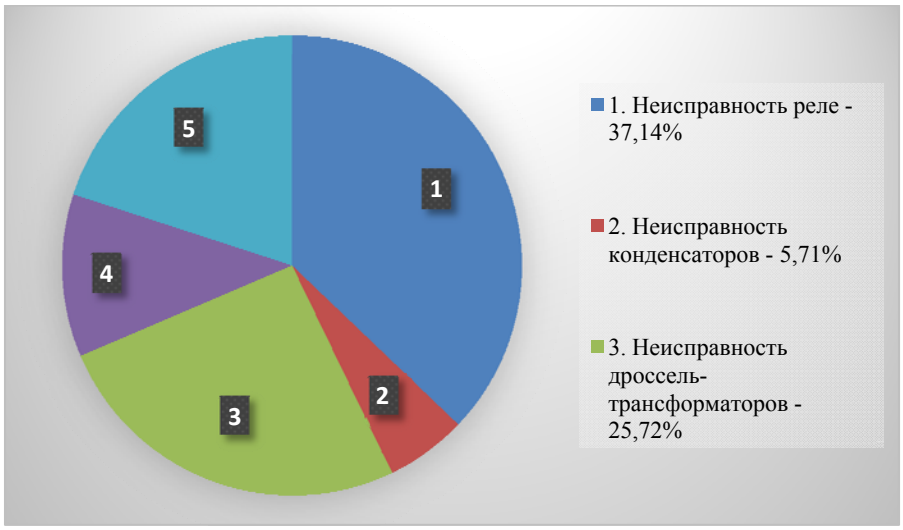


Рис. 1. Диаграмма отказов аппаратуры за 2013–2015 гг.

Ниже перечислены основные виды неисправностей для каждого из устройств:

1. Неисправности конденсатора: снижение емкости; пробой; снижение максимально допустимого напряжения; увеличение внутреннего сопротивления. Для разных моделей конденсаторов диапазон рабочей температуры может простираться от –60 до +85 °С. Или же от –25 до +105 °С. Более конкретно узнать допустимый диапазон температур для конкретного изделия можно из документации на него [2].

2. Неисправности дроссель-трансформатора: обмотка трансформатора или дросселя может быть оборвана. Это означает, что ее выводы не имеют гальванического контакта друг с другом; замыкание обмоток; короткозамкнутые витки; нарушении магнитопровода. Дроссель-трансформатор – прибор, обеспечивающий прохождение тягового тока в обход изолирующего стыка. Для охлаждения основной и дополнительной обмоток в корпус дроссель-трансформатора перед установкой в эксплуатацию заливают трансформаторное масло до уровня контрольного отверстия на корпусе. При протекании постоянного тока силой 1500 А в течение 1,5 часов через каждую секцию основной обмотки с выходом суммарной силы тока 3000 А через средний вывод температура масла не должна превышать температуру окружающего воздуха (25±10) °С более чем на 75 °С [3].

3. Неисправности реле: свариваемость фронтовых контактов, замыкающих наиболее ответственные цепи при включенном состоянии реле; залипание якоря при выключении тока. Применяются реле трех видов: малогабаритные штепсельные реле (НМШ, АНШ, ОМШ, АШ), штепсельные реле (НШ, КШ) и (устаревшие) нештепсельные реле, соединение контактов которых с внешними монтажными проводами осуществляется посредством болтовых соединений (НР, КР и др.). Температура нагрева контактов при этом не должна превышать температуру окружающей среды более чем на +100 °С [2].



а *б*

Рис. 2. *а* – реле электромагнитное нейтральное штепсельное типа НМПШ2-250;
б – реле комбинированное электромагнитное типа КМШ-450

4. Неисправности кодового путевого трансмиттера штепсельного (КПТШ): монтажные провода имеют нарушения изоляционного покрытия; крепление выводов, качество паек. Трансмиттеры кодовые путевые штепсельные (КПТШ) – в этих трансмиттерах установлены однофазные конденсаторные электродвигатели переменного тока напряжением 220 В, червячный редуктор и кодовые шайбы, имеющие выступы и впадины.

5. Элементы дешифраторной ячейки (реле, конденсаторы, резисторы и диоды) скомпонованы в блоки, значит и неисправности будут связаны с этими элементами. Дешифраторная ячейка – устройство числовой кодовой автоматической блокировки для расшифровки (декодирования) кодовых комбинаций, воспринимаемых путевым приёмником рельсовой цепи, прибор управления сигналами светофора.

Теоретически все эти неисправности можно контролировать тепловизором. Согласно инструкции [1] тепловизором контролируется места подключения силовых кабелей, контакты предохранителей номиналом 20 А, клеммные и другие контактные соединения, а также обмотки силового оборудования (контакторов, магнитных пускателей, силовых трансформаторов, автоматических и врубных выключателей, выпрямителей, зарядных устройств, блоков питания, преобразователей напряжения и частоты), проволочные резисторы, оборудование устройств бесперебойного питания, межэлементные соединения аккумуляторных батарей [7].

С целью расширения номенклатуры контролируемых элементов и повышения достоверности контроля была разработана компьютерная программа обработки тепловизионных изображений. Так как автоматизированные системы сбора данных в настоящее время являются общедоступным средством получения экспериментальной информации, что связано, в первую очередь, с широким распространением персональных компьютеров (ПК) [8], то программа была ориентирована на использование стандартного ПК средней производительности. Автоматизация процесса поиска неисправностей, где сбор данных проводится с помощью тепловизора, анализ и оповещение о неисправности может производиться данной программой в режиме реального времени при использовании соответствующих технических средств. В обычном режиме анализ производится в режиме постобработки.

Программа разработана в среде программирования NI LabVIEW 2013, которая получила широкое распространение в промышленности и образовании, при проведении научных исследований, выполнении проектных работ. Этому способствуют ее несомненные преимущества – высокая производительность при разработке программ, называемых виртуальными приборами (ВП), и широкий набор функциональных возможностей языка и среды программирования [9].

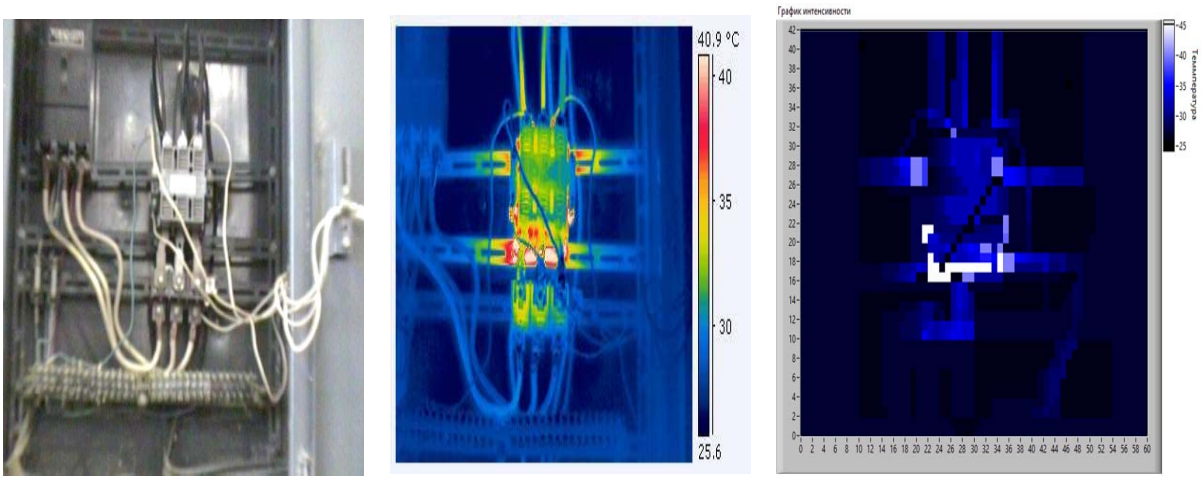
Структурная схема рабочей программы приведена на рис. 3. Данная программа рассчитана на обработку информации, получаемой с тепловизора и автоматического

выявления участков с неисправностями без участия оператора. Данные, получаемые с тепловизора, преобразуются в формат, читаемый программой, затем на основе введенных ранее тепловых параметров производится анализ данных и формируется массив, который в процессе идентификации сравнивает значения каждой точки с заданными тепловыми параметрами. В процессе идентификации выделяются зоны несоответствия. Если есть несоответствие (превышение или понижение температуры) с заданными параметрами, то загорается лампочка и прекращается анализ данных.



Рис. 3. Структурная схема рабочей программы

Целью данной программы является автоматизация процесса поиска неисправности, исходя из вышесказанного, можно сделать вывод, что программа сводит к минимуму участие человека в обработке данных. И также исключает вывод из строя устройств для сбора данных, что является наиболее важной задачей в автоматике и телемеханике на железнодорожном транспорте.



а *б* *в*

Рис. 4. *а* – внешний вид контролируемого устройства; *б* – тепловизионный портрет; *в* – график, отображающей результат обработки

Приведем методику работы с данной программой. Сначала задаются тепловые параметры совокупности элементов данного устройства. Затем с помощью тепловизора согласно технологической инструкции [1] проводится сбор измерительных данных

анализируемого устройства. Данные, полученные с помощью тепловизора, анализируются программой. Если в заданной зоне есть отклонение от нормы, выходящие за критические значения, то загорается сигнальная лампочка. При наличии светового (звукового) сигнала тепловизионное изображение анализируется оператором с целью выявления причины несоответствия.

На рис. 4, *а* показан внешний вид контролируемого устройства, а на рис. 4, *б* – его тепловизионный портрет. На графике, отображающем результат обработки (рис. 4, *в*), наиболее подверженные нагреванию контактные соединения показаны белым цветом, что свидетельствует о превышении установленных критических значений. Это указывает на неисправность, которая требует устранения.

В заключении следует отметить, что применение программы обработки позволяет выявлять участки, где есть несоответствия, намного быстрее и без участия человека. При этом используется простой световой сигнал, указывающий на превышение (понижение) температурных норм. Это намного упрощает работу механика и сокращает время на обработку данных.

Список литературы

1. Технологическая инструкция «Измерение температурного режима работы аппаратуры железнодорожной автоматики и телемеханики с помощью тепловизора» (технологическая карта № 11.1.2.1). Сборник технологических карт. Ч. 1. ПКТБ ЦШ ОАО «РЖД». 2010 г.

2. Сороко В.И. Реле железнодорожной автоматики и телемеханики. М.: НПФ «Планета», 2002. 696 с.

3. Сороко В.И., Милюков В.А. Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики: справочник: в 2 кн. Кн. 1. 3-е изд. М.: НПФ «Планета», 2000. 960 с.

4. Диагностика электрооборудования электрических станций и подстанций: учеб. пособие / А.И. Хальясмаа, С.А. Дмитриев, С.Е. Кокин, Д.А. Глушков. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2015. 64 с.

5. ГОСТ Р 53689-2009. Материалы сварочные. Технические условия поставки присадочных материалов. Вид продукции, размеры, допуски и маркировка. Введ. 2011-01-01. М.: Стандартинформ, 2010.

6. Технико-нормировочной карте № ТНК ЦШ 0526-2016 «Установки электропитания. Проверка степени нагрева оборудования силовых электрических цепей». Разработал: Отделение автоматики и телемеханики ПКБ И. – филиал ОАО РЖД, 2016. 8 с.

7. Овчарук В.Н. Современные средства автоматизации физического эксперимента. Среда программирования LabVIEW 7.0: учеб. пособие. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010. 256 с.

8. Суранов А.Я. LabVIEW 7.0: Справочник по функциям. М.: ДМК Пресс, Прибор Комплект, 2005. 512 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СВЁРТОЧНОГО КОДЕРА

В. А. Зверькова, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Институт высоких технологий ИрНИТУ
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: vera.zverkova@bk.ru

Рассмотрены принципы построения кодов, исправляющих ошибки. Приведены основные характеристики несистематического сверточного кода, применяемого для кодирования беспрерывных бинарных последовательностей. Проведено моделирование работы сверточного кодера средствами электронной моделирующей программы. Получены результаты работы электронной модели сверточного кодера.

Цифровая информация, передаваемая по каналу связи, представляется в виде потока двоичных символов – единиц и нулей. Комбинации из двоичных символов несут информацию о букве, цифре или о значении одного отсчета сигнала. Шумы и помехи, действующие в канале связи, приводят к тому, что некоторые двоичные символы могут быть приняты с ошибкой. Существует множество причин, влияние которых приводит к возникновению ошибок. Среди них можно отметить действие шумов различной природы, индустриальные и атмосферные помехи, помехи, создаваемые передатчиками различных систем передачи информации, многолучевое распространение радиоволн, возникающее из-за отражений от зданий и сооружений и от поверхности земли. Постоянно возрастающие требования к качеству передачи информации по радиоканалу при ухудшении условий приема вынуждают разработчиков применять сложные алгоритмы обработки сигналов как на передающем, так и на приемном конце линии связи.

Ошибки могут быть одиночные и пакетные, действие последних приводит к поражению нескольких идущих подряд двоичных символов информации. Для повышения помехоустойчивости принимаются различные меры, способствующие повышению отношения сигнал/шум: повышение мощности передатчиков, применение антенн с оптимальными параметрами, малошумящие входные каскады приемников. Однако эти методы имеют ограничения, связанные с техническими возможностями их реализации.

В случае передачи цифровых сигналов значительное повышение помехоустойчивости может быть достигнуто путем применения специальных кодов, исправляющих ошибки, и выбором помехоустойчивых методов модуляции. Такие коды называются корректирующими. Передаваемая информация, кодированная помехоустойчивым кодом, подвергаясь анализу в процессе приема, позволяет обнаруживать и исправлять ошибки, приобретаемые сигналом в канале распространения. Основной принцип построения корректирующих кодов заключается в том, что в каждую передаваемую комбинацию, содержащую k информационных двоичных символов, вводится некоторое количество дополнительных символов и их число становится равным n. Рост числа символов приводит к росту числа возможных комбинаций, что при $n > k$ приводит к тому, что комбинации можно разделить на разрешенные и запрещенные.

Для оценки способности кода обнаруживать и исправлять ошибки используется понятие кодового расстояния d, расстояния Хемминга. Величина d показывает, на сколько единичных бит отличается одна кодовая комбинация от другой.

Сверточные коды относятся к одному из классов корректирующих кодов. При сверточном кодировании символы цифрового потока, подлежащего передаче, не разделяются на отдельные блоки, а кодирование производится беспрерывно по мере поступления символов входного потока. Принцип сверточного кодирования заключается в том, что входная беспрерывная последовательность информационных бит преобразуется в выходную беспрерывную последовательность бит, которая получается в результате того, что к каждому биту входной последовательности добавляются один или несколько дополнительных бит.

Сверточные коды находят широкое применение в цифровых системах связи, в системах передачи цифрового телевидения по спутниковым каналам и каналам эфирного телевизионного вещания. В связи с постоянно возрастающими требованиями к повышению достоверности передачи информации, задача исследования принципов кодирования является актуальной задачей.

Целью данной работы является исследование принципа сверточного кодирования и моделирование алгоритма работы сверточного кодера с помощью электронной моделирующей программы.

Сверточные коды относятся к подклассу древовидных кодов, у которых мгновенное состояние кодера и последовательные изменения этого состояния описываются древовидной диаграммой [1]. Если в блоковых кодах передаваемый поток информационных бит разбивается на блоки, содержащие одинаковое количество информационных символов, и каждый блок кодируется независимо от других блоков, то сверточные кодеры имеют дело с непрерывным потоком информации. Поэтому биты на выходе кодера, закодированные биты, зависят от ряда предшествующих им бит входящего потока. В связи с этой зависимостью сверточные кодеры называются устройствами с памятью. Так, набор из n_0 выходных символов кодера зависит как от текущего набора k_0 входных символов, так и от v предыдущих входных символов. Память кодера всегда хранит

$$K = v + k_0$$

входных информационных символов. Параметр K называют длиной кодового ограничения сверточного кода. Кроме кодового ограничения сверточные коды характеризуются скоростью $R = k_0/n_0$ и свободным расстоянием $d_{св}$. Свободное расстояние для сверточных кодов есть некоторый аналог расстояния Хемминга. Сверточные кодеры подразделяются на систематические и несистематические.

В дальнейшем будем рассматривать несистематический сверточный кодер с параметрами $R = 1/2$, $v = 2$ и $K = 3$. Структура несистематического сверточного кодера с такими параметрами представлена на рис. 1, *a*.

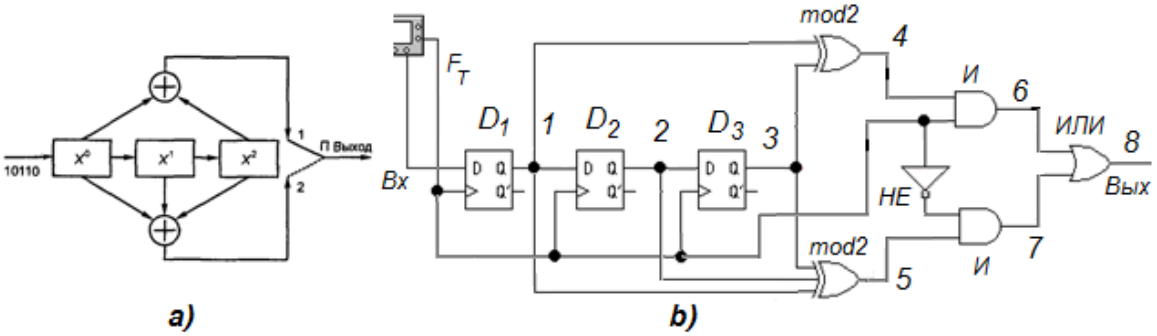


Рис. 1. Сверточный кодер с параметрами $R = 1/2$, $v = 2$ и $K = 3$:
a – структурная схема; *b* – модельная реализация

Структурная схема исследуемого кодера состоит из трехразрядного регистра сдвига, двух сумматоров по модулю два (mod2) и коммутатора, снимающего поочередно напряжение с выходов 1, 2 сумматоров для образования выходной последовательности сверточного кодера. На вход первого каскада регистра поступает входная последовательность двоичных символов. Начальное состояние регистра – все нули. С каждым последующим тактом биты в ячейках регистра сдвигаются на шаг вправо, причем очередной бит входной последовательности записывается в первую слева ячейку, а бит из крайней справа ячейки выбрасывается. Выходы разрядов регистра подключены к двум сумматорам mod2.

Связь между ячейками регистра сдвига и сумматором описывается порождающими многочленами. Для верхнего сумматора, выход которого обозначен цифрой 1 на рис. 1, *а*, порождающий многочлен имеет вид $G_1(X) = 1 + X^2$, для нижнего сумматора, выход 2, – $G_2(X) = 1 + X + X^2$.

Коммутатор работает таким образом, что за время тактового интервала производится опрос выходов обоих сумматоров. В первой половине тактового интервала передается на выход состояние верхнего сумматора, а во второй половине этого же такта – состояние нижнего сумматора. Таким образом, на каждый бит входной последовательности формируется два бита выходной последовательности, т. е. относительная скорость этого кодера $R = ½$.

Моделирование несистематического сверточного кодера проведено с помощью электронной моделирующей программы Electronics Workbench. Схема кодера с параметрами $R = 1/2$, $v = 2$ и $K = 3$ представлена на рис. 1, *b*.

Моделируемый сверточный кодер содержит регистр сдвига $D_1 – D_3$, два сумматора по модулю 2, верхний, имеющий два входа и трехвходовой нижний сумматор, и коммутатор. Коммутатор состоит из двух схем совпадения И, инвертора и схемы ИЛИ. Трехразрядный регистр сдвига выполнен на D-триггерах. В качестве источника сигнала и генератора тактовой частоты используется Генератор слова.

Входная последовательность импульсов подается на D-вход первого триггера регистра, кодированная последовательность снимается с выхода схемы ИЛИ.

Результаты моделирования показаны на рис. 2 в виде осциллограмм напряжений, получаемых в точках схемы, обозначенных соответствующими цифрами.

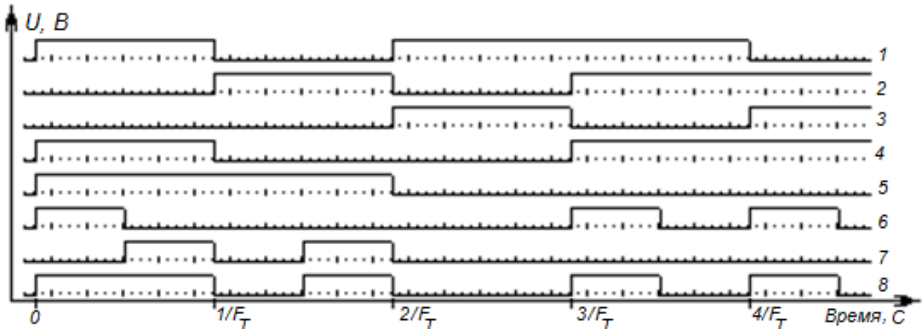


Рис. 2. Осциллограммы в точках 1–8 моделируемой схемы

На рис. 2, строка 1, показана осциллограмма напряжения на выходе первой ячейки регистра сдвига, отображающая цифровую комбинацию 1 0 1 1 0, поступающую на вход кодера от источника сигнала. Выходной сигнал кодера приведен на строке 8, на которой отображается цифровая последовательность, содержащая удвоенное количество информационных символов 1 1 0 1 0 0 1 0 1 0. Поскольку длительность бит выходной последовательности в два раза короче входных бит, скорость передачи бит выходной последовательности в два раза выше. Повышение скорости передачи символов при сверточном кодировании, при неизменной мощности передатчика, увеличивает вероятность ошибки приема символа. Однако введенная в сигнал контролируемая избыточность позволяет исправлять ошибки и получить улучшение характеристик системы.

Список литературы

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ ДВУХТОНАЛЬНОЙ МНОГОЧАСТОТНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ В ТРАФИКЕ IP-СЕТИ

А. Н. Волков, А. В. Королев, М. В. Стремоухов,
И. В. Хлопенко, К. А. Батенков (научный руководитель)

Академия ФСО России
302020, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: i.hlopenko@yandex.ru

The high intensity of the development of communication technologies allows violators to remotely access the switching equipment using DTMF signals. To protect against destructive information effects, certain detection and filtering methods are used, namely Neumann-Pearson detection and stochastic filtering. Using these methods can protect against destructive effects without the need for a disconnection.

Высокая интенсивность развития инфокоммуникационных технологий открывает новые горизонты для роста числа предоставляемых услуг и качества связи. В то же время данные возможности открывают нарушителям новые методы по осуществлению дистанционного доступа к коммутационному оборудованию.

В связи с этим при совершенствовании сетей связи необходимо учитывать две противоречащие друг другу особенности. 1) Необходимо обеспечить защиту оборудования от разрушающих информационных воздействий путем их обнаружения и фильтрации. 2) Обеспечение высокого качества обслуживания абонентов.

Специфика сетей связи специального назначения предполагает преимущественное использование речевого трафика. Поэтому необходимо учитывать проблемы, связанные с возможностью дистанционного управления коммутационным оборудованием сигналами двухтональной многочастотной сигнализации (DTMF).

Решение данной проблемы осложняется следующими факторами: сравнительно малые интервалы анализа голосовых сообщений и стохастический характер как передаваемой речи, так и сигналов сигнализации.

В связи с этим предлагается детектировать сигналы двухтональной многочастотной сигнализации по критерию Неймана-Пирсона, что предусматривает последующее применение стохастической фильтрации для обеспечения защиты от разрушающих воздействий без необходимости принудительного разрыва соединения.

Современные требования к речевым сообщениям предполагают их передачу в цифровой форме. Один из самых часто применяемых методов – это использование импульсно-кодовой модуляции. При этом основной недостаток импульсно-кодовой модуляции заключается в том, что частота дискретизации выбирается несогласованной с частотой сигналов двухтональной многочастотной сигнализации, что приводит к известному эффекту растекания спектра (рис. 1). Другим немаловажным фактором, влияющим на обнаружение сигналов сигнализации, служит прогнозирование момента появления этих сигналов из-за невозможности предсказания поведения пользователя. Возникает эффект неопределенности начальной фазы сигнала сигнализации, что приводит к дополнительным случайным отклонениям спектральных составляющих (рис. 2).

При создании детектора сигналов двухтональной многочастотной сигнализации следует учитывать стохастический характер как речевого сигнала, так и сигнализации. При этом основными факторами, влияющими на свойства сигналов сигнализации, оказываются непосредственно сама импульсно-кодовая модуляция и непредсказуемость поведения абонентов. Так, абсолютная точность прогнозирования моментов появления сигналов двухтональной многочастотной сигнализации, а также оцифровка сигналов на бесконечной частоте предусматривает рассмотрение сигналов сигнализации как детер-

минированных (рис. 3). Неопределенность фазы приводит к размытию спектральной составляющей (рис. 4). С другой стороны, несогласованность частоты дискретизации ИКМ с сигналами двухтональной многочастотной сигнализации требует рассмотрения не одномерного, а многомерного распределения этого сигнала (рис. 5). В результате сигналы двухтональной многочастотной сигнализации целесообразно интерпретировать как многомерную случайную величину, каждая составляющая которой представляет собой амплитуду частотной компоненты (рис. 6).

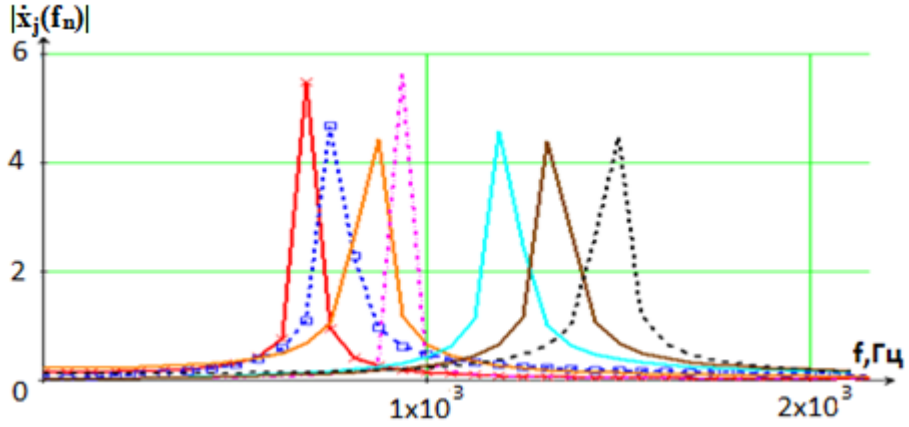


Рис. 1. Растекание спектра сигналов DTMF из-за несогласованности с частотой дискретизации

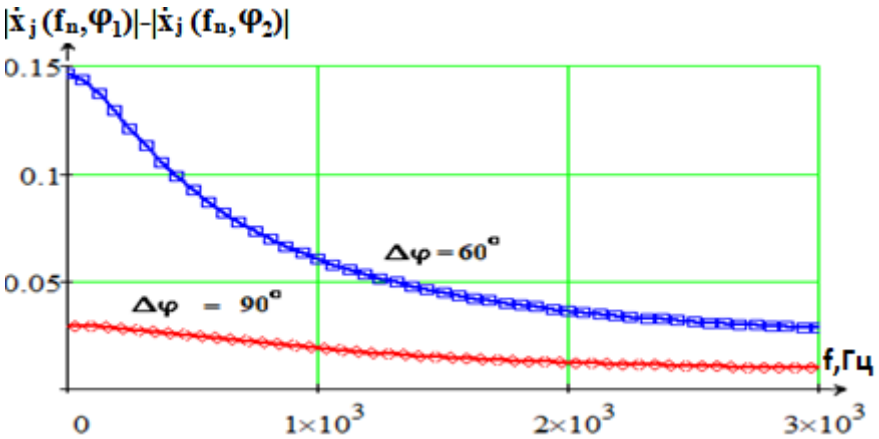


Рис. 2. Растекание спектра сигналов DTMF из-за неизвестности начальной фазы

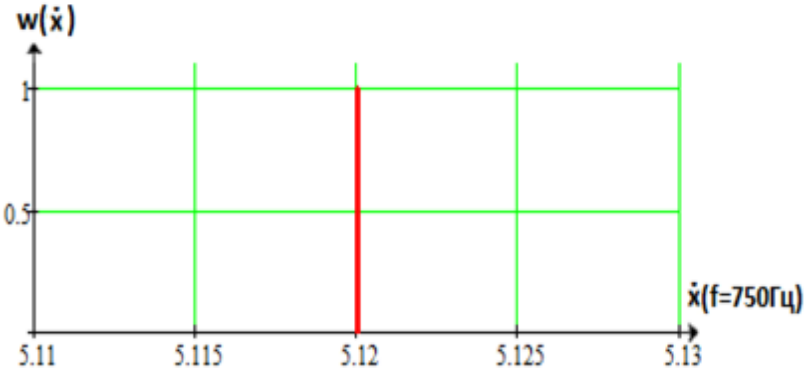


Рис. 3. Сигнал DTMF без использования ИКМ

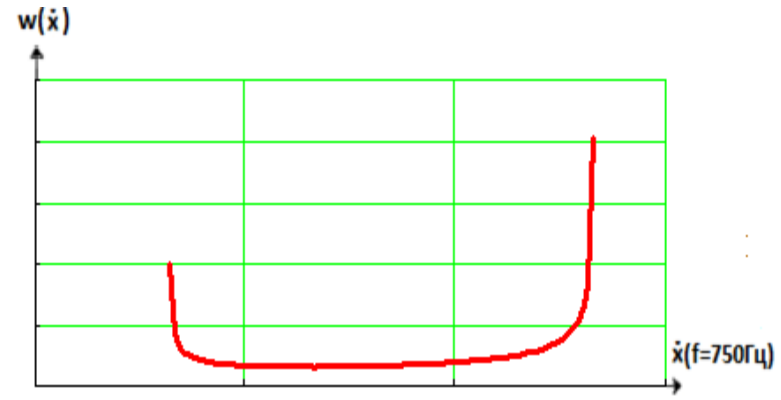


Рис. 4. Сигнал DTMF с неопределенной фазой

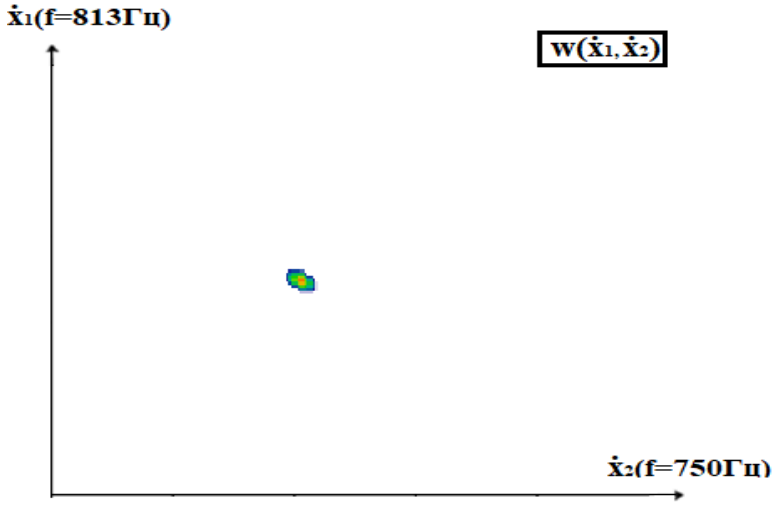


Рис. 5. Сигнал DTMF с использованием ИКМ

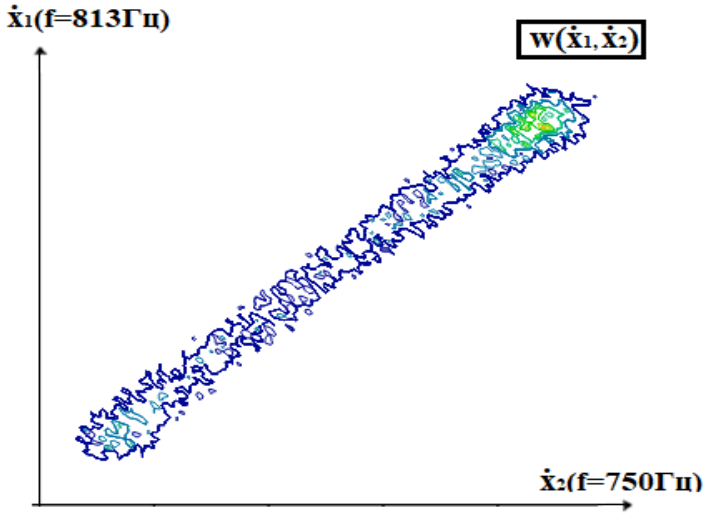


Рис. 6. Сигнал DTMF с неопределенной фазой + ИКМ

Первой задачей предотвращения воздействий с помощью команд управления, является задача обнаружения сигналов двухтональной многочастотной сигнализации. Она предполагает рассмотрение двух гипотез: 1) наличие сигналов двухтональной мно-

гочастотной сигнализации (H1); 2) отсутствие сигналов двухтональной многочастотной сигнализации (H0). Особенностью постановки данной задачи является не гауссов характер наблюдаемого вектора амплитуд спектральных составляющих в случае присутствия сигналов двухтональной многочастотной сигнализации. Он вызван, как упоминалось ранее, эффектами импульсно-кодовой модуляции. Классическое решение подобной задачи обнаружения подразумевает рассмотрение одномерной функции правдоподобия (рис. 7). При этом фиксация вероятности обнаружения (P_d) влечет за собой прямое вычисление порога принятия решения и конкретную, всего одну, вероятность ложной тревоги (P_f). Несогласованность частоты дискретизации с частотой сигналов двухтональной многочастотной сигнализации требует анализа многомерной функции правдоподобия. При этом задание требований к вероятности обнаружения не приводит к односложному вычислению вероятности ложной тревоги. В результате в многомерном случае критерий Неймана-Пирсона потребует решения вспомогательной оптимизационной задачи по поиску оптимального решающего правила в многомерном пространстве. При этом подобные правила в большинстве случаев по характеристикам качества будут выигрывать у порога принятия решения.

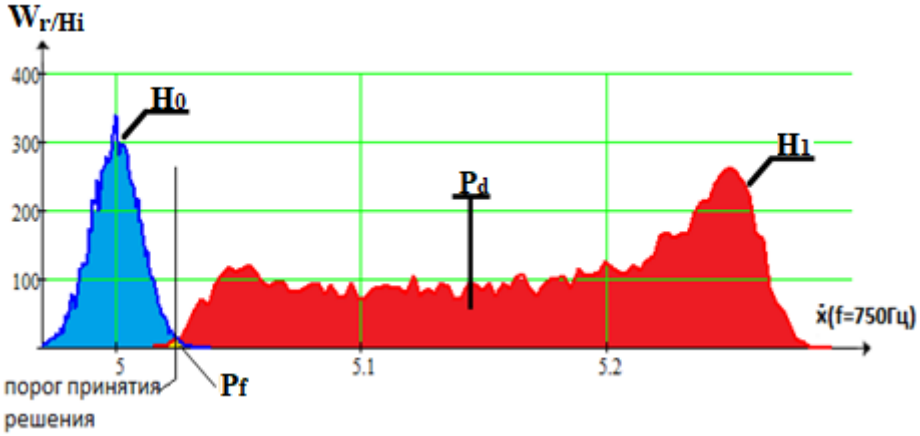


Рис. 7. Обнаружение сигналов DTMF

Таким образом, к основным предполагаемым результатам исследований можно привести следующее: анализ свойств ИКМ сигнала двухтональной многочастотной сигнализации показал наличие двух существенных эффектов, влияющих на качество детектирования сигнала, – это эффект растекания спектра и неопределенность начальной фазы сигнала.

В связи с этим решение задачи обнаружения существенно отличается от задач классического типа. Функции правдоподобия обеих гипотез приходится рассматривать как многомерные плотности. Последующее решение задачи фильтрации сигналов двухтональной многочастотной сигнализации также потребует учета этих факторов. В связи с этим само устройство фильтрации должно использовать многомерные вероятностные характеристики.

СИНХРОНИЗАЦИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ МЕЖДУ ПЛАТАМИ АЦП НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

А. А. Абдулхаков, А. Н. Верещагин, В. Б. Новиков, М. М. Валиханов

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

Рассмотрен метод синхронизации высокоскоростных цифровых последовательных интерфейсов между большим количеством блоков АЦП и блоком цифровой обработки навигационного приемника с фазированной антенной решеткой.

В связи с современными требованиями для систем с цифровой обработкой сигналов (ЦОС) требуется всё большее количество каналов АЦП с высокой частотой дискретизации [1]. Примером такой системы может быть приемник навигационного спутникового сигнала с использованием фазированной антенной решетки (далее ФАР). Количество АЦП напрямую зависит от размера ФАР. В связи с большим количеством АЦП интерфейс передачи данных строится на высокоскоростном последовательном интерфейсе. При высоких частотах передачи существует проблема синхронного приема данных с нескольких АЦП в блок цифровой обработки (блок ЦОС). Оценка качества синхронизации приема цифровых данных определяется количеством неправильно принятых данных.

Источники рассинхронизации:

трассировка при разводе прошивки ПЛИС;

задержки между дорожками на плате от АЦП до устройства с блоком ЦОС.

Устранить вышеописанные типы рассинхронизации возможно следующими способами:

увеличив количество слоев разрабатываемой платы для выравнивая длин дорожек;

выравнивание задержек входных линий внутри устройства с блоком ЦОС.

В данной статье был исследован второй путь – выравнивания задержек. В исследуемом АЦП применялся трехпроводной интерфейс (тактовая данных, данные, кадр) с пропускной частотой данных 768 МГц. В качестве устройства с блоком ЦОС выступает ПЛИС, которая управляется процессором CPC304. На каждом цифровом входе ПЛИС физически имеется элемент задержки, который позволяет устанавливать задержку входного сигнала с шагом 200 пс, количество шагов перестройки – 32 итого 6,4 нс, что в большинстве случаев достаточно для выравнивания всех задержек.

В современных АЦП присутствует режим калибровки задержек, который позволяет вместо оцифрованного сигнала посылать по упомянутому интерфейсу контрольное слово (101010101010). По совпадению с контрольным словом в приемнике происходит калибровка. Процессор CPC304 управляет каждым элементом задержки в ПЛИС.

В ходе исследования был разработан алгоритм поиска средних задержек для всех каналов АЦП.

На рис. 2 изображено: ДОП – диаграммообразующая ПЛИС; НП – навигационная ПЛИС; i_1, q_1 – *i*-я и *q*-я компоненты сигнала в 1-м канале; frame – кадр; clk-384 – тактовая частота.

Алгоритм представляет собой перебор всех значений задержки линии кадра, линии тактовой, линии данных. Результат изменения задержки записывается в трехмерный массив. Далее, применив алгоритмы поиска максимумов в данном массиве, выбирается середина между максимумами по каждой линии, для того чтобы увеличить устойчивость приема данных при изменении температуры.

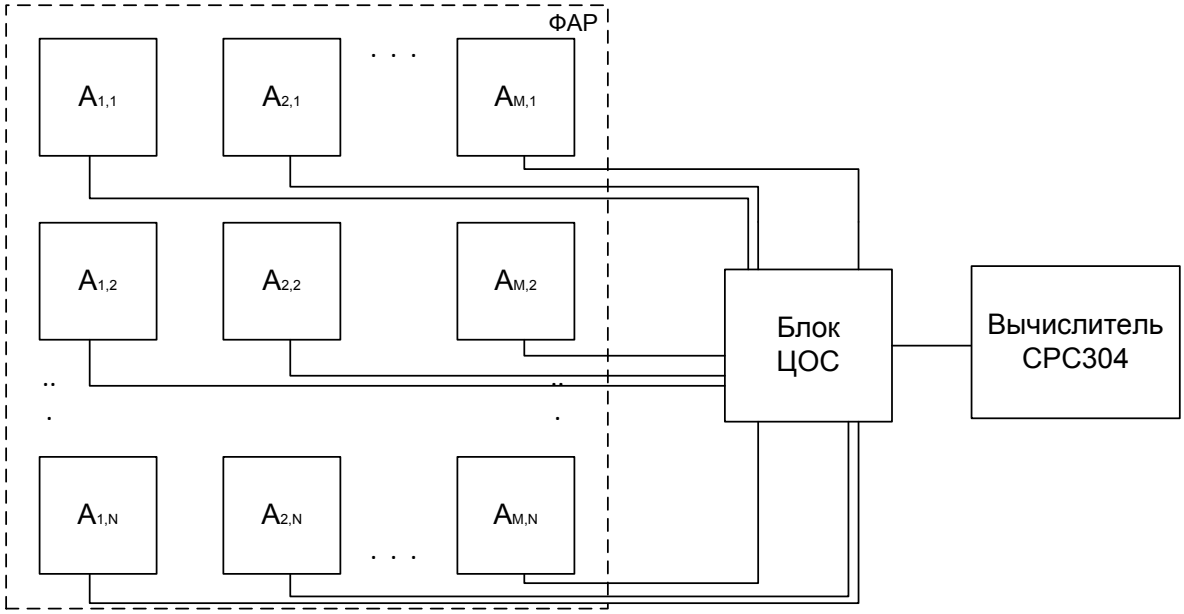


Рис. 1. Структурная схема ФАР

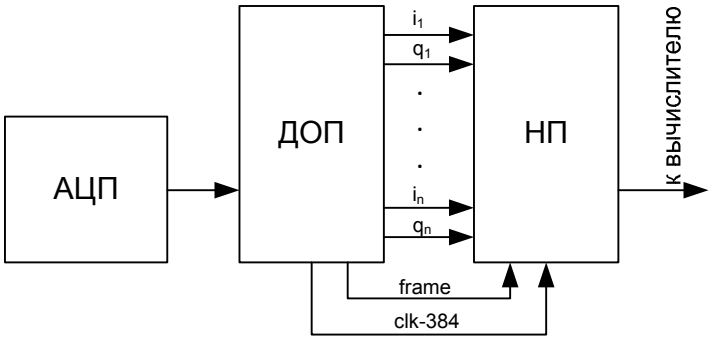


Рис. 2. Структурная схема линий задержек

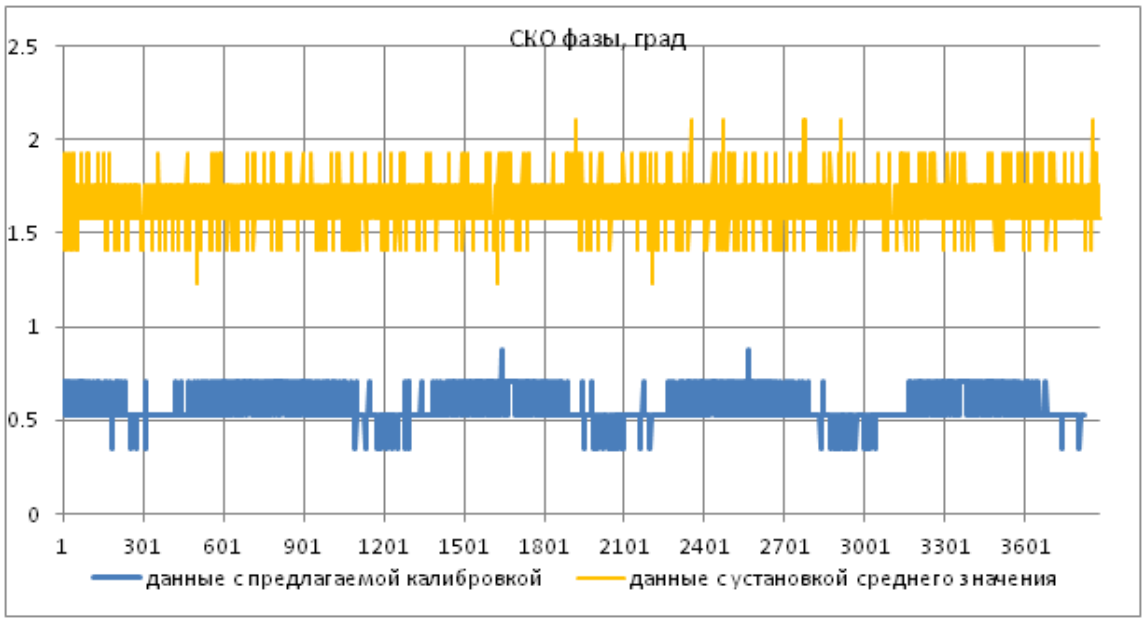


Рис. 3

На рис. 3 представлены данные, полученные для сигнала при использовании предлагаемой калибровки, и *данные с установкой среднего значения задержек синхронизации* на примере АЦП для сигналов диапазона частот L1 ГЛОНАСС [2].

Из рис. 3 видно, что данные, полученные без использования калибровочной таблицы, имеют менее стабильный примем сигнала, что выражается в более высокой секундной СКО фазы.

Функционирование ФАР без использования калибровки задержек может привести к значительному уменьшению устойчивости приема сигнала или невозможности функционирования в результате рассогласования получения данных со всех АЦП.

Список литературы

1. Эд Колер (Ed Kohler), Марк Райвз (Mark Rives) и Дэйв Карр (Dave Carr) АЦП с большой частотой опроса, высоким разрешением и низкой мощностью // Электронные компоненты. 2011. № 6. С. 56–60.

2. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Редакция 5.0. М.: КНИЦ ВКС, 2002.

ПРИМЕНЕНИЕ БЫСТРЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Т. В. Васеева, Е. А. Альтман, А. Г. Малютин

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Омский государственный университет путей сообщения» ОмГУПС (ОмИИТ)
644046, г. Омск, пр. Маркса, 35
E-mail: tvvaseeva@gmail.com

При обработке изображений одной из наиболее часто применяемых операций является фильтрация. Математически фильтрация описывается в виде двумерной свертки изображения с некоторым ядром, определяющим характеристики фильтра. Для эффективного вычисления одно и двумерных сверток было предложено несколько быстрых алгоритмов, сокращающих количество требуемых операций. В работе рассматриваются различные типы цифровых фильтров изображений и анализируются возможности их вычисления с помощью известных быстрых алгоритмов для вычисления свертки.

В современных технических устройствах широко применяются различные методы по получению, преобразованию, передаче и извлечению информации из различных изображений. Одной из основных операций в обработке изображений и сигналов является фильтрация [1]. Фильтрация используется как для снижения уровня шумов в изображении, так и для выявления содержащейся в них полезной информации, а также при различных преобразованиях изображений.

Фильтром называют устройство, выполняющее фильтрацию. Эффект, который накладывает фильтр на изображение, зависит от его коэффициентов. Все виды фильтров можно разделить на классы: частотные линейные, нелинейные, комбинированные, гибридные и адаптивные. Линейные фильтры имеют простое математическое описание. Фильтрация производится с помощью дискретной свертки, в ходе обработки используется небольшой прямоугольный или квадратный участок, на котором определяется функция. Размер данного участка называют апертурой фильтра, а заданную функцию – весовой. Апертуру совместно с заданной функцией называют маской изображения или ядром фильтра [2].

В статье рассматриваются быстрые алгоритмы для выполнения операции фильтрации изображений. Быстрые алгоритмы позволяют увеличить производительность работы фильтрации за счет использования меньшего числа операций для достижения конечного результата.

Выбор быстрого алгоритма фильтрации определяется прикладной задачей. Существуют несколько видов фильтров: шума, низких частот, морфологические, медианные, blur/sharp и другие. Рассмотрим некоторые из них.

Фундаментальной проблемой в области обработки изображений является удаление шума. Изображение – это двумерный или векторный сигнал, содержащий огромное количество информации. Цифровой шум – это мелкие детали на изображении (частицы), которые выглядят как светлые, темные или цветные точки. Причины зашумленных изображений различны: искажения, качество аппаратуры, неравномерная прозрачность воздушного слоя, пыль и другие причины. Сложность решения данной проблемы зависит от характера шумов.

В цифровой обработке сигналов широко используются методы линейной фильтрации изображений (сглаживающие или усредняющие). В случае комбинированного шума можно применять линейные и нелинейные фильтры или использовать гибридные фильтры [3].

Применение медианных фильтров эффективно для некоторых видов шума и периодических помех без одновременного искажения сигнала. Медианные фильтры

удобны для борьбы с импульсным (точечным) шумом. Медианные фильтры сохраняют контуры изображения. Основные недостатки медианных фильтров заключаются в подавлении гауссова шума и появлении размытых контуров деталей. Для устранения этих недостатков используют метод ранговой статистики – рекурсивный ранжирующий фильтр. Для некоторых операций целесообразно использовать нелинейные фильтры, например, импульсный шум лучше удаляется нелинейным фильтром на основе ранговой статистики, при этом сохраняются перепады в изображении [5].

В статье [4] рассмотрен высокопроизводительный метод анализа и морфологической обработки изображений. Математическая морфология – инструмент для выделения и анализа на изображении графических элементов с известной геометрической структурой. Базовое описание термина было дано в теории множеств. Предполагается, что любой объект на изображении можно представить в виде множества в двумерном пространстве. Морфологические методы применяются в основном для работы с двоичными (черно-белыми) изображениями. Входными данными для аппарата математической морфологии являются два изображения (обрабатываемое и специальное). Специальное изображение называют примитивом (primitive) или структурным элементом (structure elements). Структурный элемент описывает область с некоторой формой, которую можно представить в виде бинарного изображения заданного размера. Результаты метода морфологической обработки зависят от размера структурного элемента (3×3, 4×4, 5×5 пикселов) и конфигурации исходного элемента. Основные операции математической морфологии:

– дилатация или расширение (dilation), увеличивает область изображения, устраняет разрывы линий на изображении путем их перекрытия;

– эрозия (erosion), уменьшает область изображения, исключает из изображения несуществующие по размеру детали;

– размыкание (opening), помогает избавиться от маленьких фрагментов, которые выступают наружу области за ее границы;

– замыкание (closing), позволяет сомкнуть внутреннее отверстие области и устранить заливы вдоль границы области.

Обработка изображения методом blur/sharp (размытие/резкость) делает его контрастнее и приятнее для восприятия. Основной принцип метода заключается в том, что фильтр Gaussian blur размывает поверхность и сглаживает неровности краев изображения. Фильтр Unsharp mask позволяет выделить границы, края и линии на объекте. Алгоритм Sharp позволяет восстановить мелкие детали изображения, если детали были потеряны из-за естественного размытия изображения с объектива камеры или качество изображения низкое. При наложении размытого слоя на слой повышенной четкости, происходит размытие поверхности, уменьшение дефектов на поверхности изображения. Одновременно увеличивается резкость в гранях, углах и линиях.

Из всего разнообразия цифровых фильтров существенно сократить количество операций без изменения конечного результата можно лишь для линейных фильтров, в которых используется математическая операция двумерной свертки [6]. Классификация методов быстрых вычислений двумерных корреляций и сверток приведена ниже (рис. 1).

При цифровой обработке сигналов часто применяют две схожие операции: свертка (convolution) и корреляция (correlation).

Для уменьшения количества вычислительных операций для задач фильтрации изображения (двумерной свертки) рассмотрим три варианта вычисления:

– вычисление по формуле двумерной свертки;

– использование двумерных сверток меньших размеров [7];

– использование быстрых алгоритмов одномерной свертки для вычисления двумерной свертки [8].

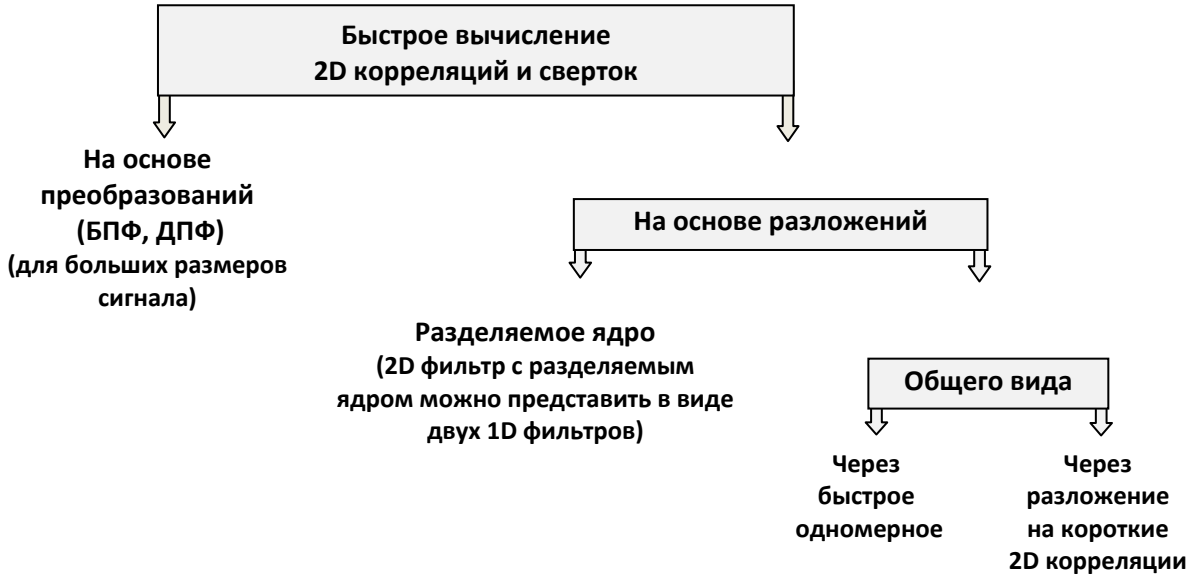


Рис. 1. Классификация методов быстрых вычислений двумерных корреляций и сверток

Сразу отметим, что наиболее известный способ быстрого вычисления корреляции с использованием быстрого преобразования Фурье плохо подходит для рассматриваемой задачи. При использовании БПФ для вычисления свертки или корреляции требуется предварительное выполнение дополнительных операций, переводящих вычисление свертки или корреляции в частотную область. При больших размерах обрабатываемых сигналов эти дополнительные расходы незначительны, однако, даже если один из сигналов имеет малое число отсчетов (единицы или десятки), дополнительные расходы делают весь метод неэффективным [9]. В нашем случае, апертура цифрового фильтра для всех рассмотренных выше примеров будет небольшой.

Анализируя приведенные выше примеры цифровых фильтров нужно отметить, что часть из них использует так называемое разделимое ядро. Разделимое ядро цифрового фильтра позволяет разделить операцию двумерной свертки на две последовательно выполняемые операции одномерной свертки. Очевидно, такое преобразование операции фильтрации позволяет значительно сократить число требуемых арифметических операций. Разделимое ядро является самым эффективным способом построения быстрого алгоритма вычисления свертки, поэтому разработчики фильтров стремятся использовать именно такие ядра.

После разделения к полученным одномерным фильтрам могут быть применены методы снижения числа операций, используемые для одномерных фильтров сигналов. Хотя, с учетом малой длины фильтра, выигрыш в этом случае не так велик, как при разделении ядра. В то же время немалое число полезных фильтров для изображений используют ядра общего вида, поэтому задача построения быстрых алгоритмов для двумерных сверток вида остается весьма актуальной.

В работе [9] приведен обзор быстрых алгоритмов для вычисления коротких двумерных корреляций. Учитывая полную аналогию между операциями свертки и корреляции, мы можем перенести полученные в этой статье результаты на быстрые алгоритмы для коротких двумерных сверток. Можно сделать вывод, что быстрые алгоритмы

коротких сверток позволяют улучшить быстродействие операции фильтрации изображения на десятки процентов. Такой выигрыш хотя и не позволяет вывести методы обработки изображений на качественно новый уровень, но вместе с тем значимо улучшает параметры устройств, использующих эти алгоритмы. В некоторых случаях при реализации фильтров с разделимым ядром количество требуемых операций может быть сокращено в несколько раз.

Например, как показано в [9], быстрые алгоритмы вычисления двумерной свертки имеет смысл применять, начиная с размера ядра, равного 4 × 4. Практически применяются ядра нечетных размеров. Сокращение числа требуемых операций при применении разложения при ядре 5 × 5 составляет 16 %, 7 × 7 – 27 %, 9 × 9 – 31 %. Ввиду сложности алгоритма разложения на свертки меньших размеров при практической реализации следует ожидать уменьшение выигрыша в быстродействии. Тем не менее следует сделать вывод, что быстрые алгоритмы вычисления двумерной свертки имеют практическую ценность для вычисления коротких сверток для ядер, начиная с размера 5 × 5.

Использование общих подходов к построению быстрых алгоритмов в целом применимо для построения быстрых фильтров изображений. Вместе с тем при выборе алгоритмов и их параметров для программной или аппаратной реализации требуется учитывать особенности двумерных фильтров изображений, прежде всего, небольшой размер ядра.

Список литературы

1. Gonzalez R.C., Woods R.E. Digital image processing. New York, NY, Pearson, 2007 (Russ. ed.: Gonsales R., Vuds R. Tsifrovaya obrabotka izobrazhenii. 3rd ed. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2012. 1104 p.).

2. Бондина Н.Н., Калмычков А.С., Кривенцов В.Э. Сравнительный анализ алгоритмов фильтрации медицинских изображений // Вестник Нац. техн. ун-та «ХПИ»: сб. науч. тр. Темат. вып.: Информатика и моделирование. Харьков: НТУ «ХПИ», 2012. № 38. С. 14–25.

3. Высокопроизводительный метод анализа и морфологической обработки изображений / М.С. Рябых, Е.С. Сойникова, Д.С. Батищев, В.Г. Синюк, В.М. Михелев // Научный результат. Информационные технологии. 2016. Т. 1. № 3.

4. Yoshizawa S. and Yokota H. Fast L1 Gaussian convolution via domain splitting // in Proc. of IEEE International Conference on Image Processing (ICIP). IEEE, 2014. P. 2908–2912.

5. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С. Грузман, В.С. Киричук, В.П. Косых, Г.И. Перетягин, А.А. Спектор. Новосибисрк: Изд-во НГТУ, 2000. 168 с.

6. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989. 448 с.

7. Naito Y., Miyazaki T., Kuroda I. A fast full-search motion estimation method for programmable processors with a multiply-accumulator // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1996. Vol. 6. P. 3221–3224.

8. Mou Z.J., Duhame P. Fast FIR filtering: algorithms and implementations // Signal Processing. 1987. Vo1. 13. N 4. P. 377–384.

9. Альтман Е.А., Захаренко Е.И. Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции для видеообработки // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 2 (36). С. 119–124.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРИЁМА ВИБРОСИГНАЛОВ НА БАЗЕ ПЛАТФОРМЫ ARDUINO

В. М. Марукян, В. А. Фаерман

Томский политехнический университет
634050, г. Томск, пр. Ленина, 30
E-mail: vmm3@tpu.ru

Описывается разработка устройства для приёма виброакустических сигналов на базе микропроцессорной платформы Arduino Mega. Представлены его структура и состав, а также описано функциональное назначение. Показаны результаты апробации устройства. В заключении обсуждаются перспективы развития решения.

Введение

В современных условиях эффективное производство и эксплуатация технических систем и отдельных объектов невозможна без применения средств неразрушающего контроля. Важным классом таких средств являются устройства виброакустического контроля и диагностики [1].

Принцип виброакустической диагностики состоит в приёме вибрационных или акустических сигналов, излучаемых объектом контроля в процессе работы. При этом некоторые особенности принимаемых сигналов несут информацию о техническом состоянии объекта [1] и могут быть определены в ходе анализа сигналов. Следует отметить, что чаще всего при решении данной задачи производится анализ цифровых сигналов.

Реализация устройств виброакустического контроля предполагает как организацию каналов измерения акустических или вибросигналов, так и обеспечение возможности их цифровой обработки. Необходимо отметить, что в ряде случаев последняя задача требует существенных вычислительных мощностей и, следовательно, применения специальных вычислительных средств [2].

В данной работе предлагается вариант реализации простого устройства для приёма сигналов вибрации и их последующей передачи на персональный компьютер для дальнейшей обработки средствами специального программного обеспечения и математических пакетов.

Описание аппаратного решения

В качестве целевой платформы для реализации устройства была выбрана плата (отладочный комплекс с установленным микропроцессором) Arduino. Выбор обусловлен, прежде всего, широкой доступностью подобных плат и модулей расширения к ним, а также достаточными для решения задач приёма, хранения, передачи сигналов ресурсами. Таким образом, в реализации опытного образца устройства использованы следующие компоненты:

- микроконтроллерная плата;
- модуль расширения для звукозаписи;
- датчики вибрации;
- согласующее устройство;
- соединительные провода.

Микроконтроллер построен на базе микропроцессора ATmega2560. На плате представлено 54 цифровых входа/выхода, в числе которых 15 для вывода широтно-импульсных модулированных управляющих сигналов, 16 аналоговых входов, вход для кварцевого генератора синхроимпульсов, разъем для подключения программатора, разъем USB, силовой разъем для подключения питания и кнопка перезагрузки [3].

Для обеспечения возможности синхронной записи сигналов по двум каналам используется модуль расширения Music Shield на базе чипа VS1053b. Функциональное назначение модуля – запись и воспроизведение звуковых файлов в форматах MP3, WAV, MIDI, Ogg Vorbis. При проигрывании файлы считываются с microSD флеш-карты, устанавливаемой в соответствующий слот на плате [4].

Схема подключения микроконтроллера Arduino Mega и модуля MP3 Music Shield представлена на рис. 1. В табл. 1 представлены основные характеристики устройства на базе Arduino Mega с модулем расширения [3, 4]. Для ввода сигналов предусмотрен разъём mini-jack (3,5 мм).

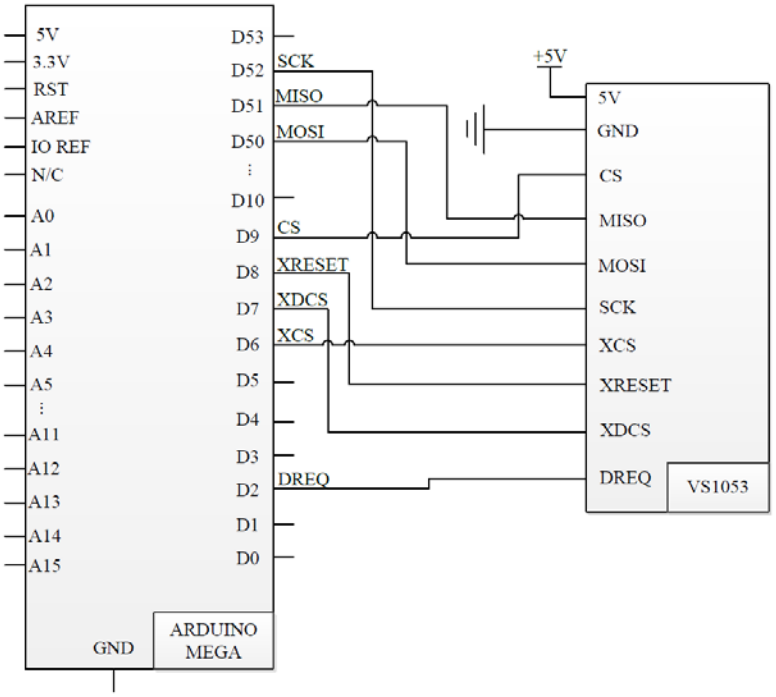


Рис. 1. Схема подключения микроконтроллера Arduino Mega с модулем MP3 Music Shield

Таблица 1

Основные характеристики контроллера Arduino Mega

Микроконтроллер	ATmega2560
Рабочее напряжение, В	5
Входное напряжение (предельное), В	6–20
Постоянный ток через вход/выход, мА	40
Постоянный ток для вывода 3,3 В, мА	50
Flash-память, Кб	256
ОЗУ, Кб	8
EEPROM, Кб	4
Тактовая частота, МГц	16
Частота дискретизации, КГц	8…48
Количество бит на отсчёт сигнала, бит	16
Максимальный коэффициент усиления	в 64 раза

Подключение вибропреобразователей

В качестве первичных преобразователей сигналов вибрации используются пьезоэлектрические виброакселерометры российского производства ДН-4-М1. Преимуществами данного типа датчиков является широкий рабочий диапазон частот и невысокий

относительный коэффициент поперечного преобразования, что обеспечивает удовлетворительное качество в нижней части слышимого диапазона. Последнего достаточно для решения широкого класса задач вибрационного контроля, в том числе диагностики двигателей внутреннего сгорания [5] и определения положения трубопроводных утечек [6]. Основные характеристики [7] датчиков ДН-4-М1 сведены в табл. 2.

Таблица 2

Основные характеристики преобразователей ДН-4-М1

Наименование характеристики	Значение
Рабочий диапазон частот, Гц	до 12600
Действительное значение коэффициента преобразования вибропреобразователя на частоте 160 Гц, мВ·с^2·м$^{-1}$	1 ± 0,06
Относительный коэффициент поперечного преобразования, %	4
Средний срок службы, не менее, лет	10
Габаритные размеры, мм	20x20x14
Масса, не более, кг	0,013
Рабочий диапазон температур, °С	-30...+70
Способ монтажа	магнитный прижим

Стоит отметить, что недостатком ДН-4-М1 является низкое значение коэффициента преобразования, обусловленное малыми габаритными размерами датчика. Последнее может быть компенсировано использованием устройств предварительного усиления сигналов.

Для обеспечения адекватности оценок вибрации было использовано согласующее устройство, представляющее собой четырёхполюсник с высоким входным и низким выходным сопротивлением. Компоненты описанного выше устройства представлены на рис. 2.

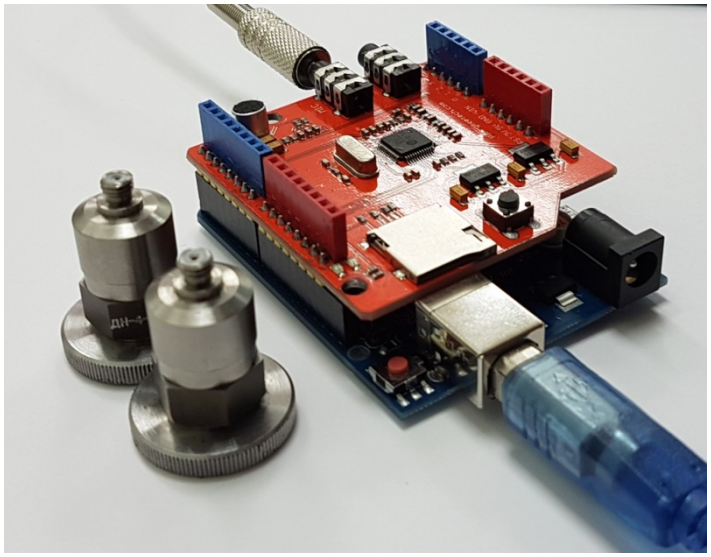


Рис. 2. Платформа Arduino с модулем расширения
и пьезоэлектрические акселерометры ДН-4-М1

Апробация решения

С целью апробации разработанного устройства произведена серия экспериментов, направленных на определение особенностей распространения вибрационных сигналов

сквозь слой песка, заполняющего металлическую емкость. В ходе эксперимента датчики крепились на стенки емкости в различных, относительно уровня песка, положениях, а также на её дно. Вибрационный сигнал эмитировался вибродинамиком, расположенным непосредственно на поверхности песка. Вид экспериментальной установки представлен на рис. 3.



Рис. 3. Металлическая емкость, заполненная песком, с установленными датчиками

Полученные в ходе эксперимента результаты и закономерности не противоречат принципам распространения сигнала в целом и свидетельствуют о работоспособности созданного аппаратного решения. В качестве примера на рис. 4 представлен вид зависимости коэффициента усиления сигнала от частоты для двух датчиков, расположенных на расстоянии 5 см друг от друга.

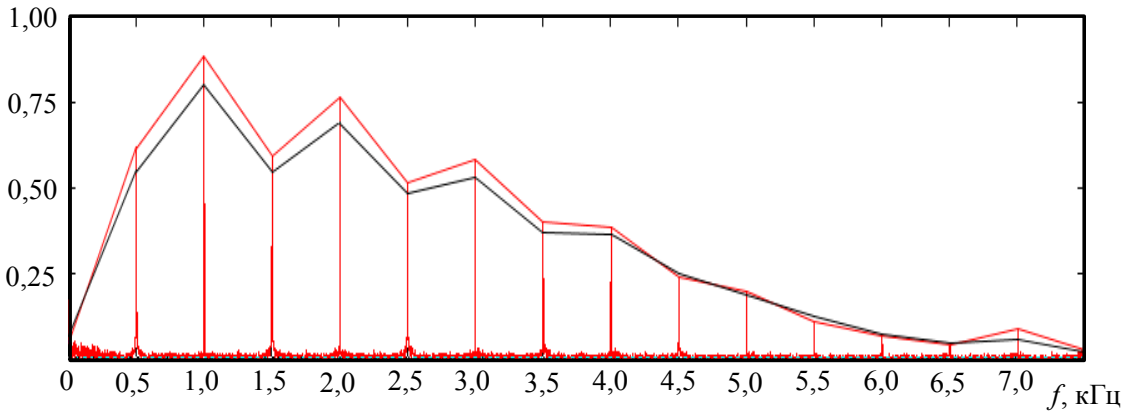


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления сигнала от частоты

Заключение

В работе предложено простое аппаратное решение для приёма, хранения и передачи в цифровом виде вибросигналов на базе микроконтроллерной платформы Arduino. Основным функциональным назначением устройства является двуканальная запись сигналов и их сохранение в формате .wav. Разработанное решение предполагается для применения в лабораторных экспериментах по диагностике двигателей внутреннего

сгорания автомобилей, а также при решении задач определения положения трубопроводных утечек.

Работоспособность устройства подтверждена в ходе исследования распространения виброакустических сигналов сквозь слой песка, заполняющий стальную емкость. Представленные результаты свидетельствуют об адекватной работе средств приёма и записи сигналов.

В дальнейшем в качестве универсального устройства ввода, дискретизации, хранения и передачи данных, а также реализации вычислительных алгоритмов будет использован одноплатный компьютер DSP Raspberry Pi, что позволит осуществить обработку сигналов и визуализацию результатов на LCD-дисплее непосредственно средствами портативного устройства.

Список литературы

1. Каневский И.Н., Сальникова Е.Н. Неразрушающие методы контроля: учеб. пособие. Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2007. 243 с.

2. Трофимов В.Б., Кулаков С.М. Интеллектуальные автоматизированные системы управления технологическими объектами. Вологда: Инфра-инженерия, 2016. 232 с.

3. Arduino Mega [Электронный ресурс] // Сайт компании-дистрибьютора ООО «Амперка». Режим доступа: http://amperka.ru/product/arduino-mega-2560, свободный (посл. обращение 21.02.2018 г.).

4. Datasheet VS1053b (VLSI Solution Oy) // Информационный сайт компании производителя Seeed Studio. Режим доступа: http://wiki.seeedstudio.com/images/9/9a/VS1053.pdf (посл. обращение 26.02.18).

5. Костюков В.Н., Науменко А.П. Основы виброакустической диагностики и мониторинга машин: учеб. пособие. 2-е изд. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2014. 378 с.

6. Овчинников А.Л., Лапшин Б.М., Чекалин А.С., Евсиков А.С. Опыт применения течеискателя ТАК-2005 в городском трубопроводном хозяйстве // Известия Томского политехнического университета, 2008. Т. 312. № 2. С. 196–202.

7. Приложение к свидетельству об утверждении типа средств измерения. Описание типа средства измерений. Преобразователи пьезоэлектрические виброизмерительные ДН-4-М1. № 35011-07 в Госреестре средств измерения; дата регистр. 25.02.2007. 3 с.

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

СОЗДАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПСЕВДОСПУТНИКОВ НА ОСНОВЕ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА NATIONAL INSTRUMENTS

Е. Н. Гарин, В. Н. Ратушняк, А. В. Соколовский

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail:Vii@sfu-kras.ru

Рассматриваются особенности организации, структура и вопросы формирования навигационных сигналов псевдоспутников системы ближней навигации на основе программно-аппаратного комплекса National Instruments. Приведена программная модель формирования и контроля псевдослучайной последовательности навигационного сигнала, а также формата передаваемой навигационной информации псевдоспутника. Представлен вариант построения передающей аппаратуры базовой станций псевдоспутника.

Современные тенденции развития радионавигационных систем (РНС) на основе «псевдоспутников» (ПС) требуют проведения комплексного компьютерного моделирования взаимодействия базовых станций ПС со средой формирования и распространения навигационных сигналов. Основной целью создания программно-аппаратной модели РНС на основе «псевдоспутников» является исследование вариантов формирования радионавигационных сигналов на основе кодовых М-последовательностей и создания единого радионавигационного поля. Основными требованиями к формированию навигационных сигналов, различных кодовых псевдослучайных последовательностей (ПСП) с различными корреляционными свойствами, являются стабильность частоты, низкий фазовый шум и уровень негармонических составляющих генератора, строгое соответствие полиному и изменению закона модуляции сигнала, а также обеспечение высокой чистоты спектра. Качество выполнения этих требований в итоге влияет на точность координатно-временных определения потребителей.

Формат навигационного кадра псевдоспутников

Для решения задачи навигационных определений потребителю должны передаваться навигационные данные, включающие координаты всех базовых станций ПС, частотно-временные поправки (для синхронизации шкал времени) и др. В процессе выполнения работы был разработан состав и формат оперативной информации (ОИ) навигационного сообщения ПС. ОИ ПС состоит из информации, собранной из пяти строк оперативной информации навигационного сообщения ПС (рис. 1).

Информация строки 1 ОИ ПС (10 байт)	КХ	МВ
Информация строки 2 ОИ ПС (10 байт)	КХ	МВ
Информация строки 3 ОИ ПС (10 байт)	КХ	МВ
Информация строки 4 ОИ ПС (10 байт)	КХ	МВ
Информация строки 5 ОИ ПС (10 байт)	КХ	МВ

Рис. 1. Формат оперативной информации навигационного сообщения ПС ГЛОНАСС

Обозначения всех параметров, их размер, цена младшего разряда, диапазон значений соответствуют ИКД ГЛОНАСС [1], за исключением параметров, приведенных в таблице.

Таблица

Слово	Число разрядов	Цена младшего разряда	Диапазон значений	Единица измерения
t_b	32	1	0...4294967295	с
$\gamma_n(t_b)$	18	$2^{-40} \approx \pm 10^{-12}$	$\pm 2^{-23} \approx \pm 10^{-7}$	безразмерная
$x_n(t_b), y_n(t_b), z_n(t_b)$	31	$2^{-15} \approx \pm 3\text{x}10^{-5}$	$\pm 3{,}2\text{-}10^{4}$	км
$\tau_{ГЛОНАСС}$	29	2^{-30}	$\pm 1{,}9\text{x}10^{-3}$	с

Навигационный кадр имеет длительность 10 с и состоит из пяти строк длительностью 2 с каждая. В пределах каждого кадра передается полный объем оперативной ЦИ для данного ПС. Информационная строка длительностью 2 с (100 бит) разделена на 2 части. В первой части строки (1,7 с) содержится навигационная информация (85 бит), из них старшие 77 разрядов (передаются первыми) содержат оперативную информацию, а младшие 8 разрядов – проверочные символы (код Хемминга). Во второй части строки (0,3 с) в качестве последовательности используется ПСП метки времени (МВ), состоящая из 30 символов длительностью 10 мс. Разделение строк ЦИ осуществляется с помощью меток времени. Слова ЦИ записываются старшими разрядами слева. Передача ЦИ от ПС для потребителя осуществляется старшими разрядами вперед. Все данные навигационного сообщения ПС представлены в прямом коде.

Формирование навигационных сигналов псевдоспутников

Рассмотрим генерацию псевдослучайной последовательности навигационного сигнала и передачу оперативной информации базовой станции псевдоспутника на основе программно-аппаратного комплекса National Instruments.

Основой базовой станции ПС является аппаратная платформа PXI фирмы National Instruments, функционирующая под управлением центрального вычислительного центра. Макет ПС состоит из следующих функциональных узлов (рис. 2):

– векторный генератор сигналов NI PX1e-5673E;

– ВЧ-аттенюатор NI PXI-5695;

– контроллер вычислительный NI PXIe-8880;

– шасси NI PXIe-1085;

– ГНСС-приемник (типа МРК-101) [2].

В синтезаторе цифрового сигнала, расположенном в генераторе сигналов произвольной формы NI PXIe-5450, генерируется цифровой код синфазной $I(t)$ и квадратурной $Q(t)$ составляющих модулирующей последовательности навигационного сигнала. Этот код формируется по алгоритму, заданному в специальном программном модуле (subvi) LabVIEW. Таким образом, изменяя алгоритм можно создавать необходимую структуру навигационного сигнала и исследовать эффективность сигналов, различных по своей структуре (рис. 3).

Цифровой код модулирующей последовательности навигационного сигнала, переводится в аналоговый сигнал цифроаналоговым преобразователем (ЦАП). Синфазная и квадратурная составляющие аналогового сигнала с выхода ЦАП фильтруется фильтром низкой частоты (ФНЧ) и поступает на выход генератора сигналов произвольной формы (рис. 4). Таким образом, на выходе формируется модулирующая последовательность, соответствующая структуре навигационного сигнала [2].



Рис. 2. Структурная схема макета псевдоспутника

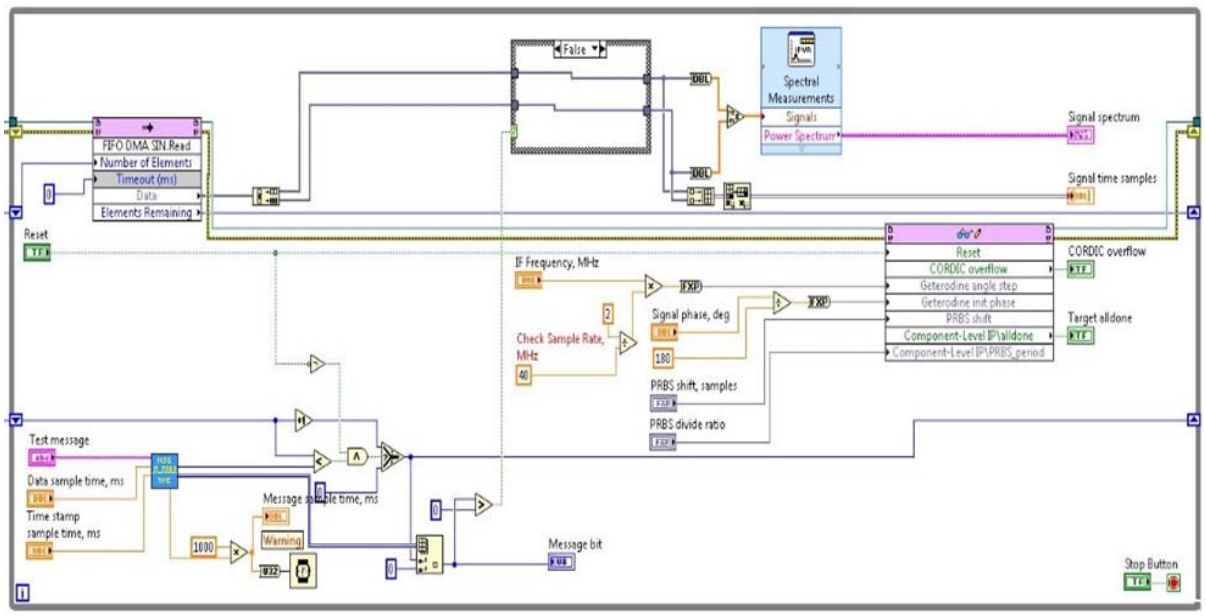


Рис. 3. LabVIEW VI блок-диаграмма формирования навигационного сигнала псевдоспутника

Двухканальный генератор различных синфазно квадратурных сигналов со встроенной памятью на 512 МБ характеризуется 16-битным разрешением и частотой дискретизации до 400 мегасемпл/с на канал, полоса частот выходного аналогового сигнала составляет 145 МГц [3]. Скорость передачи непрерывного потока данных более 600 МБ/с от главной станции, плотность фазового шума менее минус 146 дБс/Гц, средняя плотность шума минус 160 дБм/Гц, межканальный перекос по фазе составляет 25 пикосекунд, неравномерность характеристики составляет ±0,15 дБ для полосы 120 МГц. Все эти характеристики обеспечивают высокую чистоту спектра излучаемых навигационных сигналов ПС.

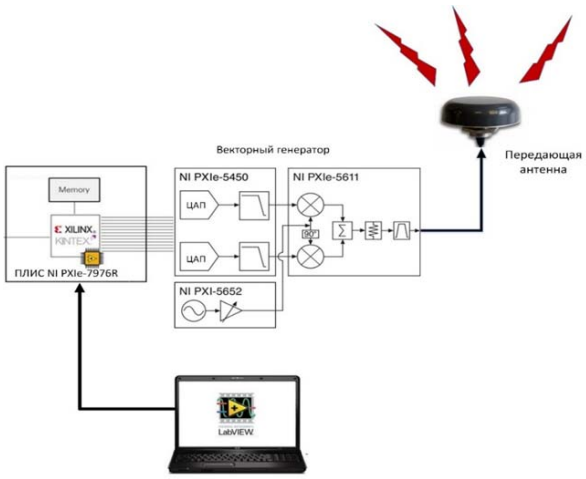


Рис. 4. Функциональная схема макета псевдоспутника

В векторном генераторе сигналов NI PXIe-5673 используется прямой перенос сигналов из основной полосы в радиочастотный диапазон. На входы векторного модулятора NI PXIe-5611 поступают синфазная и квадратурная составляющие модулирующей последовательности навигационного сигнала и непрерывный ВЧ-сигнал на несущей частоте с высокочастотного генератора NI PXI-5652.

Для решения задачи навигационного обеспечения потребителей, по аналогии с ГНСС ГЛОНАСС, шкалы времени ПС должны быть синхронизированы, а сигналы всех ПС – когерентны. Поэтому особенностью формирования высокостабильного когерентного навигационного сигнала ПС является синхронизация всех функциональных узлов векторного генератора высокостабильным опорным сигналом от ГНСС-приемника частотой 10 МГц.

С целью уменьшения погрешности, связанной с многолучевым распространением навигационных сигналов, в условиях сложного рельефа местности целесообразно в качестве передающих антенн использовать направленные антенны с диаграммой направленности специальной формы для создания требуемого навигационного поля [4].

Основой формирования цифрового кода модулирующей последовательности является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС). Существует несколько основных архитектур ПЛИС, каждая из которых имеет преимущество либо по скорости работы, либо по простоте реализации. При разработке вычислительных архитектур, работающих на частотах 100–200 МГц необходима конвейеризация вычислений. Несмотря на то, что конвейерная архитектура имеет большие накладные расходы на выравнивание задержек вычислительных блоков, её использование оправданно при обработке и преобразовании сигналов при решении навигационных задач.

Модуль NI PXIe-7976R выполнен в формате PXI Express в ПЛИС KINTEX-7, которая обеспечивает наилучшее соотношение цена/производительность/ватт среди 28-нм ПЛИС, предлагая высокую плотность DSP-блоков, недорогие корпуса и поддержку широко распространенных интерфейсов, таких как PCI Express Gen3 и 10 Гбит Ethernet. ПЛИС KINTEX-7 в задачах цифровой обработки сигналов обеспечивает максимальную гибкость, ускоряя проектирование широкого спектра приложений по исследованию систем ближней навигации. Процесс формирования псевдослучайной последовательности навигационного сигнала с модулированием оперативной информации заключается в создании квадратурных составляющих, закон изменения во времени которых соответствует полиному кодовой последовательности и цифровой информации

передаваемого навигационного сигнала. Использование CORDIC процессора, который по аппаратным ресурсам идентичен конвейерному процессору и работает в режиме вращения, в то же время позволяет получить сразу квадратурные составляющие псевдослучайной последовательности навигационного сигнала I(t) и Q(t) [5]. CORDIC процессор работает согласно выражениям:

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - d_i y^{(i)} 2^{-i},$$
$$y^{(i+1)} = y^{(i)} + d_i x^{(i)} 2^{-i},$$
$$z^{(i+1)} = z^{(i)} - d_i \tan^{-1} 2^{-i},$$

где $x = \cos(z)$, $y = \sin(z)$; z – целевой угол; $d \in \{-1, 1\}$.

Для ускорения вычислений промежуточные значения tan-12-i рассчитываются предварительно и сохраняются в регистрах. На каждой итерации проверяется знак промежуточного значения угла, далее выбирается приращение угла на следующей итерации конвейера.

Конвейерная реализация позволяет вычислять значения $I(t)$ и $Q(t)$ за один такт, и способна работать на частоте более 100 МГц.

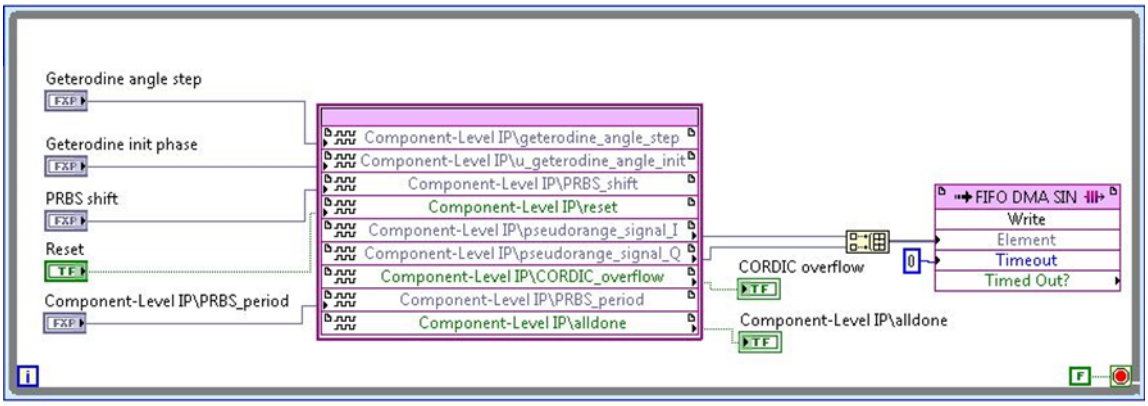


Рис. 5. IP-блок компиляции в язык программирования VHDL

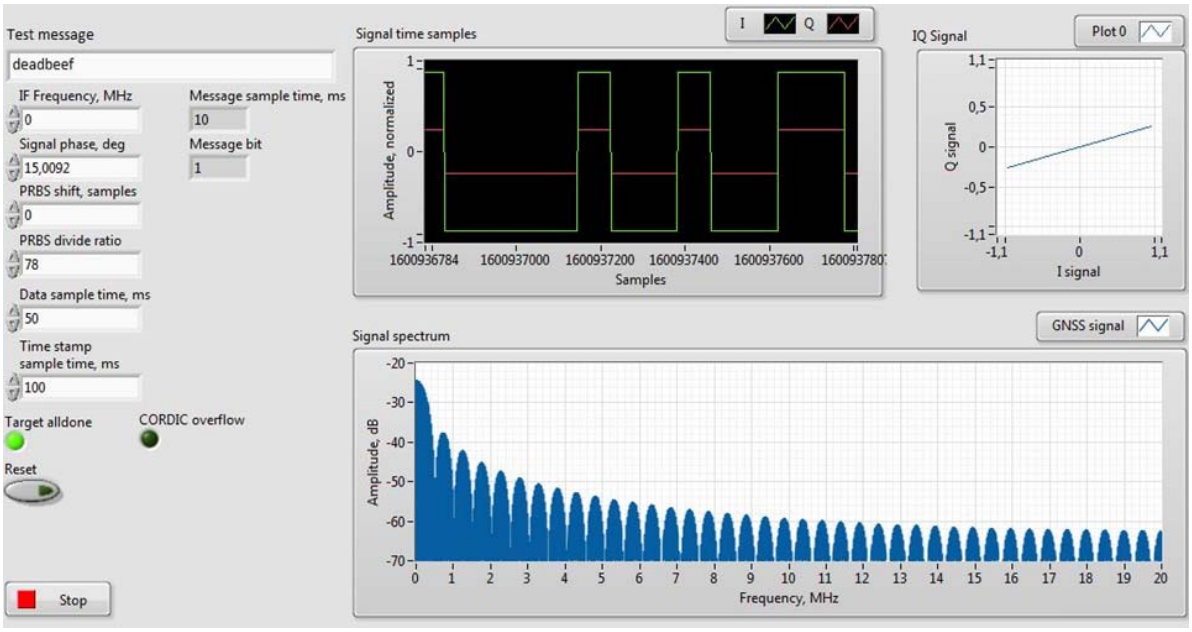


Рис. 6. LabVIEW фронтпанель управления и контроля за параметрами навигационного сигнала

Гибкая программная архитектура LabVIEW позволяет запрограммировать в ПЛИС необходимый ансамбль псевдослучайной последовательности навигационных сигналов и далее произвести автоматическую компиляцию кода vi LabVIEW в VHDL для реализации логики ПЛИС (рис. 5).

Таким образом, разработанный программно-аппаратный комплекс позволяет генерировать кодовые ПСП на основе различных полиномов и передавать, в соответствии с разработанным форматом, оперативную информацию навигационного сообщения базовой станции ПС с требуемым качеством (рис. 6). При этом возможно производить исследования автокорреляционных свойств ПСП и взаимно корреляционные свойства различных кодовых последовательностей. Созданный программно-аппаратный комплекс на основе аппаратной платформы National Instruments обеспечивает имитацию навигационного поля, возможность анализа генерируемых навигационных сигналов, а при помощи среды программирования LabView возможно реализовать гибкое управление составных частей системы ближней навигации на основе псевдоспутников и в целом проводить исследования по созданию радионавигационного поля.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №16-19-10089).

Список литературы

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ (редакция 5.1) / Координационный научно-информационный центр. М., 2008.

2. Hardware-Software Complex for Studying the Characteristics of GNSS Receiver / D.D. Dmitriev, A.B. Gladishev, V.N. Tyapkin, Yu.L. Fateev // 2016 Inter-national Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016. National Research University "Higher School of Economics" Moscow; Russian Federation. May 12–14, 2016. Proceedings 7491665.I.S.

3. Официальный сайт компании National Instruments [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ni.com.

4. Hardware implementation of the unit of the GNSS consume / A.V. Sokolovskiy, E.A. Veisov, V.N. Ratushniak, D.N. Rizhkov, S.V. Vysotsky // Siberian Journal of Science and Technology. 2017. Vol. 18. No. 3. P. 604–609.

5. Study of errors in measuring the coordinates in a ground-based near-navigation system based on pseudolites / V.N. Tyapkin, E.N. Garin, D.D. Dmitriev, V.N. Ratushnyak // Progress of modern radio electronics. 2016. No. 11. P. 132–136.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СТРУКТУР ПАМЯТИ К МНОЖЕСТВЕННЫМ СБОЯМ

В. Х. Ханов, Е. С. Лепешкина, Л. И. Непомнящих

Институт информатики и телекоммуникаций СибГУ
660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: klepka1111.93@mail.ru

Исследована чувствительность различных структур внутренней организации к множественным сбоям. Показано, что память типа 2DM, благодаря перемежению бит при выводе информации из матрицы элементов на шину данных, препятствует образованию логических множественных сбоев. Возможны лишь двукратные смежные сбои при малой глубине перемежения, которая определяется разрядностью микросхемы памяти. При разрядности 8 и более множественные сбои фактически невозможны.

В настоящее время сбои, происходящие в электронной компонентной базе, рассматриваются как одна из наиболее вероятных причин отказов бортовой аппаратуры космических аппаратов, в том числе приводящих к катастрофическим последствиям. Так, согласно официальному заключению Межведомственной комиссии причиной аварии космической миссии «Фобос-Грунт» в ноябре 2011 г. стало «локальное воздействие тяжёлых заряженных частиц (ТЗЧ) космического пространства, которое привело к сбою в ОЗУ» [1]. Согласно классификации [2] данные сбои относятся к сбоям типа SEU в статической оперативной памяти.

Проблема устойчивости оперативной памяти к сбоям типа SEU в результате воздействия ТЗЧ еще более обострилась вследствие перехода к субмикронной норме проектирования (менее 100 нм) электронной компонентной базы космической аппаратуры. При переходе к данным технологиям проектирования размеры ячеек памяти сократились, а плотность их размещения на кристалле увеличилась. Вследствие этого уменьшается как критический заряд, достаточный для сбоя отдельного бита памяти, так и увеличивается возможность одновременного сбоя нескольких соседних бит памяти, находящихся в площади трека отдельной ТЗЧ [3]. На рис. 1 представлено упрощенное сравнение последствий сбоя от ТЗЧ с одной и той же энергией на матрицу памяти при переходе к современным технологиям проектирования бортовой памяти. Как показано на рисунке, событие, которое ранее вызывало однократный сбой, при большей плотности элементов памяти вызовет множественный сбой.

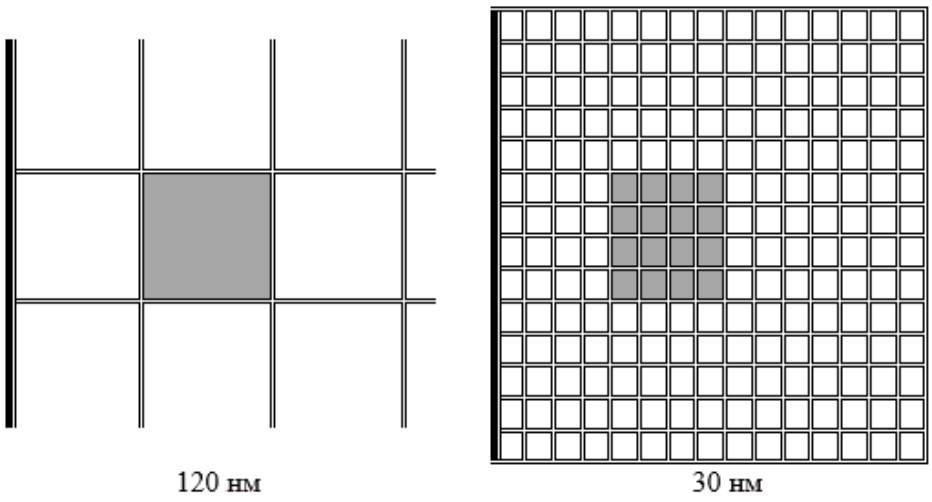


Рис. 1. Сравнение последствий попадания ТЗЧ в память с технологиями КМОП 120 нм и 30 нм

Это обстоятельство дало повод некоторым исследователям утверждать, что чуть ли ни каждое попадание ТЗЧ в кристалл памяти вызовет множественный сбой [4, 5], который приведет к большим негативным последствиям, чем однократный сбой, тем более что на сегодняшний день нет эффективных способов парирования даже всех двукратных сбоев с помощью ECC-кодов, не говоря уже о сбоях n-кратности. Под эффективным решением в данном случае понимается не только возможность исправления множественных сбоев, но и схемотехнические издержки, связанные с реализацией механизма EDAC.

Отмеченная выше негативная оценка увеличения множественных сбоев с прогрессом технологий изготовления микросхем памяти основывается на последствиях попадания ТЗЧ в матрицу элементов памяти, но при этом не учитывается внутренняя структура памяти. Как будет показано ниже, современные структуры памяти видоизменяют правила вывода информации из матрицы памяти на внешнюю шину данных, выполняя так называемое перемежение (interleaving) соседних бит в матрице элементов памяти, которое становится эффективным техническим решением для противодействия множественным сбоям.

Существует несколько видов структур памяти [6], но наибольшее применение для интегральных схем памяти, в частности статического ОЗУ, получила так называемая структура 2DM (структура с селекторами/демультиплексорами), представленная на рис. 2. Причиной широкого применения 2DM-памяти является то, что данная структура повышает технологичность изготовления микросхем памяти: матрица элементов памяти приводится к форме, близкой к квадратной, упрощается логика доступа к ячейкам памяти и, как следствие, память становится дешевле.

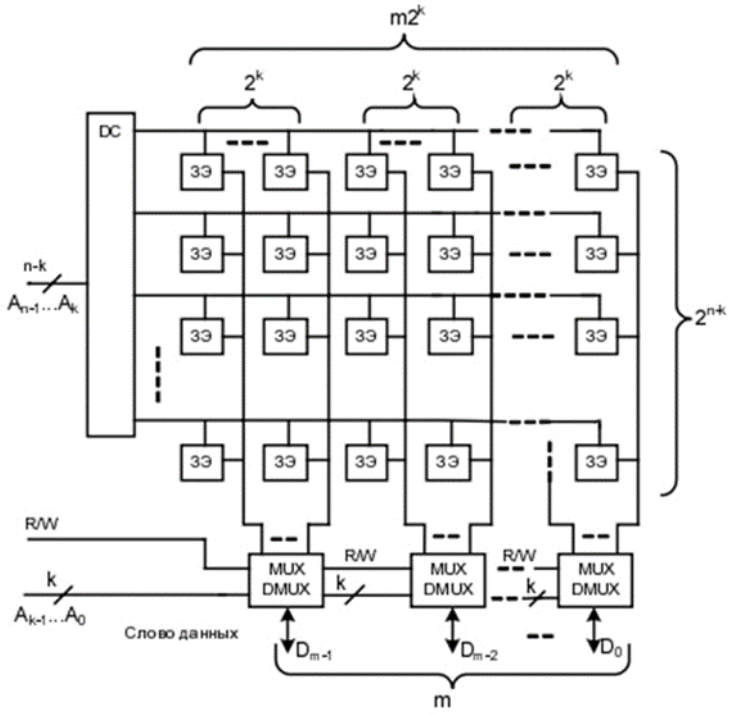


Рис. 2. Структура 2DM-памяти

В 2DM-памяти однородная матрица элементов памяти с помощью примененных схемотехнических решений представляется как набор из m блоков (m равняется количеству разрядов шины данных). С помощью дешифратора выбирается строка во всех

блоках памяти, а с помощью селекторов/демультиплексоров адрес элемента памяти по выбранной строке сразу из всех блоков памяти. Таким образом, на шину данных из каждой строки матрицы памяти выставляются биты не из смежных ячеек памяти, а с перемежением, равным разрядности данных памяти. Данная особенность структуры 2DM оказывается полезной для противодействия множественным сбоям.

Рассмотрим сечение сбоев в 2DM-памяти (рис. 3) на примере 8-разрядной памяти.

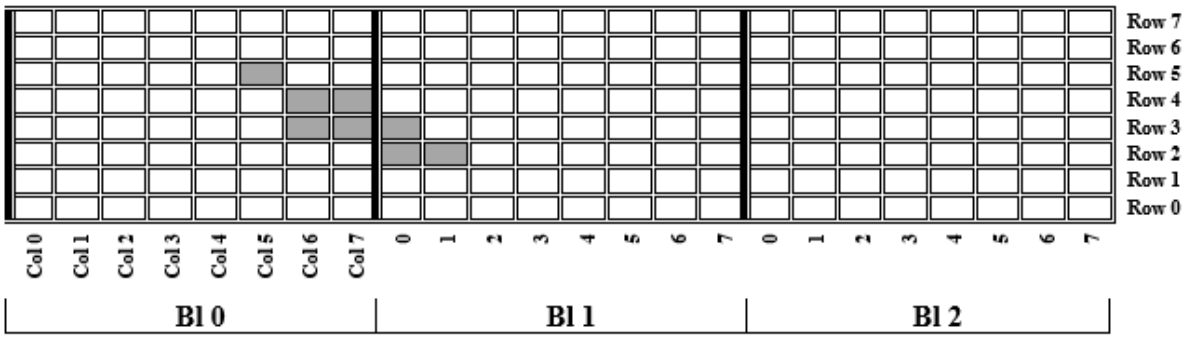


Рис. 3. Сечение сбоев в 8-разрядной 2DM оперативной памяти

Рассмотрим самый простой пример, когда происходит чтение памяти по адресу 0000H. При линейной структуре памяти чтение происходит следующим образом:

(Row 0, Col 0; Row 0, Col 1; Row 0, Col 2; … Row 0, Col 7).

При структуре 2DM:

(Row 0, Bl0.Col 0; Row 0, Bl1.Col 0; Row 0, Bl2.Col 0; … Row 0, Bl7.Col 0).

Следовательно, обращение (и при записи, и при чтении) происходит не в смежные ячейки памяти, а через расстояние, равное разрядности памяти. Если чтение из памяти происходит в районе сечения сбоя, то множественный сбой в матрице элементов памяти структурой 2DM преобразуется к однократному сбою информации на шине данных микросхемы памяти. Поэтому для 2DM-памяти выделяют физические сбои в матрице памяти и логические сбои на шине данных памяти [7].

В целом, если глубина перемежения достаточно высока, то множественный сбой в матрице памяти преобразуется к однократному сбою на шине данных микросхемы памяти. В настоящее время при существующих проектных нормах бортовой статической памяти данное условие выполняется для 8-разрядной, 16-разрядной и 32-разрядной памяти. Лишь для 4-разрядной памяти существует вероятность того, что множественный физический сбой может привести к двукратному логическому при соответствующем треке попадания ТЗЧ (зависит от направления и угла падения) с высокой энергией (рис. 4). При этом отметим, что логический двукратный сбой является смежным, а сбои кратности более 2 полностью отсутствуют.

Вместе с тем, даже используя глубокое перемежение, полностью исключить n-кратные логические сбои в 2DM-памяти все же нельзя. Можно отметить, по крайней мере, две наиболее вероятные причины появления множественных логических сбоев. Теоретически возможны n-кратные несмежные сбои, которые могут быть вызваны вторичным излучением от попадания ТЗЧ в металлические элементы корпуса КА и корпуса приборного блока. Но вероятность их крайне невысока, так как события вторичного излучения имеют низкую энергию и керамический корпус микросхемы памяти должен защитить от них. С другой стороны, возможны множественные логические сбои от по-

падания ТЗЧ в управляющие элементы памяти (дешифраторы, селекторы/мультиплексоры и др.). Такой случай описан в [8].

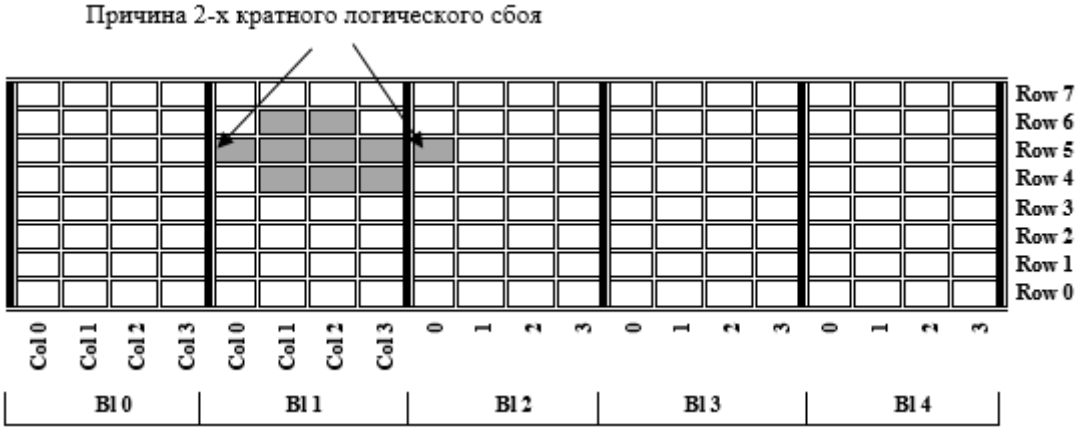


Рис. 4. Сечение множественного сбоя в 4-разрядной памяти, приводящего к двукратному логическому сбою

Итак, в 2DM-памяти благодаря перемежению множественные сбои маловероятны, а если и возможны, то наиболее вероятны только 2-кратные смежные. В этом случае эффективно применить коды типа SEC-DED-DAEC – single-error-correcting, double-error-detecting, double-adjacent-error-correcting. Они относятся к группе кодов Хемминга, но дополнительно позволяют исправлять 2 смежные логические ошибки в слове памяти. При этом сохраняется малая избыточность, простота реализации и высокая производительность, характерные для кода Хэмминга.

При использовании SEC-DED-DAEC кода существует вероятность неправильного исправления несмежных двукратных ошибок, синдромы которых совпадают с синдромами смежных двукратных ошибок. Но несмежные множественные ошибки, вызываемые вторичным излучением от ТЗЧ, маловероятны. Известными SEC-DED-DAEC-кодами являются коды Дитта, Ричтера [9].

Таким образом, память типа 2DM, благодаря перемежению бит при выводе информации из матрицы элементов на шину данных, препятствует образованию логических множественных сбоев. Возможны лишь двукратные смежные сбои при малой глубине перемежения, которая определяется разрядностью микросхемы памяти. При разрядности 8, 16 или 32 множественные логические сбои фактически невозможны. Для парирования двукратных смежных сбоев эффективно применять коды типа SEC-DED-DAEC.

Список литературы

1. Основные положения Заключения Межведомственной комиссии по анализу причин нештатной ситуации, возникшей в процессе проведения лётных испытаний космического аппарата «Фобос-Грунт». URL: http://www.roscosmos.ru/18126. Дата обращения: 11.06.2017.)

2. Development of a Fault Injection-Based Dependability Assessment Methodology for Digital I&C Systems // C.R. Elks, N J. George, M.A. Reynolds, M. Miklo, C. Berger, S. Bingham, M. Sekhar, B.W. Johnson // NUREG/CR-7151, United States Nuclear Regulatory Commission. Vol. 1. 2012. 201 p.

3. Выявление многократных сбоев в микросхемах СОЗУ от воздействия отдельных заряженных частиц космического пространства / А.Б. Боруздина, А.И. Чумаков, А.В. Уланова, А.Ю. Никифоров, А.Г. Петров // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2012. С. 44–48.

4. Смульский А.В., Алексеев С.И., Кудрявцев Ю.Е. К вопросу обеспечения устойчивости бортовой аппаратуры перспективных космических аппаратов к множественным сбоям от действия отдельных

ядерных частиц космического пространства // Вестник НПО имени С.А. Лавочкина. 2014. № 4. С. 97–102.

5. Краснюк А.А., Петров К.А. Особенности применения методов помехоустойчивого кодирования в суб-100-нм микросхемах памяти для космических систем // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. Сб. трудов. 2012. М.: ИППМ РАН, 2012. С. 638–641.

6. *У*грюмов Е.П. Цифровая схемотехника*:* учеб. пособие для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 816 с.

7. Investigation of Multi-Bit Upsets in a 150 nm Technology SRAM Device / D. Radaelli, Ht Puchner, S. Wong, S. Daniel // IEEE Transactions On Nuclear Science. Vol. 52, No. 6. December 2005. P. 2433–2437.

8. Investigation of single- ion multiple-bit upsets in memories on board a space experiment / S. Buchnerli, A. Campbell, T. Meehan et al. // RADECS. 1999. Workshop. P. 218–254.

9. Петров К.А. Элементы помехоустойчивого кодирования нециклического типа субмикронных КМОП оперативных запоминающих устройств: автореф. дис. … канд. техн. наук. 2015. 24 с.

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ МАКЕТ ДЛЯ КРУПНОГАБАРИТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Д. О. Королев, Д. Н. Сурин, В. А. Комаров

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы имени ак. Решетнева»
662972, Красноярский край, г. Железногорск, Ленина, 52
E-mail: Korolevdo@iss-reshetnev.ru

Статья содержит материал по построению макетов крупногабаритных антенных решеток. Предложены функциональные схемы макета, сформированы требования и предложен состав элементной базы для их реализации. Описанный подход позволяет снизить финансовые и временные издержки при измерении энергетических характеристик антенн.

Разработка крупногабаритных облучающих антенных решеток предполагает использование большого количества излучающих элементов, объединенных в группы. Группы образуют кластеры, элементы которых имеют разную амплитуду и фазы [1].

Особенность решаемой задачи заключается в том, что количество излучающих элементов в кластере может варьироваться в широких пределах, и оценка энергетических характеристик антенны в зависимости от их количества и расположения кластеров относительно друг друга – достаточно трудоемкая задача. Кроме того, для достижения большего коэффициента усиления антенн необходима подстройка фаз и амплитуд для каждого излучающего элемента.

В [1] показано, что увеличение излучающих элементов в кластере увеличивает энергетические характеристики антенны лишь до определенного момента, а далее следует линейный участок, при котором дальнейшего увеличения не происходит. На (рис. 1) представлена зависимость G/T антенны от числа излучающих элементов в кластере. Из графика видно, что оптимальным будет использование от 8 до 12 излучающих элементов.

Для оценки энергетических характеристик антенн от количества излучающих элементов в кластере и отработки формирования и передачи сигналов в каналах цифровой антенной решетки прибегают к созданию макетов в двух конфигурациях.

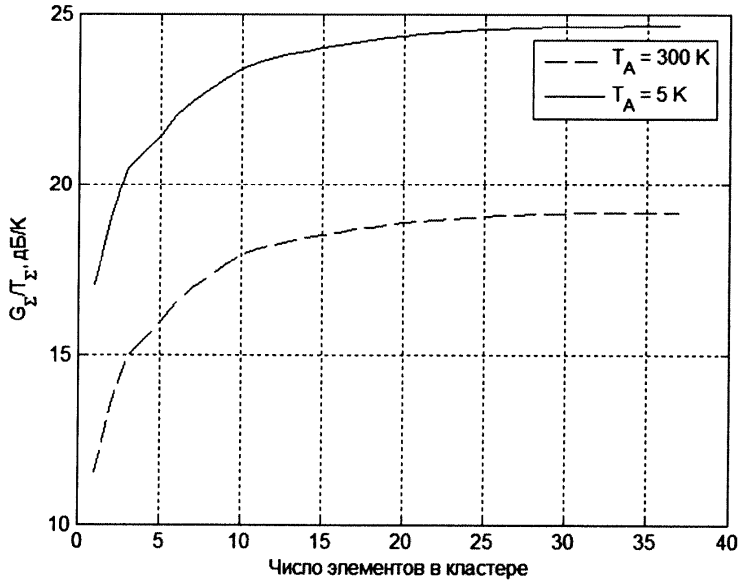


Рис. 1. Зависимости G/T антенны от числа излучающих элементов в кластере антенны

Базовая функциональная схема макета должна содержать формирующую и приемную части, построенные на отладочных комплексах отечественного или зарубежного производства. Макеты должны иметь программируемую логику с возможностью перепрошивки. Макет должен обеспечивать подключение необходимого числа излучающих элементов и формировать заданное количество каналов на передачу. Число формируемых лучей устанавливается по командам от ПЭВМ.

Поставленная задача может быть решена при помощи аппаратной связки трансиверов и специальных микросхем. Такая связка присутствует в отладочном комплекте, состоящем из платы Xilinx ZC706 с Soc Xilinx XC7Z045 и платы AD-FMCOMMS5 с парой трансиверов AD9361 со схемой их синхронизации [2]. Выбор этих отладочных плат обусловлен низкой стоимостью и возможностью более быстрой настройки по сравнению с цеховыми испытательными комплексами.

Базовая функциональная схема макета представлена на рис. 2. Она представляет собой формирующую (в левой части) и приемную части, соединенные RF-кабелями, предназначенные для алгоритмической проверки с отладкой в реальном масштабе времени функционирования блоков ЦДОС и многоканального демодулятора в приемной части макета.

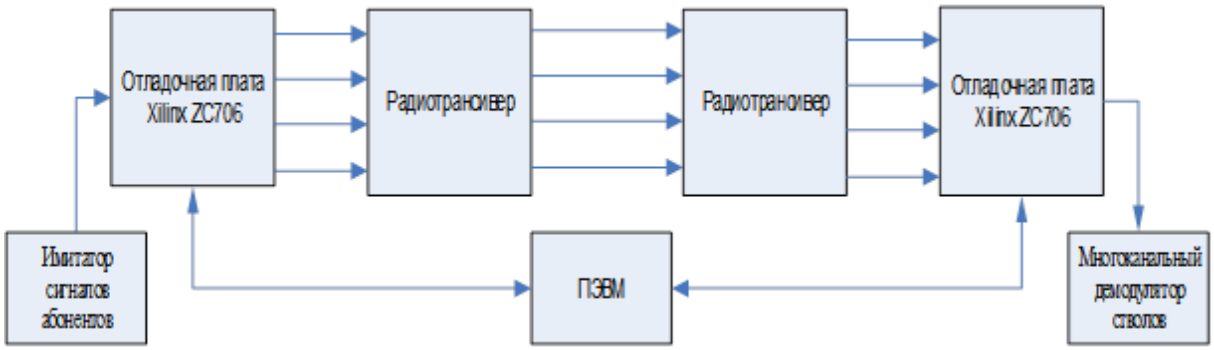


Рис. 2. Базовая функциональная схема макета

Макет представляет собой два отладочных комплекса, включающих в себя отладочную плату Xilinx ZC706 и микросхему AD-FMCOMMS5, различающиеся между собой только прошивками и режимами работы микросхем.

Микросхема AD-FMCOMMS5, используемая в данном макете, представляет собой быстродействующий аналоговый модуль, разработанный для демонстрации работы радиотрансивера AD9361 в приложениях с несколькими входами и несколькими выходами. Данный модуль дает возможность провести макетирование и разработку программируемого радио, активных антенных решеток, формирование диаграммы направленности и систем радиопеленгации. Его способность работать в диапазоне частот от 70 МГц до 6 ГГц при ширине полосы каналов от <200 кГц до 56 МГц обеспечит выполнение поставленной задачи.

Функциональная схема макета, представленная на рис. 3, предназначена для проверки диаграммообразования цифровой антенной решетки, реализованной в виде линейной антенной решетки на 4 излучателя в полосе частот 20 МГц. Данная схема по своему составу полностью аналогична базовой схеме макета с той лишь разницей, что в ней отсутствует приемная часть и RF-разъемы, которые должны быть заменены на всенаправленные антенны. Для снижения затрат на данном этапе можно использовать всенаправленные антенны роутеров систем Wi-Fi.

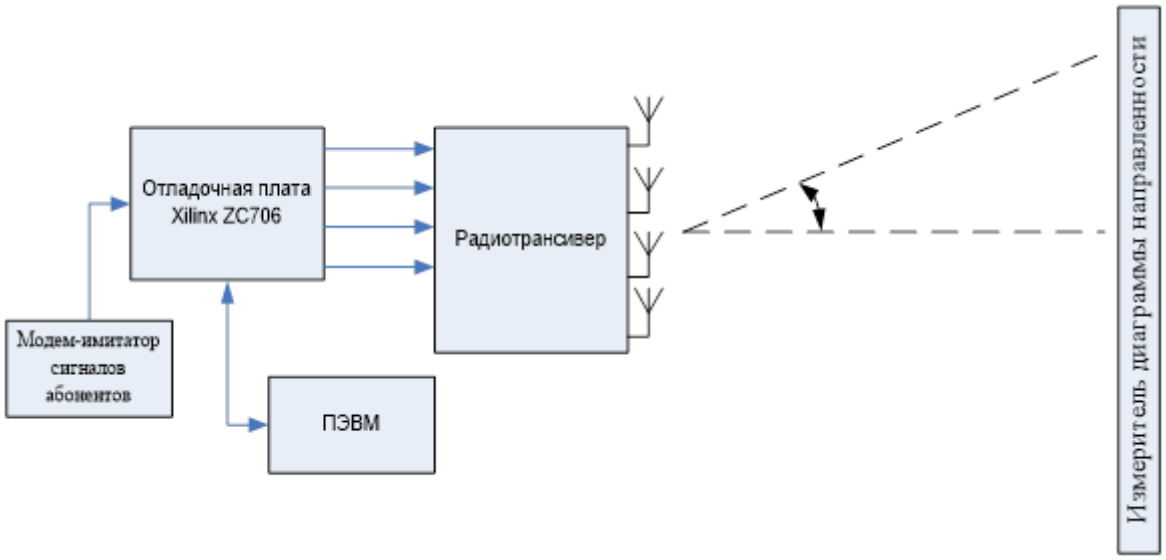


Рис. 3. Функциональная схема макета, предназначенного для проверки диаграммообразования цифровой антенной решетки

Эксперимент будет проводиться в сантиметровом диапазоне длин волн. В случае успеха данные результаты могут быть применены к любому другому диапазону ввиду общности процессов диаграммоформирования [3].

Макет будет помещен в камеру с оборудованием для измерения диаграмм направленности. В ходе испытания будут вводиться угловые отклонения от равносигнального направления и измеряться полученный коэффициент усиления. После испытания будет проведен сравнительный анализ теоретически ожидаемых и экспериментально полученных результатов.

В ходе испытаний макета должны быть решены поставленные задачи и получены результаты, по которым будет вынесено решение о возможности реализации целей НИР с использованием групногабаритной ГЗА.

Список литературы

1. Вавиленко И.Л., Кривошеев Ю.В., Шишлов А.В. Гибридные зеркальные антенны с облучающими активными фазированными решетками // Антенны. 2011. № 10 (173). С. 22–42.

2. Zynq-7000 All Programmable Soc ZC706 Evaluation Kit. Getting Started Guide / UG961 January 28, 2015. 39 p.

3. Активные фазированные антенные решетки / А.Н. Братчиков, В.И. Васин [и др.]; под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.

ОСОБЕННОСТИ МОНИТОРИНГА ЗЕМНЫХ ПОКРОВОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ

Д. С. Макаров, Д. В. Харламов

Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр»
Институт физики им. Л. В. Киренского
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50
E-mail: ikivt@yandex.ru

Описаны ключевые особенности дистанционного зондирования земных покровов с помощью сигналов навигационных спутников. Приведены графики зависимостей пространственно-временных характеристик поглощенных и отраженных сигналов. Рассчитаны значения погонного ослабления сигнала, проходящего через лесной полог с координатной привязкой.

Глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС) сыграла важную роль в решении многих научных вопросов, связанных с точным позиционированием на поверхности Земли, особенно в качестве сложившейся технологии в геодезии и науках о Земле. С развитием ГНСС как спутниковой технологии, работающей в микроволновом диапазоне (СВЧ), стали рассматриваться и использоваться новые возможности и способы их широкого применения [1, 2]. Сигналы навигационных спутников высокоорганизованны и позволяют в непрерывном режиме, наряду с координатными измерениями, восстанавливать диэлектрические параметры сред, с которыми взаимодействую в процессе распространения. Многолучевость, которая снижает точность координатных измерений, позволяет по изменению характеристик отраженного или рассеянного средами сигнала восстанавливать значимые для практики свойства этих сред [3]. Фактически системы навигационных спутников позволяют реализовать глобальный радиометр на рабочих частотах действующих группировок GPS, ГЛОНАСС [4].

ГНСС-рефлектометрия работает как бистатическое радиолокационное устройство: система, в которой передатчик и приемник разделены значительным расстоянием. Это определение может быть расширено до системы, в которой один приемник может одновременно отслеживать разнесение бистатически рассеянных сигналов из множества различных передающих источников. Электромагнитное поле, принимаемое на приемнике, суммируется от нескольких источников ГНСС. Эти суммированные сигналы соответствуют сигналам, которые либо распространяются от источника к приемнику, пересекающему атмосферу, либо сигналы, которые преломляется от ее поверхности и далее распространяются до приемника (рис. 1).

Приемный комплекс МРК-32 регистрирует сигналы правокруговой поляризации от навигационных спутников в диапазоне углов возвышения спутников над горизонтом от 10° до 90°. Общие данные о пространственно-временных характеристиках прямых сигналов: номер спутника, номер кадра, дата, время, азимут, угол места, амплитуда сигнала, координаты расположения антенны – высота над уровнем моря, широта и долгота регистрируются с частотой 1 Гц [2].

Информация о вариации характеристик прямых сигналов ГНСС на трассе излучатель – приемник в свободном пространстве в зависимости от времени, угла места и азимута необходима для обработки первичных данных о рассеянных и отраженных сигналах земной поверхностью. Изменения состояния поляризации и амплитуды сигналов ГНСС, возникающих при взаимодействии с поверхностью и объемом сред, и учет вариаций характеристик прямых сигналов позволяют корректно восстанавливать эффективные значения ряда значимых для мониторинга величин.

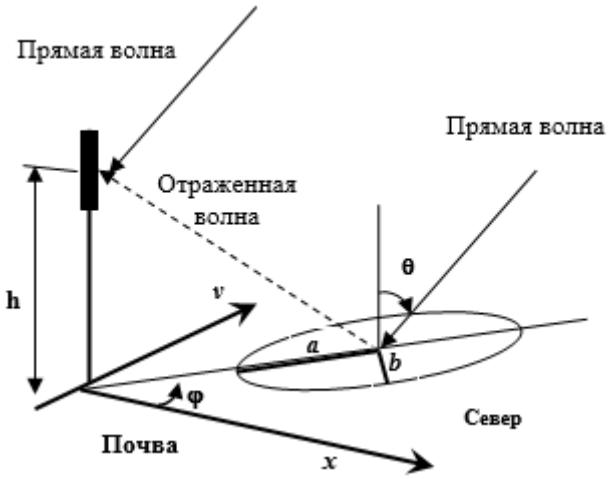


Рис. 1. Схема формирования интерференционного сигнала на приемной антенне:
h – высота антенны; θ – угол падения электромагнитной волны, приходящей от спутника ГНСС;
φ – азимутальный угол спутника ГНСС [5]

Это показатели поглощения и погонного ослабления сигналов в лесном пологе, коэффициенты отражения земных поверхностей для определения толщины и рельефа снежных и ледовых покровов, влажность почвы и травянистой растительности. На рис. 2 продемонстрированы пространственно-временные характеристики отраженного сигнала спутника GPS 27. По этим данным возможно определить коэффициенты отражения с координатной привязкой. На рис. 3 продемонстрированы записи сигнала спутника GPS 28, над полем с посевами рапса.

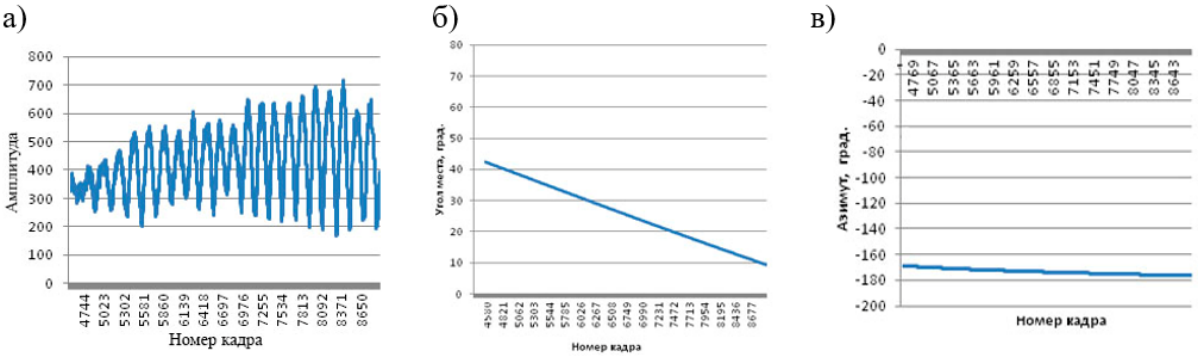


Рис. 2. Рефлектометрическая схема отраженных сигналов спутника GPS 27 от поверхности льда:
а – зависимость амплитуды от номера кадра; *б* – зависимость угла места от номера кадра;
в – зависимость азимута от номера кадра

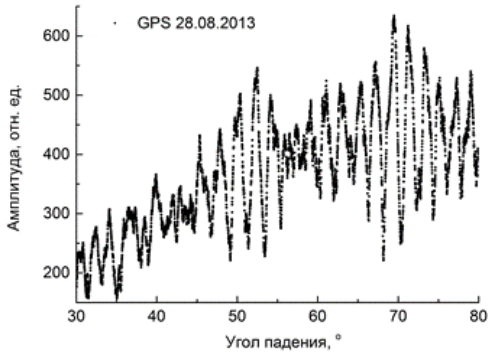


Рис. 3. Интерференционная картина, записанная приемником МРК-32 при регистрации сигнала GPS 28 над полем с посевами рапса [6]

Лесные массивы с точки зрения распространения и отражения радиоволн являются гетерогенными средами, электродинамические параметры которых зависят не только от структуры, плотности, но и от видов лесной растительности, влажности, подстилающих поверхностей, ветровых нагрузок, резко влияющих на условия распространения радиоволн.

Необходимо знание структур, видов и различных характеристик лесных массивов, а также необходимо учитывать рассеяние на каждой группе элементов деревьев (листья, ветви, стволы), что требует знания электрофизических параметров леса, их сезонных вариаций, погодных условий, характерных признаков образующих лес древесных пород (хвойные, широколиственные, смешанные), плотности растительности, относительного возраста деревьев, сомкнутости лесов. Единая классификация лесных массивов в настоящее время практически отсутствует. В разных странах мира леса классифицируют по различным признакам. Это связано, в первую очередь, с климатическими условиями соответствующей страны. Например, предлагают классификацию лесов, либо используя географическое расположение лесов (юго-восточные, северо-западные леса), либо климат (тропический, субтропический, континентальный), либо тип преобладающей растительности (хвойные, широколиственные, смешанные), либо рельеф местности. В других случаях в классификации лесов используют сочетание морфологических и сезонных характеристик (например, вечнозеленые хвойные или широколиственные листопадные леса). В зависимости от условий произрастания деревьев (на открытой местности или в лесах), они могут иметь следующие особенности: при произрастании деревьев на свободе ветви с листвой располагаются практически по всему стволу, образуя достаточно широкую и многолиственную структуру; деревья, произрастающие в лесу, как правило, имеют прямые стволы, но меньшие диаметры стволов и меньшее количество ветвей, по сравнению с деревьями, растущими на свободе.

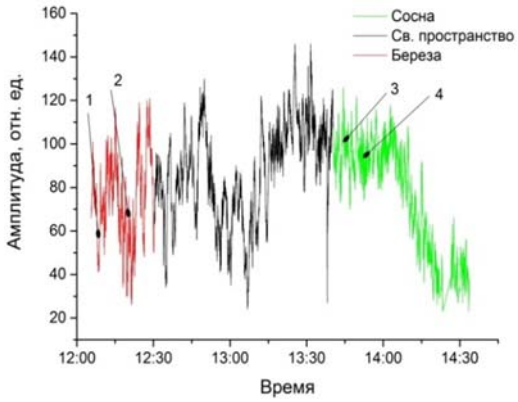


Рис. 4. Временная зависимость сигнала ГЛОНАСС 24 для разных типов лесного массива

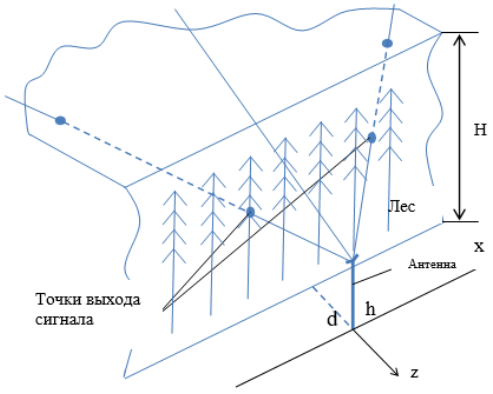


Рис. 5. Схема радиопросвечивания леса с расположением у границы леса

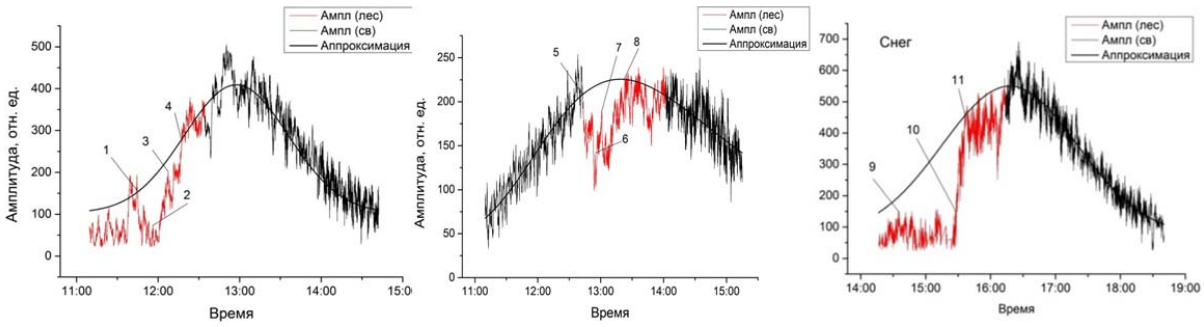
Электрофизические характеристики леса имеют значимый вариативный параметр – влажность. Количество воды в древесине растущего дерева варьируется от 30 до 100 % и является индикатором физиологического состояния дерева. Значительное количество влаги в лесном массиве задерживается кронами деревьев. Общей диэлектрической моделью лесов разных видов и возрастов является неоднородная слоистая сплошная среда [7]. Слой стволов и слой крон содержат разнообразные элементы дерева: стволы, ветви, хвою и листья. Особенностью сигналов ГНСС является ограниченный диапазон частот, для которых длины волн излучения сопоставимы с характерными размерами стволов и части ветвей, но значительно больше размеров хвои и листьев. Двухслойная диэлек-

трическая модель лесного массива позволяет рассчитать эффективную комплексную диэлектрическую проницаемость (ЭКДП) отдельно для слоя крон и слоя стволов. Учет анизотропии диэлектрической проницаемости древесины (ДПД) дает возможность структурировать лесной полог на статистически изотропный слой крон и анизотропный слой стволов.

Пространственно-временные координаты положения навигационных спутников в сочетании с координатами расположения антенны и границы лесного массива позволяют однозначно определить траекторию трассы прохождения сигнала сквозь лесной полог и движения рассеивающего объема лесного полога. Это обстоятельство позволяет получать электрофизические характеристики леса и восстанавливать влажность и биомассу лесного полога с координатной привязкой. Длина трассы (L), которую прошел сигнал в лесу, рассчитывается по формуле [7]

$$L = \frac{(H-h)\cdot\cos(\alpha)-d\cdot tg(\varphi)}{\cos(\alpha)\cdot\sin(\varphi)},$$

где H – средняя высота деревьев; h – высота расположения антенны; d – расстояние от антенны до кромки леса; α – азимут спутника; φ – угол возвышения спутника.



а *б* *в*

Рис. 6. Амплитудно-временные зависимости сигнала спутников:
а – ГЛОНАСС 4; *б* – ГЛОНАСС 14; *в* – GPS 3

Расчет коэффициента погонного ослабления сигнала в лесу иллюстрируется на примере измерений, проводимых около лесного массива ИФ СО РАН 30.03.17 (сухое состоянием лесного массива, ГЛОНАСС 4, ГЛОНАСС 14) и 24.11.17 (значительное количество снега, налипшего на ветвях кроны деревьев, GPS 30). Амплитудно-временные зависимости сигнала представлены на рис. 6, где красным цветом отображается сигнал, прошедший через лесной полог, черным – через свободное пространство. Для расчета экспериментальных значений погонного ослабления (γ) используется формула

$$\gamma = -\frac{10\ln\frac{P}{P_0}}{L},$$

где P – амплитуда сигнала прошедшего через лес; P0 – амплитуда сигнала свободного пространства. Результаты расчетов приведены в таблице.

Проведенные измерения ослабления сигналов ГНСС в лесном пологе в варианте радиопросвечивания демонстрируют возможность определять коэффициент погонного ослабления с координатной привязкой в реальном времени, всепогодно восстанавливать ЭКДП и влажность леса для мониторинга его состояния. Этот создаёт основу для

разработки специализированных устройств, которые могут быть использованы в сельском и лесном хозяйстве для мониторинга земных покровов в круглосуточном режиме.

Таблица

Коэффициент погонного ослабления в сухом и заснеженным лесном пологе

№ точки	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Азимут (α), град.	307,98	302,74	293,1	278,74	230,55	237,80	243,76	313,97	291,97	281,35	276,28
Угол места (φ), град.	59,06	64,69	69,78	73,24	66,69	72,75	76,11	84,75	38,54	60,35	63,25
L, м	19,47	17,64	15,73	13,44	0,54	11,13	12,58	13,83	29,45	19,64	18,6
γ, Дб/м	0,007	0,533	0,085	0,008	2,148	0,391	0,1218	0,004	0,098	0,603	0,003

Список литературы

1. Martin-Neira M. A Passive Reflectometry and Inerferometry System (PARIS): Application to ocean altimetry // ESA Journal. 1993. Vol. 17. P. 331–355.

2. Экспериментальное определение электрофизических параметров лесного покрова с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS / В.Б. Кашкин, В.И. Кокорин, В.Л. Миронов, С.В. Сизасов // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 7. С. 825–830.

3. Jin S., Cardellach E., Xie F. GNSS Remote Sensing. New York, London: Springer Dordrecht Heidelberg, 2014. 286 p.

4. Martin-Neira M. // GNSS-R future evolution. Abstract. Proc. IGARSS. Milan, Italy, Jul. 26–31, 2015. FR 1.G2.1.

5. Измерение влажности почвы сельскохозяйственных полей с использованием сигналов ГЛОНАСС и GPS / В.Л. Миронов, М.И. Михайлов, К.В. Музалевский, А.В. Сорокин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2014. Т. 11. № 4. С. 230–243.

6. Измерение влажности и высоты посевов, сельскохозяйственных полей с использованием приемника сигналов ГЛОНАСС и GPS / В.Л. Миронов, М.И. Михайлов, К.В. Музалевский, А.В. Сорокин, С.В. Фомин, А.Ю. Каравайский // Вестник СибГАУ. 2014. Т. 56. № 4. С. 88–97.

7. Сорокин А.В., Подопригора В.Г., Макаров Д.С. Рассеяние сигналов навигационных спутников на пространственных неоднородностях леса // Решетневские чтения [Электронный ресурс] : материалы XXI Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. памяти акад. М. Ф. Решетнева (8–11 нояб. 2017, г. Красноярск): Ч. 1. С. 416–417.

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ, ВЫЗВАННОЙ ЯВЛЕНИЕМ ДОПЛЕРА, В СИСТЕМАХ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА

М. Г. Поляк[1], С. П. Панько[2] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: mpolyak1502@gmail.com
[2]*Военно-инженерный институт СФУ*
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail:Vii@sfu-kras.ru

Ошибки при передаче цифровой информации возникают по трем причинам [1]: падение отношения сигнал/шум ниже определенного уровня, эффект Доплера, межсимвольная интерференция. В докладе показано, что в ряде случаев Доплеровское смещение частоты может оказывать более существенное влияние на битовую ошибку, нежели отношение сигнал/шум. Эффективным методом борьбы с эффектом Доплера является разнесенный прием сигнала [1, 3]. В данном докладе показана эффективность разнесенного приема с точки зрения снижения вероятности ошибки на один бит, возникающей вследствие эффекта Доплера, и производится усреднение ошибки на бит при изменении Доплеровского сдвига частоты в низкоорбитальных спутниковых системах.

Влияние эффекта Доплера на вероятность ошибки в системе приема сигнала на одну и на две антенны

Эффект Доплера оказывает большое влияние на вероятность ошибки, особенно в низкоорбитальных спутниковых системах. Так, например, для спутника, вращающегося по круговой орбите на высоте 700 км, скорость движения составляет около 7,5 км/с. Время видимости таких спутников очень ограничено. И в моменты, когда спутник появляется на горизонте или уходит за радиогоризонт, возникает доплеровский сдвиг частоты порядка 7 кГц, при частоте сигнала около 1,6 ГГц. Происходит отклонение несущей частоты и всего спектра от номинального значения. Номинальное значение формирует местный генератор (гетеродин) в приемнике, и, поскольку частоты принятого сигнала и местного не совпадают, возникает расхождение, приводящее к погрешности.

На сегодняшний день для снижения ошибки, вызванной эффектом Доплера, применяется автоматическая подстройка частоты (АПЧ). Системы АПЧ обладают инерционностью и полностью не позволяют значительно уменьшить ошибку, обусловленную эффектом Доплера. Поэтому возникает необходимость другого решения задачи уменьшения деструктивного влияния явления Доплера. Наиболее перспективно использовать с этой целью разнесенный прием на две или более приемных антенн.

В результате действия Доплеровского сдвига частоты при приеме ОФМ-2 сигналов на одну антенну возникает ошибка с вероятностью [1]:

$$P1 = \frac{\rho_0 \cdot \left(1 - J_0\left(2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot T\right)\right)}{2 \cdot \left(\rho_0 + 1\right)}, \qquad (1)$$

где ρ_0 – это среднее значение отношения сигнал/шум (ОСШ); f_d [Гц] – текущий доплеровский сдвиг; $g(T) = \int_{f_H - f_d}^{f_H + f_d} S(f) \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot (f - f_H) \cdot T\right] \cdot df = J_0(2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot T)$ – Корреляционная функция синфазной или квадратурной компоненты комплексного процесса [1], соответствующего электрической компоненте электромагнитной волны, сдвинутой на время Т, находится через функцию Бесселя нулевого порядка; $S(f)$ – спектральная плотность входного сигнала в диапазоне частот $f_H - f_d \le f \le f_H + f_d$; Т [с] – длительность одного информационного символа, а также время задержки сигнала при демодуляции сигнала ОФМ-2.

При приеме ОФМ-2 сигналов на две антенны [1] вероятность ошибки находится по формуле

$$P2 = 0,25 \cdot \left[1 - J_0\left(2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot T\right)\right]^2 \cdot \left[2 + J_0\left(2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot T\right)\right]. \quad (2)$$

На рис. 1 представлена структурная схема приемника ОФМ-2 сигналов на одну антенну, для которого справедлива формула (1). На рис. 2 представлена структурная схема приемника ОФМ-2 сигналов на две антенны, для которого справедлива формула (2) [1]. Согласованный фильтр в таких системах выполняет функцию выделения сигнала на фоне помех. Входной сигнал задерживается на один период информационного символа Т и подается на перемножитель. На выходе перемножителя формируеться два сигнала, высокочастотный, с удвоенной частотой несущей, и низкочастотный, с частотой, равной разности частот входного и задержанного сигналов, т. е. содержащий только передаваемую информацию. Для выделения низкочастотного информационного сигнала используется фильтр нижних частот (ФНЧ). Далее стробирующее устройство через каждый период времени *T* коммутирует значение 0 или 1 на выход.

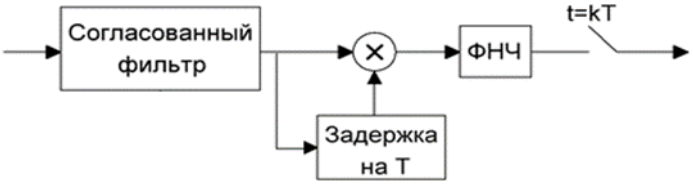


Рис. 1. Схема приемника ОФМ-2

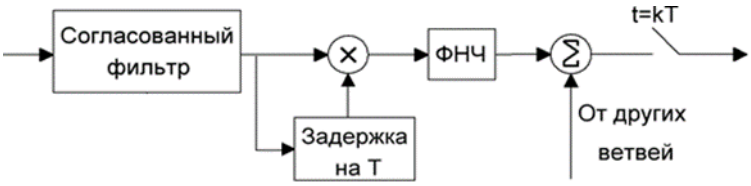


Рис. 2. Схема приемника ОФМ-2 сигналов при приеме на 2 антенны

Вероятность ошибки, обусловленной средним уровнем ОСШ, при отсутствии замираний сигнала определяется выражением [1]

$$P = 0.5 \cdot e^{-\rho_0}. \quad (3)$$

Проанализируем вклад уровня ОСШ и явления Доплера в общую вероятность ошибки. Вероятность ошибки при уровне ОСШ, например, равном двенадцати (10,8 дБ), вычисленная по формуле (3), составляет $3{,}0 \cdot 10^{-6}$. Вероятность ошибки, обусловленной явлением Доплера, при частотном сдвиге 100 Гц, вычисленная по формуле (1), составляет $4{,}4 \cdot 10^{-3}$ при скорости передачи информации 32 кб/с. При максимальном Доплеровском сдвиге частоты, равном, как отмечено выше, 7 кГц, вероятность ошибки составляет уже 0,1. Таким образом, при условиях, которые имеются при связи с низкоорбитальными космическими аппаратами, видно, что за время сеанса связи со спутником, ошибки возникают чаще по причине действия эффекта Доплера.

Проведем исследование влияния частоты Доплера на вероятность ошибки, а также в общем виде исследуем влияние скорости передачи данных на вероятность ошибки.

Исследование влияния частоты Доплера на вероятность ошибки

На основе формул (1) и (2) при среднем отношении сигнал/шум 12 (третий параметр в скобках у величин P1 и P2 на (рис. 3), где P1 и P2 – вероятности ошибки на бит при приеме сигнала на одну и две антенны соответственно) и при скоростях передачи информации 32 кб/с и 32 Мб/с построим графики зависимости вероятности ошибки от частоты Доплера.

Проанализируем зависимости, представленные на рис. 3, заметим, что при малом значении дополнительного частотного сдвига разнесенный прием на две антенны уменьшает порядок ошибки почти в 2 раза, 10–16 вместо 10–8. Однако при увеличении частоты Доплера эффективность системы разнесенного приема падает. Например, при частоте Доплера 1 кГц и скорости 32 кб/с вероятность ошибки уменьшается уже меньше чем на 2 порядка, а при частоте Доплера 7 кГц величины имеют уже один порядок и разница между ними всего в 1,5 раза. Кроме того, на представленных графиках для разных скоростей передачи 32 кб/с и 32 Мб/с видно, что чем быстрее передается информация, тем меньше вероятность ошибки, вызванная частотой Доплера. Например, для приема сигнала на 1 антенну и скорости передачи информации 32 кб/с и 32 Мб/с разница в вероятности ошибки составляет 6 порядков, а при приеме сигнала на 2 антенны – уже около 12 порядков.

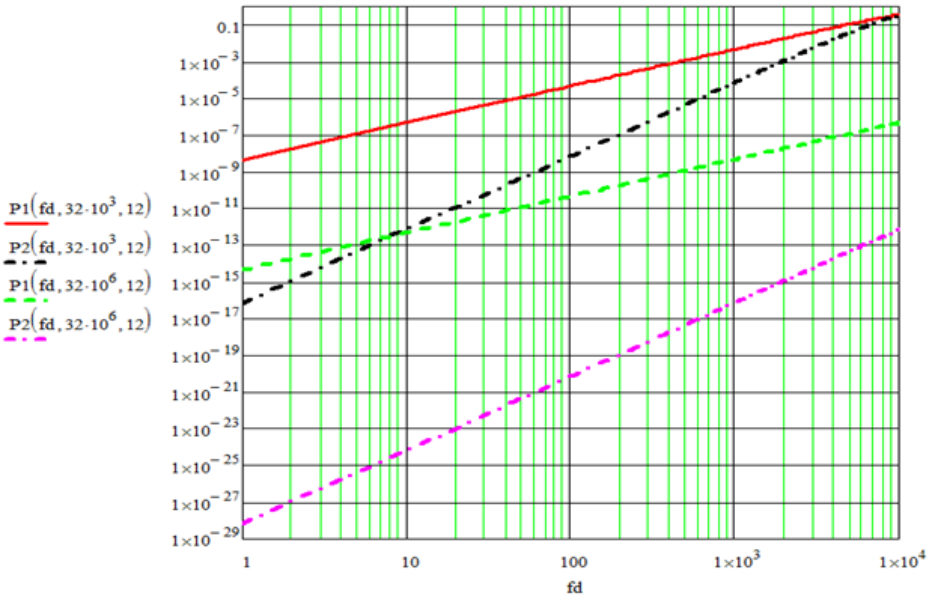


Рис. 3. Вероятность ошибки на двоичный символ в зависимости от доплеровского сдвига частоты

Средняя вероятность ошибки, обусловленной явлением Доплера, за время сеанса связи со спутником

Ввиду того, что доплеровский сдвиг частоты постоянно меняется во время сеанса связи со спутником, постоянно меняется и вероятность ошибки, обусловленной эффектом Доплера. Для того чтобы оценить вклад явления Доплера в среднюю вероятность ошибки за время всего сеанса связи со спутником, произведем усреднение влияния явления Доплера.

Существует известная формула для частоты Доплера:

$$f_d = \upsilon_r / \lambda, \tag{4}$$

где $\lambda = c / f$ [м] – длина электромагнитной волны с частотой [Гц]; υr [м/с] – радиальная скорость спутника, скорость спутника в направлении на точку наблюдения.

Согласно формуле (4) частотный сдвиг определяется радиальной скоростью спутника, мгновенное значение которой найдем, используя рис. 4, полученный в ходе проведенного исследования.

Время приема спутникового сигнала определяется временем прямой видимости спутника над линией горизонта. В общем виде зона B_0 (угол между направлением на спутник и на наблюдателя с центром в центре Земли) и время видимости спутника Δt зависят от высоты орбиты спутника и определяются выражениями [2]:

$$B_0 = \arccos\left[\left(Rz \cdot \cos(\alpha_{\min})\right) / \left(Rz + h\right)\right] - \alpha_{\min}, \quad (5)$$

где R_z [км] – радиус Земли; h [км] – высота орбиты спутника; $\alpha_{\min}$ [рад] – угол отсечки по высоте, минимальный угол видимости спутника.

$$\Delta t = 2B_0 / \omega, \quad (6)$$

где $\omega = V/(R_z+h)$ [рад/с] – угловая скорость спутника.

Скорость движения спутника определяется как первая космическая скорость:

$$V = \sqrt{G \cdot Mz / (Rz + h)} = 7{,}523[км/с] \quad (7)$$

где $M_z = 5{,}972 \cdot 10^{24}$ [кг] – масса Земли; $G = 6{,}67 \cdot 10^{-11}$ [м^3 кг$^{-1}$ с$^{-2}$] – гравитационная постоянная.

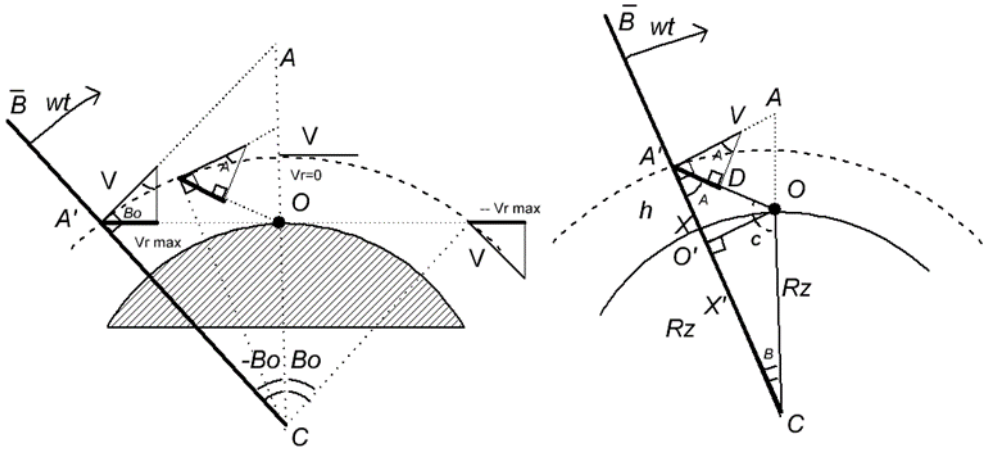


Рис. 4. Пояснение к нахождению радиальной скорости спутника

Согласно рис. 4 радиальная скорость спутника определяется синусом угла А, между вектором скорости спутника и направлением на наблюдателя:

$$\upsilon_r = V \cdot \sin(A). \quad (8)$$

Можно получить аналитическую запись для нахождения угла A, исходя из того, что вектор скорости спутника перпендикулярен направлению на центр Земли, т. е. угол $\angle AA'C = \pi/2$. Так как спутник движется равномерно по круговой орбите вокруг Земли, вектор B, проведенный из центра Земли на спутник движется равномерно с угловой скоростью ω; При движении вектора B, сигнал от спутника начинает приниматься от угла $-B0$ до угла $B0$.

Путем геометрических рассуждений получаем формулу для угла $A=\angle O'A'O$:

$$A = \text{arc}\,tg\left[\frac{O'O}{A'O'}\right] = \text{arc}\,tg\left[\frac{Rz \cdot sin(-B_0 + \omega \cdot t)}{Rz + h - Rz \cdot cos(-B_0 + \omega \cdot t)}\right]. \quad (9)$$

Объединим формулы (8) и (9) и получим выражение для нахождения радиальной скорости спутника от времени. Для учета того условно принятого направления движения спутника введем в формулу умножение на минус один (–1):

$$\upsilon_r(t) = V \cdot (-1) \cdot \sin\left[\text{arc}\,tg\left[\frac{Rz \cdot \sin(-B_0 + \omega \cdot t)}{Rz + h - Rz \cdot cos(-B_0 + \omega \cdot t)}\right]\right]. \quad (10)$$

В дальнейшем для радиальной скорости зададим угол отсечки по высоте 3 градуса $\alpha_{\min} = 3\pi/180$ [рад], получив угол видимости спутника $B_0 = 0{,}399$ [рад], время видимости спутника $\Delta t = 750{,}41$ [с], угловую скорость спутника $\omega = 1{,}064 \cdot 10^{-3}$ [рад/с].

Для того чтобы найти общую среднюю вероятность ошибки на бит, проинтегрируем по времени от выражения (1) и (2) соответственно для приема сигнала на одну и две антенны, вместо частоты Доплера подставим выражение (4), радиальную скорость в котором запишем по формуле (10), полученные интегралы нормируем по времени:

Построим графики по формулам (11) и (12) от скорости передачи информации $f_S = 1/T$ бит/с при среднем ОСШ, равном 12.

Проанализируем среднюю вероятность ошибки на бит в зависимости от скорости передачи информации по рис. 5. При скорости передачи информации около 1 Мб/с разнесенный прием позволяет примерно на 2 порядка снизить среднюю вероятность ошибки на бит, а при скорости 32 Мб/с разница составляет почти 5 порядков.

$$P1 = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} \frac{\rho_0 \cdot \left(1 - J_0\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{V \cdot (-1) \cdot \sin\left[\text{arc}\,tg\left[\frac{Rz \cdot \sin(-B_0 + \omega \cdot t)}{Rz + h - Rz \cdot cos(-B_0 + \omega \cdot t)}\right]\right]}{\lambda} \cdot T\right)\right)}{2 \cdot (\rho_0 + 1)} dt \quad (11)$$

$$P2 = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} 0{,}25 \cdot \left[1 - J_0\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{V \cdot (-1) \cdot \sin\left[\text{arc}\,tg\left[\frac{Rz \cdot \sin(-B_0 + \omega \cdot t)}{Rz + h - Rz \cdot cos(-B_0 + \omega \cdot t)}\right]\right]}{\lambda} \cdot T\right)\right]^2 \cdot \left[2 + J_0\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{V \cdot (-1) \cdot \sin\left[\text{arc}\,tg\left[\frac{Rz \cdot \sin(-B_0 + \omega \cdot t)}{Rz + h - Rz \cdot cos(-B_0 + \omega \cdot t)}\right]\right]}{\lambda} \cdot T\right)\right] dt \quad (12)$$

В качестве оцениваемого спутникового сигнала был выбран сигнал с частотой 1,6 ГГц спутника, движущегося по круговой орбите с высотой 700 км, вид модуляции ОФМ-2. Используя формулы (1) и (2) [1], на рис. 3 было показано, что при использовании разнесенного приема можно в 2 раза уменьшить порядок вероятности ошибки на бит при малых значениях частоты Доплера, а при значениях частоты Доплера, равных максимальному значению, разнесенный прием эффективнее примерно в 1,5 раза. Также в данном докладе было проведено усреднение влияние эффекта Доплера и показана эффективность системы разнесенного приема. Например, при скорости передачи информации 32 Мб/с разнесенный прием позволяет примерно в 2 раза уменьшить порядок ошибки.

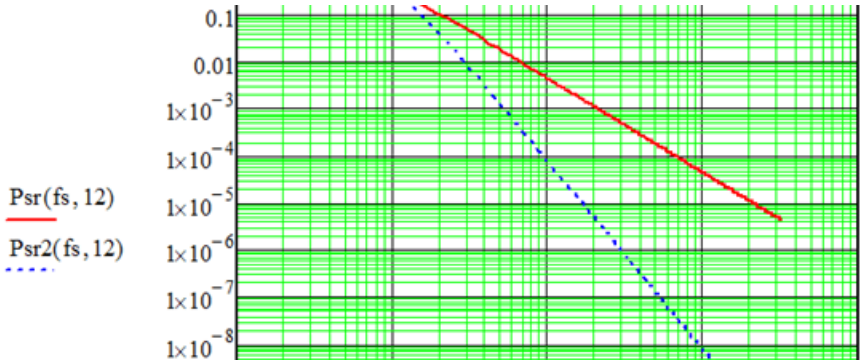


Рис. 5. Зависимость средней вероятности ошибки на бит от скорости передачи данных

Исследования выполнены при поддержке Министерства образования и науки России в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (Соглашение № 14.578.21.0247 от 26.09.2017, уникальный номер проекта RFMEFI57817X0247).

Список литературы

1. Джейкс У.К. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ. М.: «Связь», 1979.
2. Бордовицына Т.В. Технологии глобального позиционирования (GPS/ГЛОНАСС): электронное учеб. пособие. Томск, 2007.
3. Благовещенский Д.В. Радиосвязь и электромагнитные помехи: учеб. пособие. СПб., 2002.

SPACEWIRE-PLUG-AND-PLAY ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ БОРТОВЫХ СЕТЕЙ КА АО «ИСС»

Ю. Е. Шейнин[1], К. Н. Рождественская[1], А. С. Евдокимов[1],
Д. В. Дымов[2], С. Г. Кочура[2]

[1]*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения*
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67
E-mail: sheynin@aanet.ru, ksenia.khramenkova@guap.ru, alexey.evdokimov@guap.ru
[2]*АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: dymov@iss-reshetnev.ru, kochura@ iss-reshetnev.ru

Основные задачи и цели создания технологии SpaceWire-Plug-and-Play базируются на однотипных проблемах, возникающих у разных разработчиков оборудования и программного обеспечения. Разумеется, недостаточно просто включить питание устройств и соединить их в сеть. А с возрастанием числа устройств и сложности топологии бортовой вычислительной сети становится сложно отследить настройки всех устройств и определить их корректность. Помимо прочего быстрая перенастройка является важным параметром при работе в бортовой сети космического аппарата.

Бортовая информационно-коммуникационная среда (сеть) космического аппарата (ИКС КА) состоит из сетевых устройств полезной нагрузки и сетевых устройств служебной аппаратуры, которая обеспечивает функционирование космического аппарата.

В настоящее время ИКС КА использует централизованную архитектуру информационного взаимодействия и формирования функций управления. Основным элементом системы управления современных КА является бортовой комплекс управления (БКУ) с централизованным управлением на основе бортового компьютера и информационных каналов с датчиками, функциональными узлами и исполнительными устройствами.

Требования к БКУ включают в себя обеспечение решения разных задач по контролю и управлению космическим аппаратом:

– организация автономного управления, которая обеспечивает функционирование КА с требуемыми характеристиками;
– обеспечение и поддержание требуемых программных и аппаратных ресурсов;
– взаимодействие с наземным комплексом управления КА и пр.

Но существующая архитектура БКУ на основе низкоскоростной бортовой сети с шинной топологией и ограниченным количеством подключаемых абонентов не удовлетворяет требованиям современных и перспективных КА.

ИКС КА должна быть организована таким образом, чтобы гарантировать функционирование и мониторинг состояния всех устройств перспективных КА. Задачу такой организации может решать технология Plug-and-Play.

Структуры и сервисы бортовой сети КА АО «ИСС»

Сбор данных и управление построены по централизованному принципу. В основу информационного взаимодействия внутренних узлов БКУ и БКУ с другими системами положен магистрально-модульный принцип по ГОСТ Р 52070-2003 (российский аналог MIL-STD-1553B [1]). Основной недостаток магистрально-модульного принципа: в каждый момент времени передавать информацию по шине может только одно устройство.

Среди достоинств MIL-STD-1553B находятся: линейность архитектуры локальных сетей; поддержка как простых, так и интеллектуальных узлов; широкая доступность компонентов и пр. Наиболее важной характеристикой шины MIL-STD-1553B является её протокол команд/откликов, который гарантирует предсказуемость ее работы в условиях реального времени.

На рис. 1 показан один из вариантов структурной схемы БКУ с централизованной архитектурой.

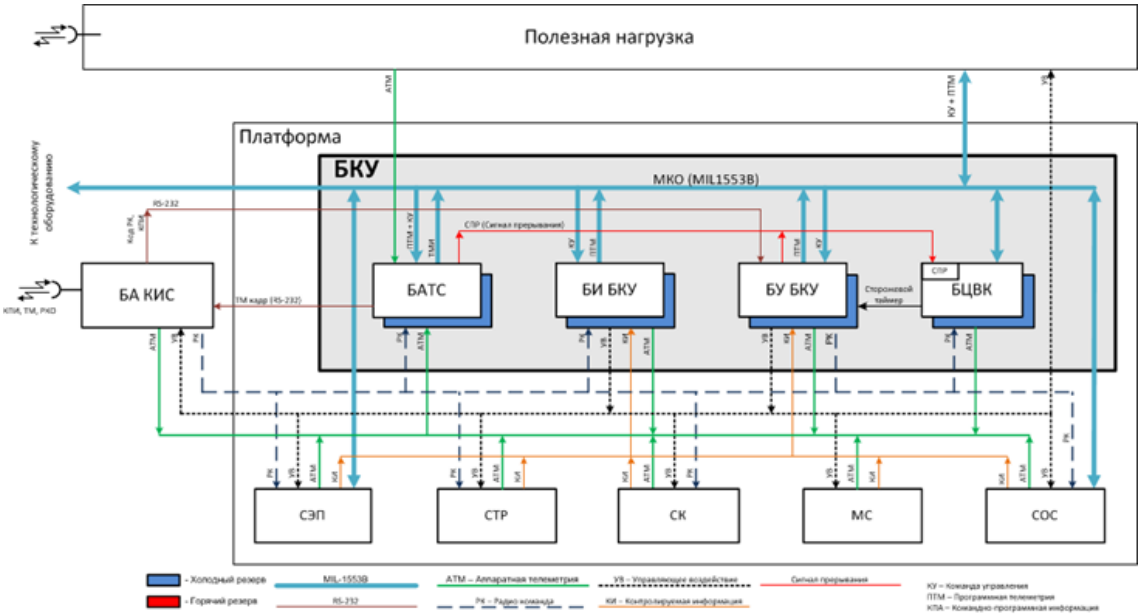


Рис. 1. Структурная схема БКУ с централизованной архитектурой

Для мониторинга технического состояния оборудования БКУ в состав БПО БЦВК входит программный модуль, решающий задачи дежурного контроля и диагностики (ДКД) БА.

Программный модуль ДКД предназначен для контроля аналоговых и сигнальных параметров БА, выбранных в качестве дежурных, и включения подпрограммы ДИАГНОСТИКА при выходе хотя бы одного дежурного параметра за пределы нормы.

Подпрограмма ДИАГНОСТИКА предназначена для выполнения заранее подготовленных рекомендаций по регистрации информации и (или) по управлению КА, включается по заявке подпрограммы ДЕЖУРНЫЙ КОНТРОЛЬ и выполняет следующие основные действия:

– считывание значений аналоговых и сигнальных параметров;

– формирование векторов текущего состояния БА и сравнение с заранее заданными значениями, отработка ситуаций, которые нестандартны;

– формирование массива норм параметров для подпрограммы ДЕЖУРНЫЙ КОНТРОЛЬ;

– формирование информации для передачи в составе ТМ-кадра на НКУ.

Развитие космических аппаратов АО «ИСС»

На современном этапе развития авионики космических аппаратов БКУ для перспективных космических аппаратов АО «ИСС» проектируются на основе сети технологии SpaceWire [2]. Преимуществами такой сетевой архитектуры БКУ являются наличие нескольких путей передачи данных и хорошая функциональная и информационная масштабируемость.

Дальнейшее функциональное развитие сетевых технологий SpaceWire предполагает создание самонастраивающихся сетей SpaceWire с концепцией Plug-and-Play (SpaceWire-Plug-and-Play).

Внедрение технологии SpaceWire-Plug-and-Play позволит существенно улучшить следующие показатели:

– снизить риски человеческих ошибок при разработке ИКС и БКУ КА, сборке и тестировании КА;

– повысить качество, надежность и отказоустойчивость функционирования ИКС, БКУ и КА в целом;

– реализовать техническую диагностику БА без необходимости создания отдельного физического интерфейса связи с БА.

На основании вышеописанных подходов к реализации сети SpaceWire-Plug-and-Play, минимальная функциональная конфигурация БКУ должна включать:

– центральный вычислительный компьютер, выполняющий основные вычисления и функции центрального менеджера бортовой сети SpaceWire;

– маршрутизаторы (минимум два), обеспечивающие масштабирование БКУ;

– менеджер питания с управляемой через сеть SpaceWire коммутацией питания БА и автоматическим контролем состояния «подключен/отключен»;

– терминальные сетевые устройства с поддержкой Plug-and-Play;

– региональные менеджеры сети (при необходимости).

Преобразователи интерфейсов, необходимые для перехода с различных типов интерфейсов на используемую БКУ системную технологию – SpaceWire.

Аппаратуру для организации связи с ЦУП, которая выполняет прием команд и передачу телеметрии.

Технология SpaceWire-Plug-and-Play

Цель технологии Plug-and-Play в настройке известных устройств в сети с известной топологией, поддержание управления основными элементами сети, своевременное изменений состава и структуры сети, определение ошибок и их локализация.

Технология SpaceWire-Plug-and-Play выполняет следующие функции:

– стандартный способ конфигурирования стандартных функций (использование широко распространённого протокола RMAP для настройки базовых функциональных элементов устройств, например, таблица маршрутизации коммутатора);

– выполнение мониторинга и определение состояние и статуса устройства;

– выполнение перенастройки, если это необходимо.

Архитектура SpaceWire-Plug-and-Play распределенных сетевых структур КА содержит четыре типа устройств сети SpaceWire-Plug-and-Play:

– терминальный узел. Терминальные узлы в сети SpaceWire-Plug-and-Play могут исполнять от одного и более процессов и являются источниками и получателями пакетов;

– маршрутизирующий коммутатор. Маршрутизирующие коммутаторы направляют пакеты в выходные порты SpaceWire согласно настроенным таблицам маршрутизации и являются основными передающими устройствами;

– менеджер Plug-and-Play. Это устройство, выполняющее сервисы технологии SpaceWire-Plug-and-Play. Менеджеры Plug-and-Play представляют собой интеллектуальные оконечные узлы сети SpaceWire-Plug-and-Play;

– коммутатор питания (рис. 2).

SpaceWire-Plug-and-Play протокол для формирования команд к устройствам использует команды протокола удаленного доступа к памяти (RMAP). Также SpaceWire-Plug-and-Play использует транспортный протокол СТП-ИСС [3] для связи между менеджерами и информирования о событиях.

Устройства сети SpaceWire обслуживаются менеджером SpaceWire-Plug-and-Play по простому механизму взаимодействия: запрос-ответ. Протокол SpaceWire-Plug-and-Play предполагает, что устройства сети не выступают инициаторами в сервисах SpaceWire-Plug-and-Play.

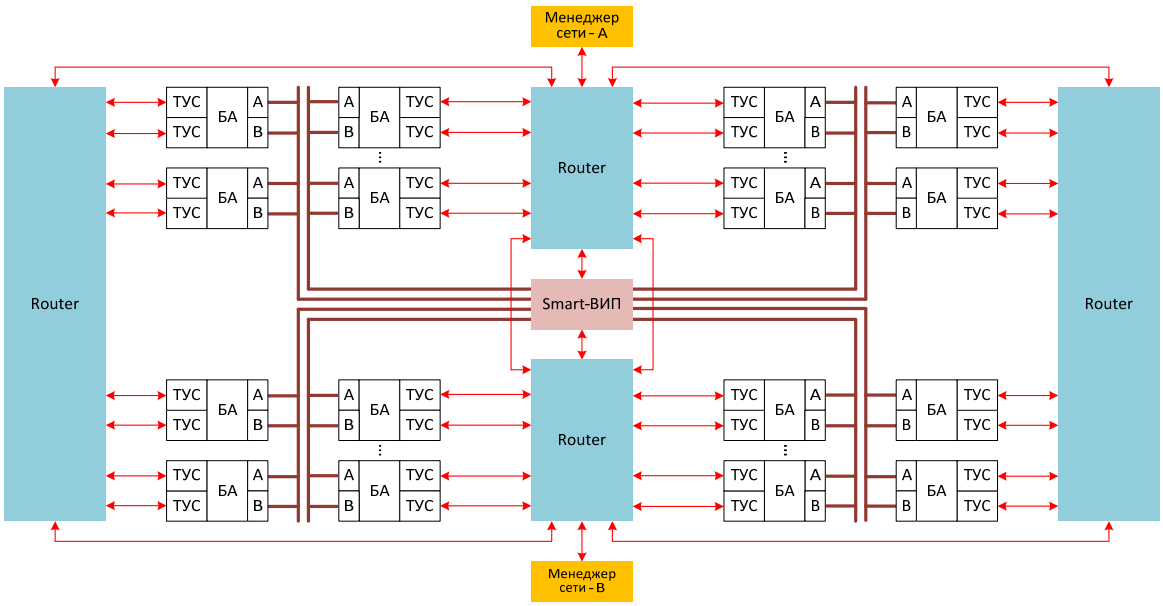


Рис. 2. Пример организации сети КА с коммутатором питания (Smart-ВИП)

При запуске менеджер SpaceWire-Plug-and-Play определяет состав имеющихся в сети системных компонентов – терминальных узлов и сетевых коммутаторов на основе входного конфигурационного xml-файла [4].

В SpaceWire-Plug-and-Play исполняются следующие сервисы:

– администрирование. Данный сервис выполняется единожды, при запуске сети и менеджера Plug-and-Play. По завершении выполнения данного сервиса терминальные узлы и сетевые коммутаторы будут настроены в соответствии с заданными при проектировании сети настройками и готовы к выполнению своих задач. По окончании администрирования формируется выходной xml-файл [4];

– мониторинг. Мониторинг состояния сети исполняется циклически на протяжении всего времени функционирования сети SpaceWire, он является основным сервисом, который определяет текущую структуру сети и состояние устройств. Мониторинг выполняет проверку установленных параметров устройств сети, выполненную при администрировании, обнаружение изменений в структуре сети;

– реконфигурирование. Сервис реконфигурирования запускается вызовом из сервиса мониторинга, а именно: если были обнаружены отличия в конфигурации сети или при получении зарезервированного прерывания. Реконфигурирование фиксирует исчезновение устройства в структуре сети либо появление нового устройства и добавляет его в структуры данных;

– механизм распределенных прерываний. Использование механизма распределенных прерываний для оповещения позволяет менеджеру SpaceWire-Plug-and-Play получать информацию о факте произошедшего в сети изменения немедленно, в течение нескольких микросекунд после того, как такое изменение произойдет в любом месте сети SpaceWire;

– синхронизация менеджеров. Случай, когда менеджер выходит из строя, обрабатывается одним из возможных способов, в зависимости от программной и аппаратной реализации менеджеров SpaceWire-Plug-and-Play.

Применение SpaceWire-Plug-and-Play для КА АО «ИСС»

Будущие поколения КА АО «ИСС», основывающиеся на стандарте SpaceWire, будут обладать более сложной структурой и более широким спектром возможностей.

SpaceWire-Plug-and-Play предлагает обширный функционал по отслеживанию всей сети КА.

На рис. 3 показан проект структурной схемы бортовой сети ИКС-PnP.v1 на основе самонастраивающихся сетей SpaceWire технологии Plug-and-Play.

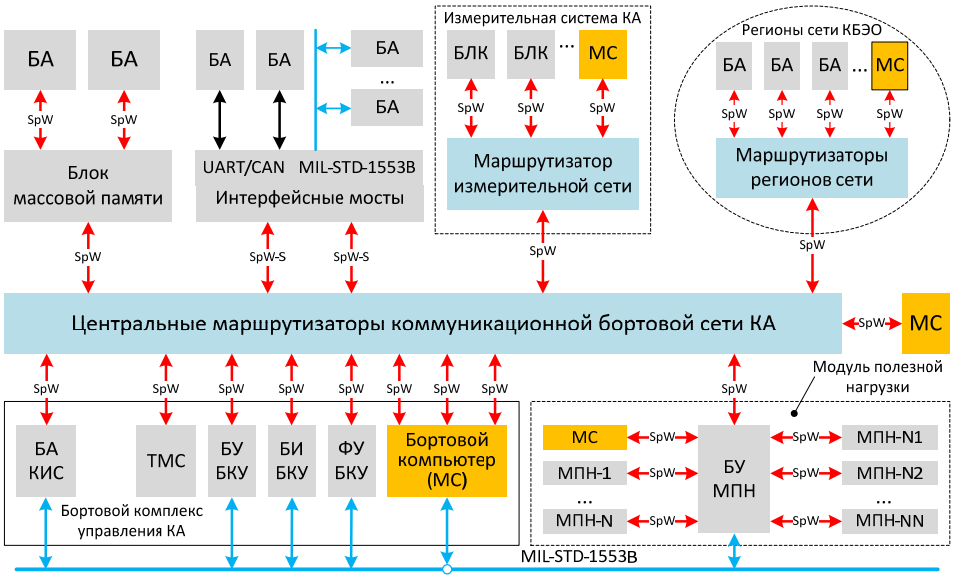


Рис. 3. Проект структурной схемы бортовой сети ИКС-PnP.v1
на основе самонастраивающихся сетей SpaceWire технологии Plug-and-Play

Основными функциональными элементами сети ИКС-PnP.v1 являются:

– сетевой коммутатор SpaceWire 3-го уровня, обеспечивающий коммутацию служебных и информационных пакетов;

– интеллектуальный менеджер сети (МС);

– терминальный узел бортовой аппаратуры, поддерживающий технологию SpaceWire-Plug-and-Play;

– протоколы транспортного уровня RMAP и СТП-ИСС-14D.

Менеджер Plug-and-Play дополняет предлагаемые сервисы для повышения отказоустойчивости штатной работы бортовой сети, не запрещая и не исключая методы, уже реализованные на устройствах и БКУ.

Список литературы

1. AIM GMBh Avionics Databus Solutions/MIL-STD-1553 Tutorial/AIM. Freiburg/ 2010/82 p.

2. Standards ECSS-E-50-12A/Space engineering. SpaceWire – Links, nodes, routers and networks / Noordwijk: ESA, European cooperation for space standardization. 2003.

3. STP ISS Transport Protocol for Spacecraft On-board Networks / Y. Sheynin, V. Olenev, I. Lavrovskaya, I. Korobkov, D. Dymov // Proceedings of 6th International Conference SpaceWire. 2014. Program/Athens, Greece. 2014. P. 26–31.

4. Khramenkova Ksenia. Automated SpaceWire network administration // Proceedings of the 6th International SpaceWire Conference. SpaceWire 2014. P. 86–89.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРОВСКИХ СИГНАЛОВ

М. С. Цимбал, С. П. Панько (научный руководитель)

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: tsms@mail.ru

Предложен способ оптимизации вычислений при нахождении оценки средней частоты доплеровских сигналов. Проведен сравнительный анализ результатов, полученных путем моделирования известных методов оценки средней частоты.

Среди известных способов определения доплеровского смещения частоты широко используется методы оценки частотных параметров радиосигнала на основе спектрального анализа. Для решения практических задач спектральный анализ реальных сигналов проводится на конечном временном интервале T, который влияет на наблюдаемые спектральные параметры [1].

Самым очевидным способом для оценки несущей частоты можно считать нахождение значения аргумента (частоты) максимальной спектральной составляющей энергетического спектра. Для этого используют аналоговый или цифровой узкополосный фильтр, способный перестраиваться в заданной частотной области. Максимум амплитудно-частотной характеристики, полученной с помощью фильтра, определяет несущую частоту сигнала ω = ω0, значение фазо-частотной характеристики в точке ω=ω0 будет соответствовать начальной фазе сигнала φ0.

Однако такой способ может использоваться лишь для узкополосных сигналов, поскольку с увеличением ширины спектра точность оценок понижается. Другими словами, точность определения частоты путем поиска максимальной спектральной составляющей напрямую зависит от длительности выборки T.

Известно, что для оценки спектральных параметров сигнала применятся метод моментов [2], где в качестве весовой функции используется амплитудный спектр или энергетический спектр сигнала:

$$\omega_0 = \frac{\int_0^\infty \omega |S(\omega)|^\beta d\omega}{\int_0^\infty |S(\omega)|^\beta d\omega}.$$

В [3] было проведено исследование эффективности различных весовых функций и показано, что наиболее предпочтительно использовать энергетический спектр радиосигнала E(ω), который может быть определён как для детерминированных, так и для случайных процессов конечной длительности (β = 2):

$$E(\omega)=| S(\omega) |2.$$

Одним из самых распространенных методов определения средней частоты сигнала можно считать метод квазичастоты, при котором среднее «число нулей» в единицу времени совпадает со средней квадратической частотой спектра узкополосного сигнала [4]:

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{\int_0^\infty \omega^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^\infty |S(\omega)|^2 d\omega}}.$$

Отметим похожесть выражений и общую особенность, заключающуюся в использовании операции интегрирования энергетического спектра во всем доступном интервале частот, что в случае дискретного спектра означает выполнение операции последовательного суммирования спектральных составляющих.

Однако если вычисления осуществлять, в первую очередь, с гармониками большей мощности (рис. 2), то оценку с высокой точностью представляется возможным получить, используя меньшее число гармоник:

$$\Omega_0 = \sum/N.$$

Данный подход позволит снизить объем вычислений при уточнении оценки частоты спектра для сигналов, форма спектра которых не позволяет выделить спектральную составляющую с максимальной амплитудой, явно соответствующую центральной частоте. Такая ситуация возникает при расширении спектра сигнала наряду с увеличением мощности шума, при этом очевидно, что качество оценки будет снижаться.

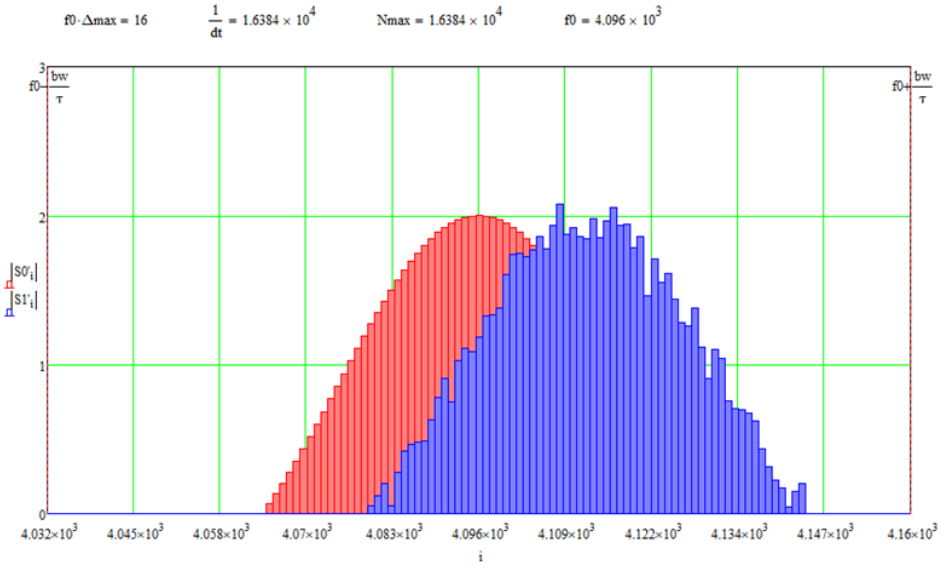


Рис. 1. Спектр доплеровского сигнала

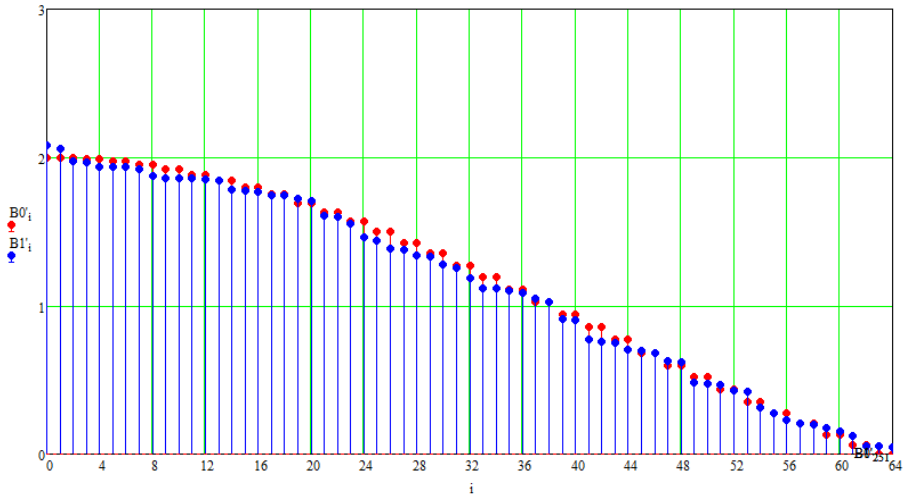


Рис. 2. Отсортированный спектр сигнала

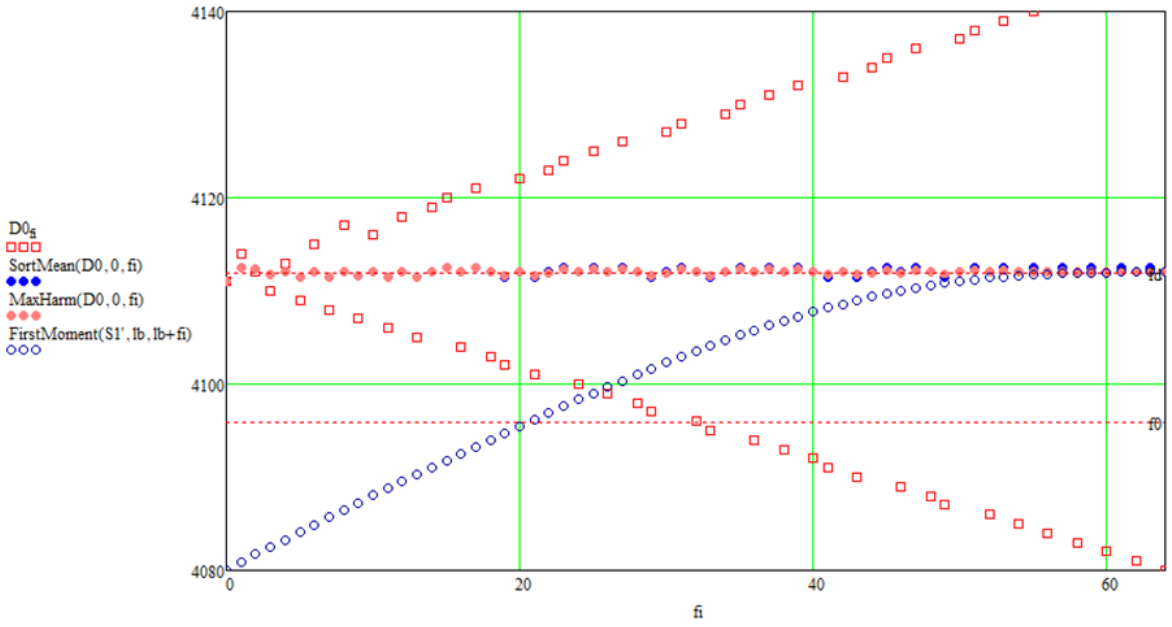


Рис. 3. Сравнительная оценка частоты

Таким образом, предложенный способ приоритетного ранжирования спектра позволяет выделить для оценки преимущественно высокоэнергетические спектральные составляющие, снизив тем самым влияние гармоник малой амплитуды, наиболее подверженных влиянию шумов, что положительно отражается на скорости и точности получаемой оценки (рис. 3).

Также следует отметить, что потенциально сосредоточенность гармоник с максимальными амплитудами в районе средней частоты способствует снижению влияния дисперсии частотного спектра вследствие доплеровского эффекта, которым в большей степени подвержены крайние составляющие.

Исследования выполнены при поддержке Министерства образования и науки России в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (Соглашение № 14.578.21.0247 от 26.09.2017, уникальный номер проекта RFMEFI57817X0247).

Список литературы

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

2. Моргунов А.Н. О способах оценки параметрической частоты по энергетическому спектру процесса // Радиоэлектронные устройства.

3. Захарченко В.Д. Способ оценки средней частоты широкополосных доплеровских сигналов. Патент РФ № 2114440 от 27.06.98 // Изобретения. Заявки и патенты. 1998. № 18 (II). С. 344.

4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник. 2-е изд. М.: Высш. шк., 1988. 448 с.

ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ СРЕДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ БОРТОВОГО РЕТРАНСЛЯЦИОННОГО КОМПЛЕКСА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Т. А. Зубов, В. В. Сухотин (научный руководитель)

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: timonische@bk.ru, VSuhotin@sfu-kras.ru

Бортовые ретрансляционные комплексы являются одной из основных систем космического аппарата. Задачей которого является прием, преобразование, усиление и передача сигнала наземной станции. В статье рассматривается разработка модели системы радиосвязи с использованием бортового ретрансляционного комплекса космического аппарата. Рассмотрены основные среды математического моделирования радиотехнических систем. Выбрана и обоснована, исходя из заданного функционала каждого блока модели, среда моделирования. Достоинства и недостатки сред представлены и сведены в таблицу. Сделаны соответствующие выводы.

Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) – ретранслятор космического аппарата (КА) связи является важнейшей составной подсистемой КА связи и, по существу, является полезной нагрузкой, определяющей его функциональное назначение. Для обеспечения функционирования БРК выделяется основная часть главных ресурсов КА. В современных КА связи надежность и ресурс БРК определяют срок службы КА. Из функциональных характеристик БРК вытекают в конечном итоге требования к таким подсистемам КА. Поэтому важным этапом разработки БРК является компьютерное моделирование, которое способно оценить, обосновать те или иные характеристики БРК и системы радиосвязи [1]. Например, влияние на помехоустойчивость и пропускную способность различных искажений в канале связи, неидеальностей характеристик ВЧ и НЧ трактов, выбора той или иной сигнально-кодовой конструкции.

Типовая структура современного многоствольного БРК со сквозной ретрансляцией для КА связи на геостационарной орбите [2] представлена на рис. 1.

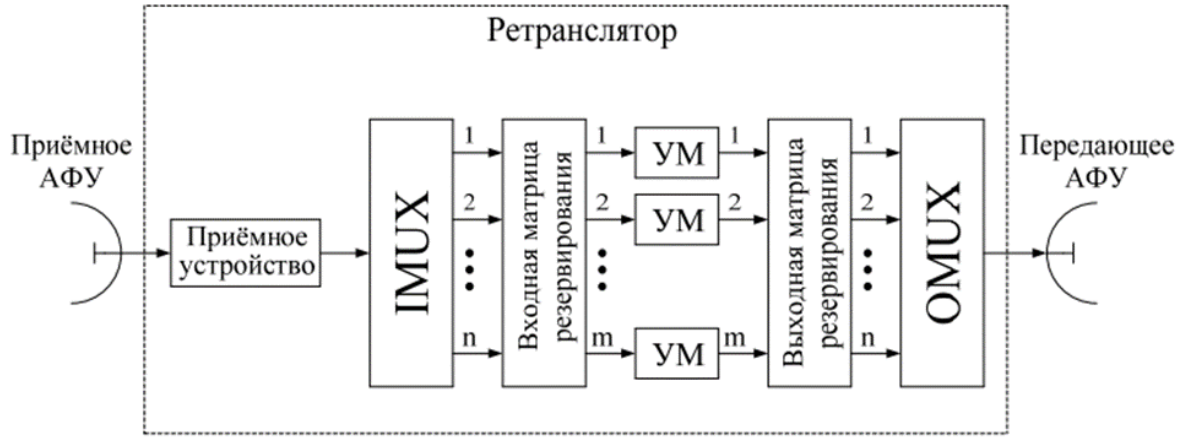


Рис. 1. Типовая структура современного многоствольного БРК

Сформированный и излученный ВЧ-сигнал, проходя по радиоканалу от наземной станции (НС) до БРК, ослабляется и искажается (аддитивные, фазовые, частотные шумы и т. д.). Далее принятый сигнал антенно-фидерным устройством (АФУ) поступает в приемное устройство, в котором осуществляется усиление сигналов с малым уровнем собственных флуктуационных помех (шумов) и преобразование частоты (с fпр на fпрд), далее сигналы поступают на входной мультиплексор (IMUX), в котором осуществляет-

ся разделение на частотные стволы, затем сигналы каждого ствола усиливаются своим усилителем мощности (УМ) и складываются вместе выходным мультиплексором (OMUX). Затем ВЧ-сигнал (реакции), ослабленный и искаженный каналом, возвращается на НС. На наземной станции спектр принимаемого сигнала выделяется посредством полосового фильтра, усиливается малошумящим усилителем, переносится в область промежуточной частоты, где сигнал снова усиливается, фильтруется и переносится в область нулевой частоты. На нулевой частоте сигнал оцифровывается, фильтруется, демодулируется и декодируется. То есть проводятся операции, обратные формированию сигнала, кроме того, во время обработки сигнала на приемной стороне восстанавливается частота, частота тактирования, битовая и кадровая синхронизация.

Исходя из вышесказанного, а также изучения соответствующей литературы [3, 4], была разработана упрощенная схема модели, которая представлена на рис. 2.

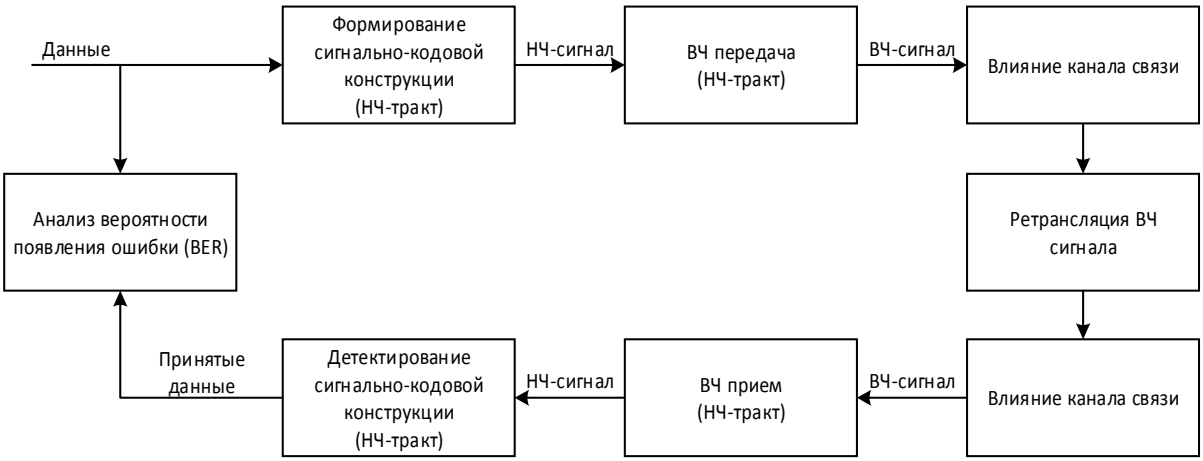


Рис. 2. Упрощенная схема модели системы радиосвязи с БРК КА

Модель должна обладать следующим функционалом:

–отражает физическую суть высокочастотного тракта БРК и НС на уровне основных узлов прохождения (смеситель, гетеродин, усилитель мощности, входной и выходной фильтр);

– возможностью изменения радиотехнических характеристик модели БРК;

– формированием испытательного сигнала с применением стандартов, например DVB-S2, OFDM;

– измерением вероятности появления битовых ошибок при прохождении сигнала с различными сигнально-кодовыми конструкциями;

– имитацией искажений сигнала в радиоканале;

– интеграцией с Labview.

Для моделирования системы радиосвязи с использованием БРК необходимо выбрать программную среду. На сегодняшний день существует достаточно большое количество сред математического моделирования, к одним из основных относятся: Mathcad, Maple, Mathematica, Maxima, Julia, GNU Octave, Scilab, Amesim, Dymola, Modelica и MATLAB/Simulink.

Рассмотрев функционал сред математического моделирования [5–17], исходя из критериев была сформирована таблица (таблица), которая дает возможность оценить достоинства и недостатки и сделать выбор среды.

Таблица

Достоинства и недостатки рассмотренных систем моделирования на основе заданных критериев моделирования БРК

Среда моделирования	Критерии моделирования системы радиосвязи с использованием БРК КА					Возможности среды	
	Моделирование основных узлов (смеситель, гетеродин, усилитель, фильтр)	Изменение радиотехнических характеристик модели БРК	Формирование испытательного сигнала (DVB-S2, OFDM)	Измерение BER различных сигнально-кодовых конструкций в модели БРК	Имитация искажений в тракте распространения сигнала	Интеграция с Labview	Визуальное исполнение
Mathcad	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
Maple	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
Mathematica	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
GNU Octave	Нет библиотек	Нет библиотек	Частично, библиотека Communication	Частично, библиотека Communication	Нет библиотек	Нет	Нет
Maxima	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
Julia	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
Scilab	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет библиотек	Нет	Нет
Amesim	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Нет	Да
Dymola	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Нет	Да
Modelica	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Невозможно	Нет	Да
Matlab /Simulink	Да, библиотека RF Toolbox	Да, библиотеки RF Toolbox и Communi-cation Toolbox	Да, библиотека Communication Toolbox	Да, библиотека Communication Toolbox	Да, библиотеки RF Toolbox и Communication Toolbox	Matlab Да	Sim-ulink Да

Для осуществления моделирования системы радиосвязи с использованием БРК КА в Mathcad, Maple, Wolfram Mathematica, Julia и Scilab необходимо на низком уровне формировать математические модели канальных кодеров и декодеров, перемежителей и деперемежителей, модуляторов и демодуляторов, систем стабилизации, синхронизации, моделей каналов связи, высокочастотных ступенчатых и фильтров Батерворда, последовательных RLC элементов, трансформирующих линий, четырехполюсников, усилителей, смесителей в виде математических функций на основе базовых математических функций, что увеличивает время формирования модели, а также из-за обилия формул может привести к ошибке вычислений.

Моделирование в Amesim, Dymola и Modelica невозможно ввиду отсутствия требуемого функционала (таблица).

В отличие от вышеперечисленных сред GNU Octave может быть дополнен пакетом расширения Communications. Этот пакет позволяет осуществлять кодирование источника, канальное кодирование, модуляцию и демодуляцию, а также подсчет BER и вывод глазковых диаграмм. Однако канальное кодирование ограничивается кодами BCH, Рида – Соломона и сверточными. Отсутствуют такие коды, как турбокоды и LDPC, который используется для построения DVB-S2 систем. Модуляция ограничивается аналоговыми и простыми цифровыми M-арными модуляциями, как MPSK, MFSK и MQAM, отсутствует OFDM. Имитация искажений в канале связи ограничивается аддитивным гауссовым шумом. Пакета моделирования высокочастотных узлов в GNU Octave нет. Все среды, кроме MATLAB, не поддерживают интеграцию в среду LabVIEW для работы с ПО интерфейса пользователя.

MATLAB/Simulink является мощным пакетом математического моделирования. Благодаря пакетам расширения Communications System Toolbox и RF Toolbox MATLAB/Simulink обладает наличием всех библиотек, которые позволяют производить заданное моделирование, отражая с большой точностью требуемый функционал.

Использование Simulink позволяет достаточно быстро сформировать модель необходимой системы радиосвязи, а после удачного моделирования конвертировать полученную блок-схему в текстовый MATLAB m-файл, который в последствии может быть интегрирован ПО высокого уровня, например, разработанного в среде LabVIEW.

Таким образом, исходя из проделанной работы, можно сделать вывод о том, что разработанная упрощенная схема модели системы радиосвязи с БРК КА, обладающая заданным функционалом, может быть смоделирована с помощью MATLAB/Simulink.

Исследования выполнены при поддержке Министерства образования и науки России в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы» (Соглашение № 14.578.21.0247 от 26.09.2017, уникальный номер проекта RFMEFI57817X0247).

Список литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

2. Орлов А.Г., Севастьянов Н.Н. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи. Принципы работы, построение, параметры / науч. ред. В.Н. Бранец. Томск: Изд. дом Томского гос. ун-та, 2014. 206 с.

3. ETSI EN 302 307 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). ETSI. European Standard (Telecommunications series), 2009. 78 p.

ПРОТОКОЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ДРОБЛЕНИЕМ ПАКЕТА

А. В. Мишуров, А. А. Горчаковский, А. Н. Камышников

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

Широко распространенные протоколы передачи данных в каналах связи с шумами предусматривают повторную передачу всего пакета целиком. В этом состоит резерв повышения эффективности передачи информации в цифровых каналах сетей, в т. ч. беспроводных, работающих в пакетном режиме.

В пакетной передаче неизбежны т. н. «накладные расходы» – служебные биты, не переносящие передаваемую информацию. К ним относятся флаги, адресные биты, искусственно вводимая избыточность при использовании корректирующих кодов, контрольные биты. Это приводит к тому, что скорость передачи информации всегда ниже скорости передачи битов. Это позволяет говорить об эффективности передачи, которую обозначим *E*.

Целью любого протокола пакетной передачи является повышение эффективности. Достижение этой цели возможно двумя путями – уменьшением накладных расходов и/или увеличением числа бит передаваемой информации. Первый путь имеет реальное ограничение, поскольку характер и размеры служебных полей в пакете стандартизированы. Использование второго пути ограничивается резким увеличением времени передачи за счет повторной и последующих передач в случае обнаружения ошибки. Поэтому можно говорить о существовании оптимальной длины информационного поля пакета, при котором минимизируется время доставки сообщения (пакета) в зависимости от реальной вероятности ошибок.

Определим следующие важные параметры протокола передачи информации: *T* – время передачи одного пакета; *E* – эффективность протокола; *Nopt* – оптимальный объем информации, при котором эффективность максимальна; *L* – предел эффективности, когда объем информации *Ni* стремится к бесконечности.

Далее будут использованы следующие сокращения и аббревиатуры: *Tp* – время распространения сигнала между передатчиком и приемником, величина постоянная, зависит только от скорости сигнала в линии связи и расстояния между входом и выходом сети; *D* – скорость передачи в битах/секунду, т. н. электрическая скорость, зависит только от природы линии связи (кабель, волоконно-оптическая линия, спутниковый канал…); *Pb* – вероятность того, что один бит не будет принят корректно, вероятность ошибки на бит; *Ni* – объем передаваемой информации в битах; $N_@$ – размер адресного поля в пакете в битах; *Nc* – размер поля контрольной суммы в пакете в битах; *Nack* – размер подтверждающего сообщения в битах.

Протокол с полным повтором.

Основная идея этого широко распространенного протокола состоит в том, чтобы пакет был принят безошибочно до начала передачи следующего пакета. Протокол основывается на повторной передаче пакетов, принятых с ошибкой. Алгоритм состоит в следующем: компьютер *S* отправляет компьютеру *R* пакет *P*, при приеме этого пакета *R* верифицирует контрольную сумму *P*, если контрольная сумма фальшива, то:

R возвращает *S* сообщение об ошибке и запрашивает повторную передачу того же пакета *P*, *S* отправляет пакет *P* снова,

приняв *P*, *R* снова производит проверку контрольной суммы *P*;

если проверка контрольной суммы показала правильность приема пакета, то *R* отправляет подтверждение о приеме *P* и запрашивает передачу следующего пакета.

Будем считать, что:

– пока пакет не будет принят верно, передатчик (отправитель) будет повторять передачу;

– сообщение, подтверждающее правильность принятого пакета, контрольная сумма и флаги передаются без ошибок. Эта гипотеза основана на малой длительности указанных полей;

– пакет имеет следующую структуру: *N@* – адресное поле, бит, *Ni* – поле передаваемых данных, соответствует реальной информации, бит, *Nc*– поле контрольной суммы, бит.

Оценим вероятность того, что пакет принят верно. Каждый пакет состоит из *(N@ + Ni + Nc)* бит. Тогда *P0 = P [ошибки в пакете нет] = P [первый бит принят верно] * P [второй бит принят верно] * ... * P последний бит принят верно]= (1 – Pb) * (1 – Pb) * ...* (1 – Pb) = (1 – Pb) Ni + N@ + Nc*

Вероятность правильной передачи пакета в общем виде

$$P_0 = (1 - P_b)^{Ni + N@ + Nc}.$$

Вероятность того, что пакет не принят верно после *j* попыток и верно в попытке (*j* + 1) фактически является вероятностью *j* повторных передач.

Вероятность *j* повторений передачи в общем виде:

$$P_j = P_0 * (1 - P_0)^j.$$

Итак, вероятность появления каждого случая известна точно, что позволяет получить время и эффективность передачи. Рассмотрим три возможных случая.

Случай без повторных передач (удачна первая попытка).

Количество передаваемых бит *N*0 и время передачи T_0

$$N_0 = (N_i + N_@ + N_c + N_{ack}),\ T_0 = \frac{(N_i + N_@ + N_c + N_{ack})}{D} + 2T_P.$$

Одна повторная передача.

Количество передаваемых бит N_1 и время передачи T_1

$$N_1 = 2\ (N_i + N_@ + N_c + N_{ack}) = 2\ N_0,\ T_1 = \frac{2(N_i + N_@ + N_c + N_{ack})}{D} + 4T_P = 2\ T_0.$$

J повторных передач.

Эффективность и время передачи.

$$E = \frac{N_i(1 - P_b)^{N_i + N_@ + N_c}}{\sum_{j=0}^{\infty} N_j P_j},\ T = \frac{N_i + N_@ + N_{ack} + 2DT_p}{D(1 - P_b)^{N_1 + N_@ + N_c}}.$$

Оптимальный объем файла *Nopt*, при котором обеспечивается максимум эффективности E, определяется из решения уравнения: *dE/dNi* = 0. Фактически с округлением до целого. Рост достоверности (уменьшением вероятности ошибки на бит) сопровождается расширением области, прилегающей к оптимальному значению *Nopt*. Это снижает требование к точности установки при аппаратной реализации рассчитанного значения *Nopt*. Это объясняется тем, что информационная часть пакета становится настолько большой, что ее разброс мало влияет на эффективность.

Если принять гипотезу о том, что все пакеты принимаются максимум с двух попыток, то это дает следующие выражения для параметров N, T и L:

$$\left.\begin{aligned} T &= \left(\frac{N_i + N_@ + N_c + N_{ack}}{D} + 2T_p\right)\left(2 - (1 - P_b)^{N_i + N_@ + N_c}\right) \\ E &= \frac{N_i}{\left(N_i + N_@ + N_c + N_{ack}\right)\left(2 - (1 - P_b)^{N_i + N_@ + N_c}\right)} \\ L &= \frac{1}{2} \end{aligned}\right\}. \qquad (1)$$

Оптимальные значения эффективности времени передачи *Topt* и *Eopt* легко получить путем подстановки в (1).

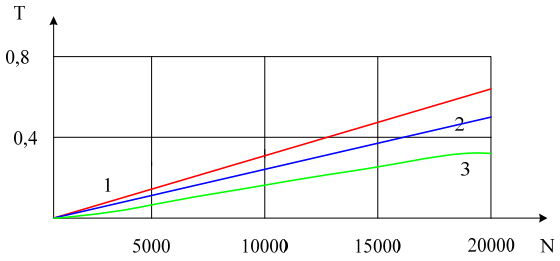
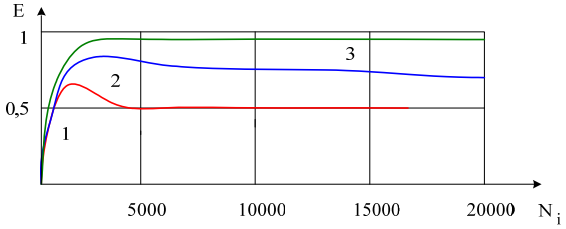


Рис. 1. Зависимость $T(N)$ для трех значений вероятности ошибки P_b



1: $P_b=10^{-3}$, 2: $P_b=10^{-5}$, 3: $P_b=10^{-7}$.

Рис. 2. Зависимость $E(N)$ для трех значений вероятности ошибки P_b

Вероятность ошибки *Pb* является одним из наиболее важных параметров, зависящих от канала, поэтому расчеты проведены для семейства значений *Pb*, которым соответствуют кривые 1: $Pb = 10^{-3}$, 2: $Pb = 10^{-5}$, 3: $Pb = 10^{-7}$.

Наиболее интересный результат относится ко времени передачи, что отражено на рис. 1 для трех значений *Pb*. График демонстрирует существенное влияние вероятности ошибки на время передачи *T*. Как правило, время передачи уменьшается при более высокой достоверности передачи информации в канале. Минимальное время передачи обеспечивается при $Ni = 0$. При этом тем не менее $T > 0$, поскольку служебная информация передается в любом случае.

Зависимость эффективности E от вероятности ошибки *Pb* и длины передаваемого файла приведены на рис. 2. Зависимость оптимальной точки *Nopt* от *Pb* хорошо видна на кривых с $Pb = 10^{-3}$ и 10^{-4}. Предел эффективности, как и показано, аналитически выше, $L = 1/2$.

Как видно из графиков, оптимальное значение эффективности увеличивается с уменьшением вероятности ошибки. Это объясняется тем, что пакет конкретного размера в этом случае передается с меньшего количества попыток.

Протокол передачи в пакетных сетях с делением пакета.

Это более сложный протокол относительно протокола с полным повтором, он основывается на том, что вероятность появления ошибки в пакете уменьшается при уменьшении его размера. В дальнейшем рассмотрении принято, что пакет принимается не более, чем со второй попытки и что появляются только одиночные ошибки.

Сущность протокола состоит в следующем. Если в принятом пакете обнаруживается ошибка, то вторично передается только половина (например, первая) пакета. Если в принятой половине пакета ошибка не обнаружена, то производится ее сравнение с той же половиной пакета, но принятой в первой попытке. Если первые половины паке-

та, принятые в обеих передачах, совпадают, то это свидетельствует, что ошибка была во второй половине *P*. Поэтому производится передача второй половины пакета. В соответствии с предположением о том, что пакет передается максимум с двух попыток, вторичная передача выполняется верно. На приемной стороне составляется правильный пакет из половин пакета, принятых в первой и второй передачах.

Вероятность случая без повторных передач есть просто вероятность отсутствия ошибки в пакете. Рассмотрим случай, когда ошибка встречается в обеих половинах пакета с одинаковой вероятностью. Это эквивалентно двум случаям репередачи и соответствует половине вероятности наличия только одной ошибки. Вероятность одной ошибки в пакете обозначим *P*1.

Оценим время передачи и эффективность.

Случай без повторных передач.

Количество отправленных битов и время передачи аналогично рассмотренному выше

$$N_0 = N_i + N_@ + N_c + N_{ack}, \quad T_0 = \frac{(Ni + N@ + Nc + Nack)}{D} + 2Tp.$$

Для случая с ошибкой в первой половине пакета:

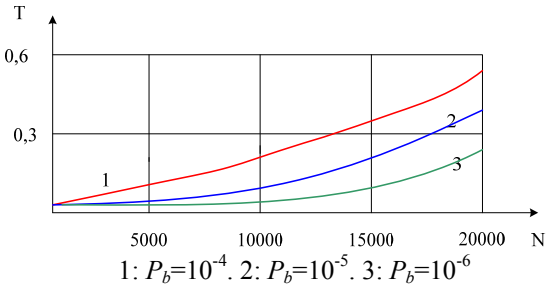
Количество отправленных битов и время передачи:

$$\left.\begin{aligned} N_{11} &= (N_i + N_@ + N_c + N_{ack}) + (\frac{N_i}{2} + N_@ + N_c + N_{ack}) = 2N_0 - \frac{N_i}{2} \\ T_{11} &= 2\frac{N_i + N_@ + N_c + N_{ack}}{D} + 4T_p - \frac{N_i}{2G} = 2T_0 - \frac{N_i}{2D} \end{aligned}\right\}.$$

Для случая с ошибкой во второй половине пакета.

Оптимальный размер информационного поля, при котором эффективность принимает максимальное значение, определяется из решения уравнения $dE / dN_i = 0$:

$$N_{opt} = \left(N_@ + N_c + N_{ack}\right)\left(\sqrt{1 - \frac{4}{3\left(N_@ + N_c + N_{ack}\right)ln(1 - P_b)}} - 1\right).$$



1: P_b=10^{-4}. 2: P_b=10^{-5}. 3: P_b=10^{-6}

Рис. 3. Зависимость $T(N_i)$ для значений P_b

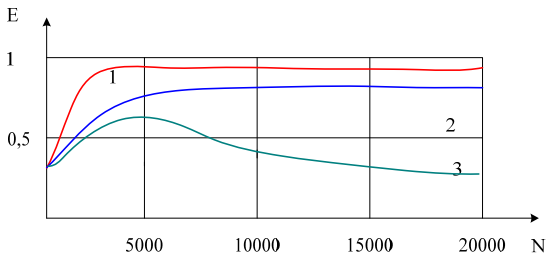


Рис. 4. Зависимость $E(N_i)$ для значений P_b

На рис. 3 приведена зависимость времени передачи (доставки) *T* пакета размером *Ni* для рассмотренного протокола с делением пакета. Зависимости для *Pb* <10^{-6} практически совпадают с кривой 3. Это объясняется тем, что вероятность ошибки достаточно мала для использованных размеров пакета. С ростом размера пакета эффективность становится очевидной и для *Pb* < 10^{-6}.

Расчет проведен для случая успешной передачи пакета не более, чем с двух попыток. Вероятность ошибки на бит 10^{-3} была исключена из рассмотрения. Как и для протокола с полным повтором, рассмотренным выше, уменьшение вероятности ошибки на бит приводит к уменьшению времени доставки пакета. Очевидно преимущество рассмотренного протокола относительно протокола с полным повтором. Например, для пакета размером 8000 бит и $Pb = 10^{-3}$ время доставки уменьшается примерно на 30 % На рис. 4 приведен график зависимости эффективности E от Ni для трех значений *Pb*, а именно: 1: $Pb = 10^{-4}$. 2: $Pb = 10^{-5}$. 3: $Pb = 10^{-6}$. Характер кривых такой же, как и в первом протоколе. Точка оптимальной эффективности и ее значение увеличиваются с уменьшением вероятности ошибки на бит. Предел эффективности $L = 4/7$ высокий относительно первого протокола, Это можно наглядно видеть на кривой с $Pb = 10^{-4}$.

Сопоставим по эффективности рассмотренный протокол с делением пакета и протокол с повторной передачей полного пакета (прототип). Будем считать, что трасса, по которой распространяется пакет, имеет небольшую протяженность, т.е. время передачи сигнала по трассе пренебрежимо мало, что имеет место в сетях мобильной связи. Тогда время доставки пакета по прототипу при выявлении ошибки при первой попытке и успешной передаче не более чем с двух попыток $T_{пр} = 2N / D$. Здесь N – размер пакета, байт, D – скорость передачи в канале, бит/с. Время передачи по протоколу с делением пакета при обнаружении ошибки в первой половине пакета $T_1 = 1{,}5N / D$. Время передачи при ошибке во второй половине пакета $T_2 = 2N / D$. Поскольку появление ошибки в первой или второй половине пакета – события равновероятные, то можно считать, что в среднем время передачи по протоколу с делением пакета $T = 1{,}75N / D$. Отсюда следует, что использование деления пакета в процессе устранения ошибки обеспечивает уменьшение времени передачи $T \approx 0{,}875T_{пр}$. Эффективная скорость передачи относительно протокола с полным повтором увеличивается в среднем на 12,5 %.

Исследования выполнены при поддержке Министерства образования и науки России в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (Соглашение № 14.578.21.0247 от 26.09.2017, уникальный номер проекта RFMEFI57817X0247).

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЛЕРА ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Т. Н. Батурин, И. В. Нигруца, П. В. Шаршавин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Tima090793@mail.ru

Описываются этапы проектирования контроллера двигателя внутреннего сгорания для беспилотных летательных аппаратов, приводится краткое описание основных функций разрабатываемого устройства и алгоритмов управления двигателем внутреннего сгорания. Составлена структурная схема, перечислены требования к устройству, представлена реализация печатной платы устройства в программе Altium Designer.

На сегодняшний день беспилотные летательные аппараты (БПЛА) средней и большой взлётной массы оснащаются двигателем внутреннего сгорания (ДВС). Это позволяет увеличить продолжительность полёта и, следовательно, повысить эффективность таких применений БПЛА, как аэромагниторазведка, аэрофотосъёмка в широком спектральном диапазоне, видеонаблюдение и т. п. [1]. В связи с этим возникает задача оптимального управления и контроля ДВС.

Диаграмма состояний контроллера ДВС представлена на рис. 1.

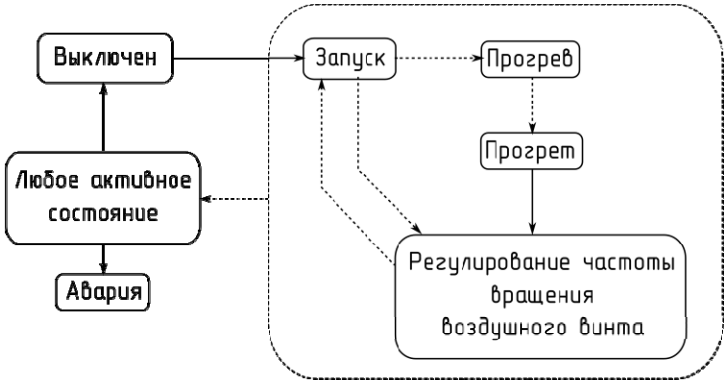


Рис. 1. Диаграмма состояний контроллера ДВС

Для решения данной проблемы предлагается использование ортогональной формы представления (ОРФП) БФ [1]. ОРФП БФ является эволюционным развитием теории о декомпозиции БФ. Под декомпозицией БФ *f(n)* следует понимать разложение булевой функции на члены ряда по формуле

$$y = \overline{x_i} \wedge Q_{i0}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \bigcup x_i \wedge Q_{i1}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \quad (1)$$

$$y = \Phi_{i0} \wedge Q_{i0}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \bigcup \Phi_{i1} \wedge Q_{i1}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n),$$

где Q_{i0}, Q_{i1} – информационные части членов ряда; Φ_{i0}, Φ_{i1} – базисные части членов ряда, которые образуются во время разложения.

Так, на внутриаппаратурном уровне ЭМС конструкций радиоэлектронных средств требуется комплексная формализация и системная методология решения задач, что побуждает к активным прикладным и научным исследованиям.

Список литературы

1. Ромащенко М. А Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: автореф. дис. … д-ра техн. наук / Ромащенко Михаил Александрович. Воронеж, 2014. 36 с.

2. Уайт Д. Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. М. Советское радио, 1977. 352 с.

3. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.

4. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.

5. Ромащенко М. А. Основные подходы к решению задач внутрикомпонентной электромагнитной совместимости // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. 2014. Т. 10. № 6. С. 67–70.

6. Электронный каталог Лаборатория ЭМС. Электрон. дан. Режим доступа: http://www.emc-problem.net.

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

А. В. Солдатов, В. В. Черепанов, Я. Н. Хасанов, Г. М. Алдонин (научный руководитель)

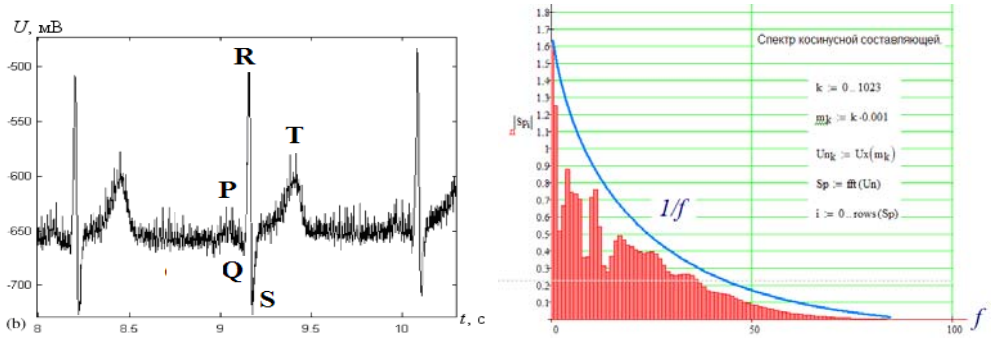
Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Актуальной задачей мониторинга состояния сердечно-сосудистой системы (ССС) является создание эффективных алгоритмов компьютерных технологий обработки электрокардиосигнала (ЭКС) на основе нелинейного динамического анализа проводящей нервной сети сердца (ПНСС). Средства мониторинга сердечно-сосудистой системы (ССС) до сих пор используют преимущественно феноменологические подходы в диагностике, игнорируя зачастую и физическую и физиологическую природу получаемой из биосигналов информации, в сложной квазихаотической форме которых отражается динамика биопроцессов.

Введение. Развитие нелинейных методов анализа состояния систем организма актуально, поскольку биопроцессы имеют нелинейный характер и фрактальную структуру, для которых как для развивающихся систем характерна структурная самоорганизация по принципу масштабно-инвариантного самоподобия.

Метод анализа. Получение детальной информации об электрической активности всех разделов четырехкамерного сердца при процессах возбуждения по всем фрагментам проводящей нервной сети сердца возможно при учете нелинейного характера процессов в них и самоподобной масштабно-инвариантной фрактальной организации структуры ПНСС в виде самоподобных фрактальных биосетей, ветвящихся со скейлингом $1/f$, в которых формируется сигнал ЭКС и его Фурье-спектр вида также $1/f$ (рис. 1).

Частота и мощность электрофлуктуаций соответствуют топологии системы – максимальные флуктуации от больших ветвей русла к гармонически уменьшающимся по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающим по мощности флуктуациям дробящегося по закону Фибоначчи потока, что объясняет формирование гармонического Фурье-спектра ЭКС вида *1/f* (рис. 1, *б*).



а *б*

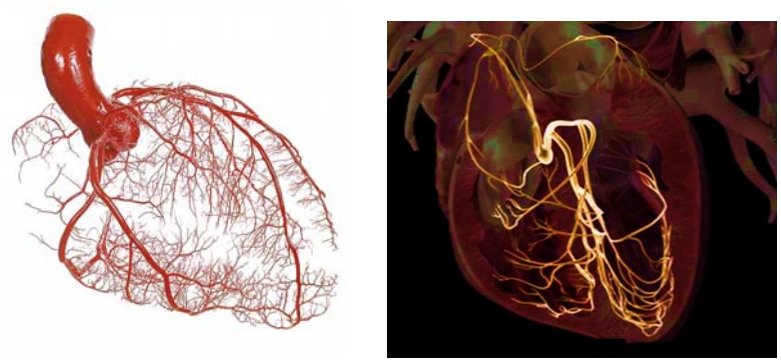
Рис. 1. Экспериментальный электрокардиосигнал (*а*) и его Фурье-спектр ЭКС (*б*)

Германом Гельмгольцем с учениками еще в 1850 г. установлена форма нервного импульса и его распространение в виде уединенной волны колоколообразной формы, подобной частице, движущаяся с постоянной скоростью (примерно 30 м/с). В современном понимании это типичный пример автоволны в активной среде с восстановлением, называемой солитоном, т. е. возбуждение от водителя ритма сердца распространяется по ПНСС в виде одиночных волн или солитонов.

$$S_i(x,t_i) = u_i ch^{-2}[(x-ct_i)/\Delta],\ ch \equiv (e^z + e^{-z})/2,\ c = u_i/3;\ \Delta = (12/u_i)^{1/2}, \quad (1)$$

где u_i – амплитуда возбуждения; $i = 1, \ldots, n$, n – число ветвей ПНСС.

Волна возбуждения распространяется от водителя ритма вначале в правое и затем в левое предсердие, достигая атриовентрикулярного (АВ) узла. Затем волна распространяется по межжелудочковой перегородке через пучок Гиса и проходит по правой и левой ножкам пучка Гиса и разветвляется по волокнам Пуркинье на миокарде левого и правого желудочков, вызывая их сокращение [1] (рис. 2). При этом важно отметить изменение направления вектора поляризации в сегментах ПНСС.



а *б*

Рис. 2. Фрактальные структуры биосистем: сосудистая – *а* и нервная – *б* системы сердца

Модель ЭКС. Модель ЭКС в виде электрического возбуждения в ПНСС можно представить как композицию из разновеликих солитонов с учетом направления вектора поляризации основных ветвей ПНСС (рис. 3, *а*).

Соответственно математически волны возбуждения имеют вид:

$$U(x,t) = S_1(t_1)+S_2(t_2)+S_3(t_3)+S_4(t_4)+S_5(t_5)+S_6(t_6)+S_7(t_7)+S_8(t_8), \quad (2)$$

где $S_i(t_i)$ – солитон во время t_i (рис. 1, *а*), $U(x,t)$ – результирующий биопотенциал ЭКС:

$$U(t) = e^{\frac{-(t-0,001T)^2}{2(0,005)^2}}, \; U_{x(t)} = \sum_i (U(t)_i \cdot x_i \cdot u_i), \quad U_{y(t)} = \sum_i (U(t)_i \cdot y_i \cdot u_i), \quad (3)$$

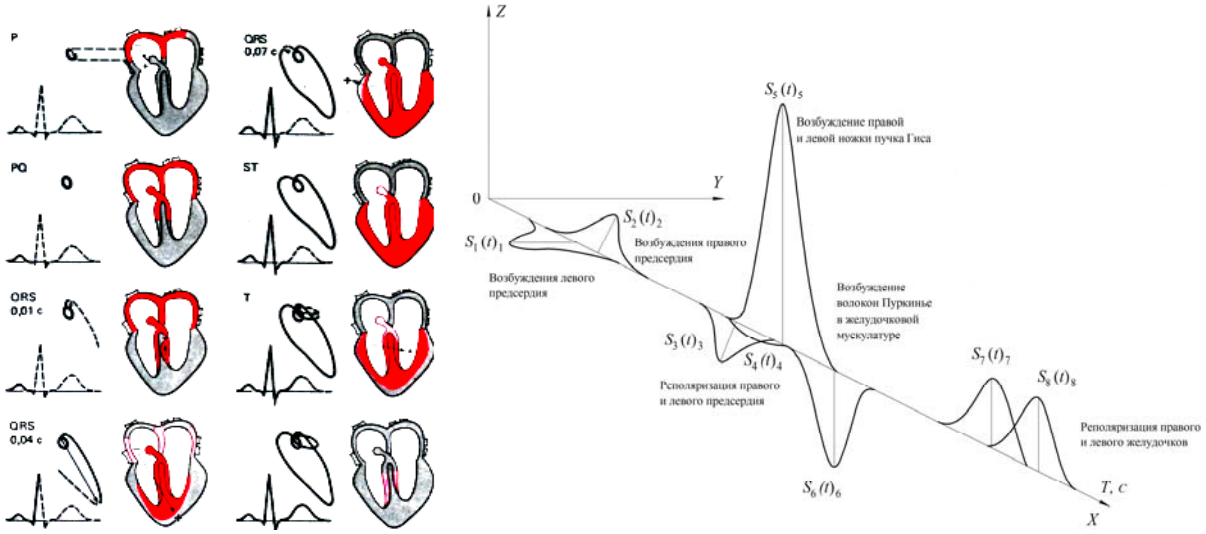
где $i = 0,1\ldots10$, $y = \sin(\varphi)$, $x = \cos(\varphi)$.

Исходя из опытов Гельмгольца, модель ЭКС в виде электрического возбуждения в ПНСС можно представить, как композицию из разновеликих солитонов в соответствии с векторной кардиограммой (ВКГ) с учетом направления вектора поляризации основных ветвей ПНСС (рис. 3, *а*).

Векторная кардиограмма, построенная геометрическим методом во фронтальной плоскости на основе анализа электрокардиограммы в трех стандартных отведениях, проекция на плоскость кривой, описываемой в пространстве концом суммарного вектора электродвижущих сил, возникающих при деполяризации и реполяризации миокарда в процессе сердечного цикла, результирующий электрический вектор сердца быстро меняется по мере распространения импульса по миокарду.

При этом важно учесть изменение направления вектора поляризации в сегментах ПНСС (рис. 3, *б*). Задавая параметры модели можно синтезировать различные нарушения в ПНСС, сопоставляя их с экспериментальными исследованиями ССД в кардиологии (рис. 6). С помощью автоволновой теории на основе солитонной модели можно моделировать нарушения ПНСС [2].

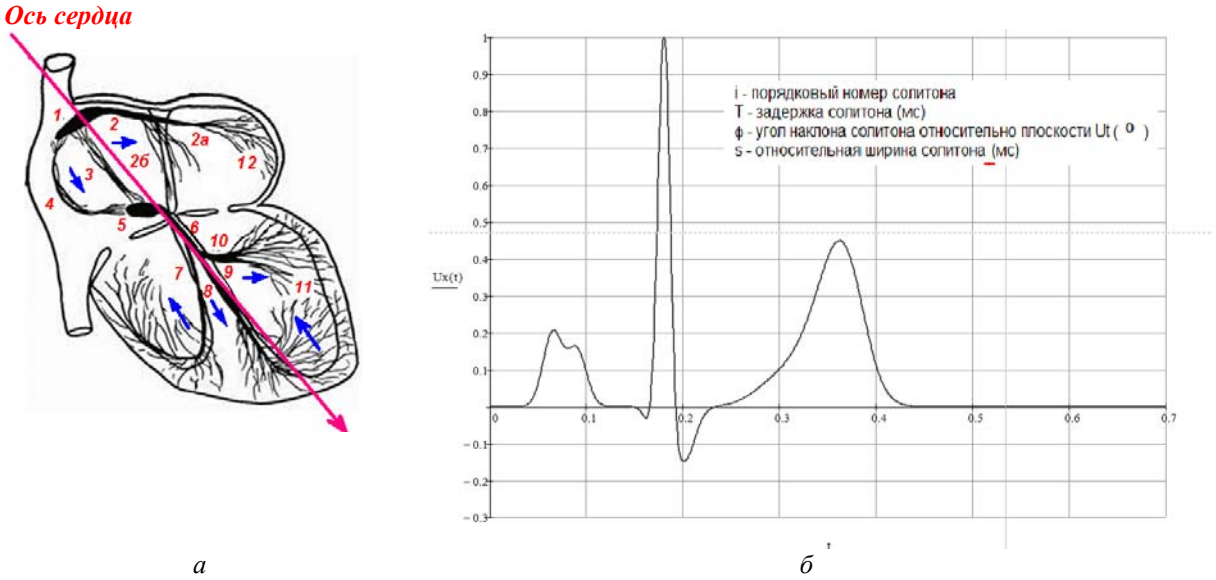
Автоволновая модель ЭКС, ЭКС представлена в двумерном виде на (рис. 4, *б*) и трехмерная на (рис. 5, *а*).



а *б*

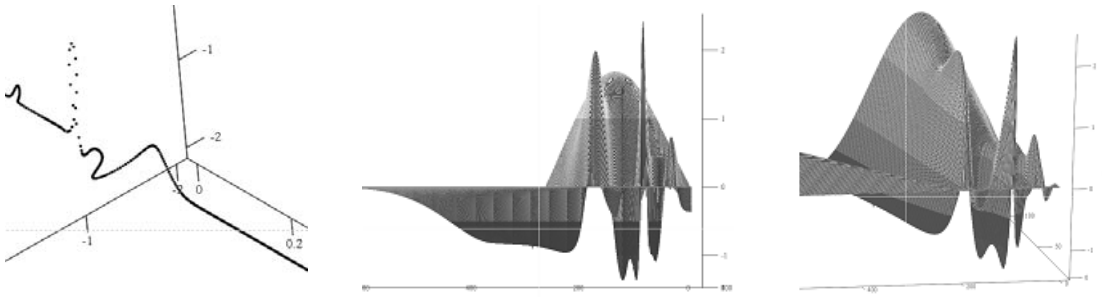
Рис. 3. ВКГ - (*а*) и поляризация солитонов ЭКС в ПНСС (*б*)

$T_i :=$	$\phi_i :=$	$s_i :=$	$u_i :=$	
65	0	10	0.2	правое предсердие (возбуждение)
90	40	10	0.2	левое предсердие (возбуждение)
175	0	8	−0.2	правое предсердие (реполяризация)
177	40	8	−0.2	левое предсердие (реполяризация)
180	0	7	1.35	возбуждение пучка Гиса
185	80	5	0.1	левая задне-передняя ножки, сеть волокон Пуркинье
201	170	11	0.15	левая ножка, сеть волокон Пуркинье (возбуждение)
190	−170	5	0.15	правая ножка, сеть волокон Пуркинье (возбуждение)
300	80	25	0.4	левая задне-передняя ножки (реполяризация)
370	−170	20	−0.25	левая ножка (реполяризация)
350	170	25	−0.25	правая ножка (реполяризация)



а *б*

Рис. 4. Схема поляризации возбуждения в ПНСС (*а*), автоволновая модель ЭКС с управляемыми параметрами (*б*)



а *б*

Рис. 5. Трехмерная автоволновая модель ЭКС (*а*) ее вейвлет преобразование (*б*)

Эксперимент. На рис. 6 показаны экспериментальные исследования патологий ПНСС в кардиологии, теоретическая модель ЭКС с инфарктом (рис. 6, *а*) и фибрилляцией предсердий (рис. 6, *б*) и примеры записи ЭКС при инфаркте из базы данных по диагностике (рис. 6, *в*)



а *б* *в*

Рис. 6. Экспериментальные исследования патологий ПНСС в кардиологии и их модели: инфаркт (*а*); фибрилляция предсердий (*б*); примеры записи ЭКС при инфаркте из базы данных по диагностике (*в*)

В различных источниках существует описание нескольких стадий инфаркта миокарда и других патологий ССД. Моделирование патологий позволяет пронаблюдать зарождение дефектов в ПНСС на ранних стадиях.

Список литературы

1. Алдонин Г.М. Структурный анализ самоорганизующихся систем: монография. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. 344 с.

2. Автоволновая модель проводящей нервной системы сердца // Сб. науч. тр. науч.-техн. конф. «МЕДТЕХ-2017», о. Тасос, Греция, 2017.

ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

А. В. Солдатов, В. В. Черепанов, Я. Н. Хасанов, Г. М. Алдонин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Детальная информация об электрической активности всех разделов четырехкамерного сердца заключена в самоподобной фрактальной масштабно-инвариантной структуре проводящей нервной сети сердца (ПНСС). Существует важная связь «систем коммуникации» организма со структурной организацией биосигналов, их организация в виде самоподобных фрактальных биосистем, ветвящихся со скейлингом 1/*f*. Примеры подобных структур – нервная и сосудистая системы сердца.

Введение. Получение детальной информации об электрической активности всех разделов четырехкамерного сердца при процессах возбуждения по всем сегментам проводящей нервной сети сердца возможно при учете нелинейного характера процессов в них и самоподобной масштабно-инвариантной фрактальности структуры проводящей нервной сети сердца (ПНСС), ветвящейся со скейлингом 1/*f*, в которых формируется ЭКС и его Фурье-спектр также вида 1/*f*.

Таким образом, в строении нервной системы сердца фрактальность в структуре нейронных сетей отражается в форме ЭКС и его спектре. Частота и мощность электрофлуктуаций соответствуют топологии системы – максимальные флуктуации от больших ветвей русла к гармонически уменьшающимся по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающим по мощности флуктуациям дробящегося по закону Фибоначчи потока, что объясняет формирование гармонического Фурье-спектра ЭКС вида 1/*f* [1].

Метод анализа. Нервный импульс распространяется в виде уединенной волны колоколообразной формы, движущейся с постоянной скоростью примерно 30 м/с [2] Возбуждение от водителя ритма сердца распространяется по ПНСС в виде солитонов (1).

$$S_i(x,t_i) = u_i \,\mathrm{ch}^{-2}[(x - ct_i)/\Delta], \quad \mathrm{ch} = e^{z} + e^{-z}/2,\ c = u_i/3;\ \Delta = (12/u_i), \qquad (1)$$

где u_i – амплитуда возбуждения; $i = 1, \ldots, n$, n – число ветвей ПНСС.

Для анализа таких сигналов нужен метод, способный обеспечить хорошее разрешение и по частоте, и по времени. Этим требованиям соответствует аппарат вейвлет-анализа. С помощью вейвлет-преобразования можно выявить структуру процесса возбуждения сегментов ПНСС как систему локальных экстремумов вейвлет-диаграммы ЭКС. Вейвлет-спектр ЭКС имеет фрактальную структуру в виде самоподобных волн со скейлингом *1/f*, каждая из которых отражает прохождение возбуждения по соответствующему сегменту проводящей нервной сети сердца. Вейвлет-представления сигнала ЭКС могут быть использованы в качестве инструмента для обнаружения и визуализации на мониторе по скелетным функциям вейвлет-преобразования ЭКС различных сердечно-сосудистых заболеваний сердца [3].

Для выявления компонентов фрактальной структуры ЭКС вейвлет-анализ производит выявление самоподобных волн (всплесков) вейвлет-спектра ЭКС со скейлингом 1/*f*, каждая из которых отражает прохождение возбуждения по определенному сегменту проводящей сети сердца.

Модель ЭКС. Поскольку биосигналы имеют в основном солитоноподобный вид, для вейвлет-преобразования ЭКС целесообразно использование в качестве материнского вейвлета базис на основе производных функции Гаусса или солитоноподобной функции посредством масштабных изменений и переносов вейвлет-функции. Для

вейвлет-преобразования ЭКС можно использовать в качестве материнского вейвлета вейвлет-функцию «мексиканская шляпа» или солитон (рис. 1), вейвлет-диаграммы которых практически подобны (рис. 2).

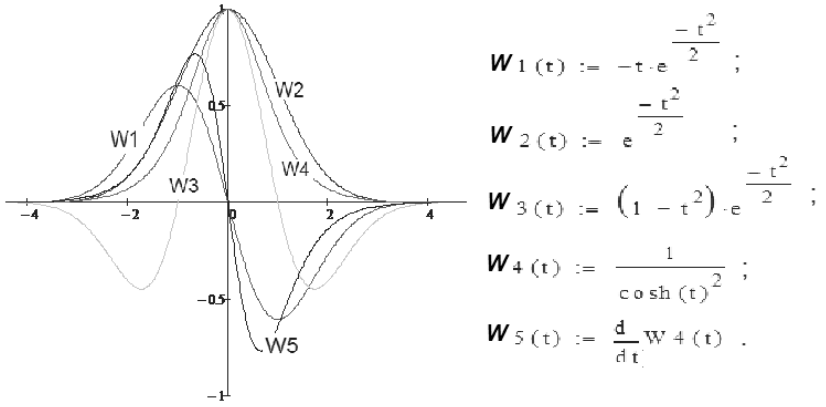
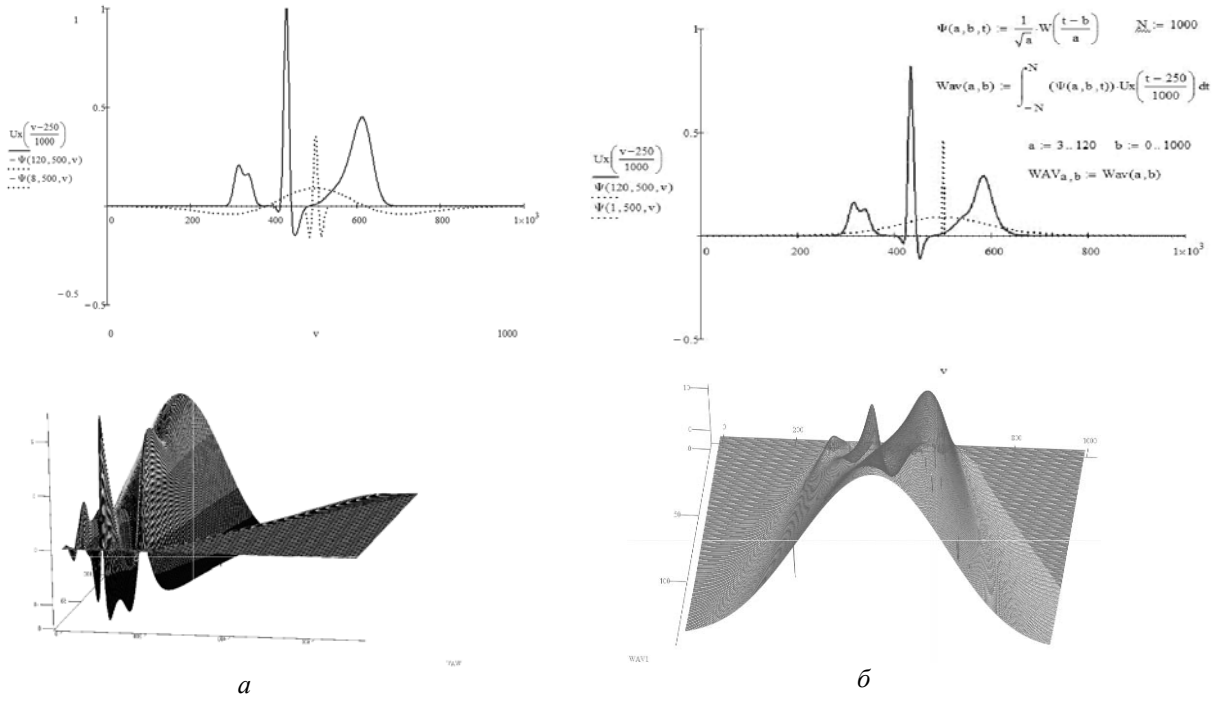


Рис. 1. Вейвлет-функции на основе производных функции Гаусса W_1, W_2, W_3, W_5 и солитона W_4



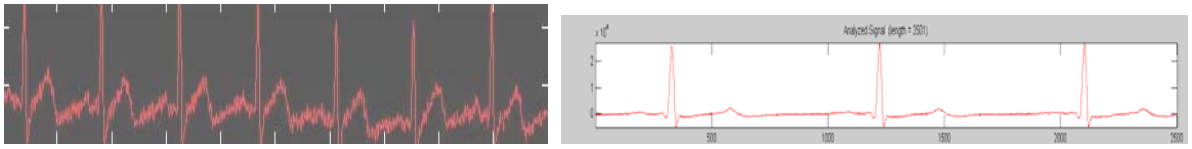
а *б*

Рис. 2. Вейвлет-преобразование ЭКС на основе вейвлет-функции МХАТ (*а*) и солитона (*б*)

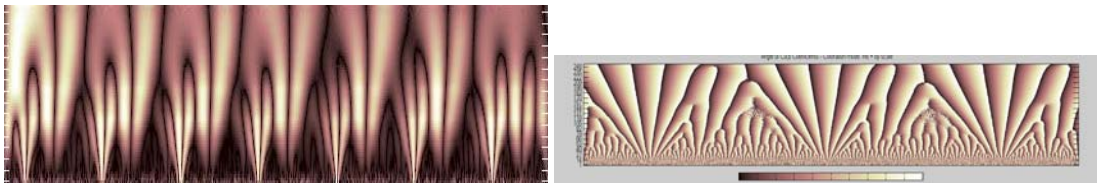
Волна возбуждения распространяется от водителя ритма вначале в правое и затем в левое предсердие, достигая атриовентрикулярного узла. Затем волна распространяется по межжелудочковой перегородке через пучок Гиса и проходит по правой и левой ножкам пучка Гиса и разветвляется по волокнам Пуркинье на миокарде левого и правого желудочков, вызывая их сокращение.

Эксперимент. С помощью вейвлет-преобразования можно выявить структуру процесса возбуждения ПНСС, как картину линий локальных экстремумов вейвлет-диаграммы [4]. Вейвлет-спектр ЭКС имеет фрактальную структуру в виде самоподобных волн со скейлингом $1/f$ (рис. 3), каждая из которых отражает прохождение возбуждения по соот-

ветствующему сегменту проводящей сети сердца, ветвящейся по закону Фибоначчи. При отключении ветвей можно пронаблюдать изменения в структуре сигнала (рис. 3).



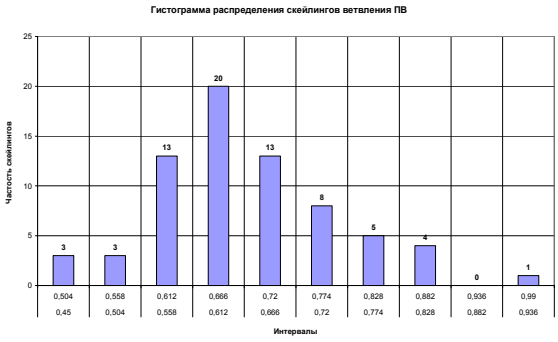
а



б

	0,5	0,62	0,62	0,67	0,78	0,66	0,66	0,65	0,64	0,85
	0,66	0,71	0,73	0,66	0,73	0,7	0,66	0,72	0,62	0,73
	0,64	0,66	0,66	0,73	0,66	0,71	0,62	0,64	0,57	0,6
	0,75	0,75	0,6	0,68	0,75	0,65	0,7	0,58	0,63	0,6
	0,8	0,8	0,83	0,75	0,8	0,53	0,71	0,72	0,6	0,72
	0,55	0,45	0,6	0,57	0,83	0,6	0,65	0,61	0,67	0,61
	0,71	0,78	0,87	0,99	0,59	0,5	0,53	0,62	0,6	0,72
$\overline{Sc}$	**0,66**	**0,68**	**0,70**	**0,72**	**0,73**	**0,62**	**0,65**	**0,65**	**0,62**	**0,69**

в



г

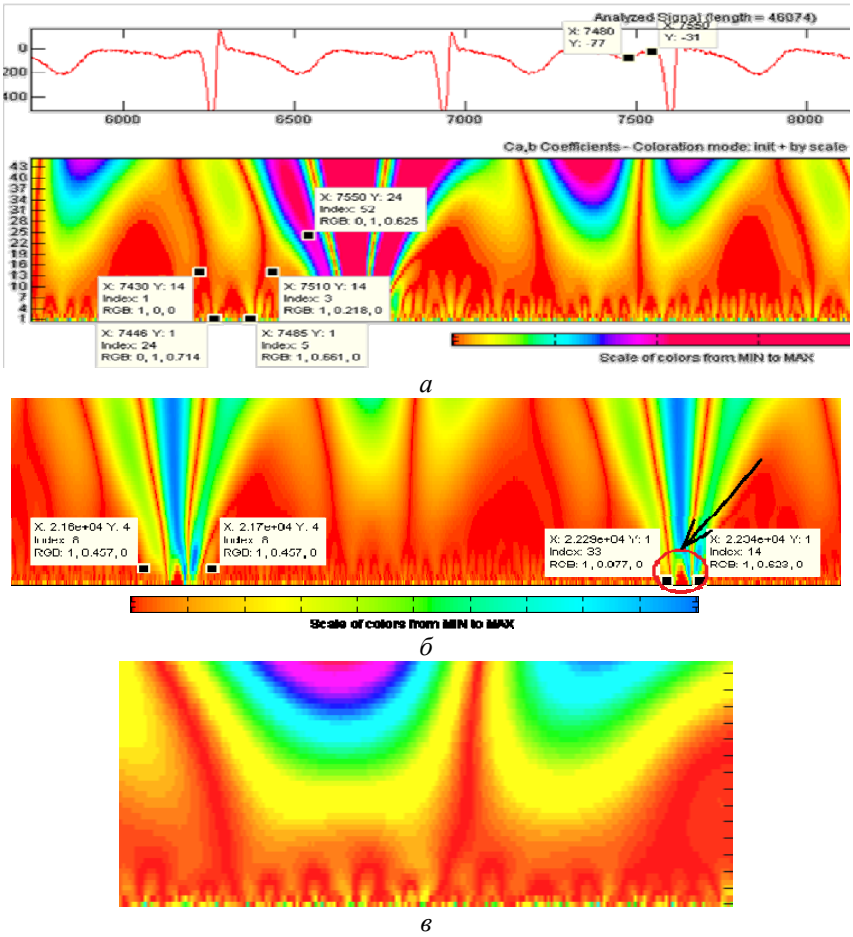
Рис. 3. Фрактальность строения нервной системы сердца: ЭКС (*а*), его вейвлет преобразование (*б*), таблица скейлингов вейвлет-преобразований (*в*), гистограмма скейлингов (*г*)

Например, отображение латентной структуры *P*-волны и *R*-зубца электрокардиосигнала на основе вейвлет-преобразования отражает амплитудно-фазово-пространственное прохождение возбуждения по соответствующим сегментам проводящей сети сердца в виде соответствующих волн вейвлет-спектра.

В медицинской практике в настоящее время игнорируется сложный характер *P*-волны, *QRS*-комплекса и *T*-волны. Вейвлет-преобразование даёт частотную и временную информацию по ЭКС, позволяя обнаруживать волны возбуждения левого и правого предсердий, волны в миокарде левого и правого желудочков и сложный характер реполяризации ПНСС в фазе *T*-волны в ЭКГ.

Вейвлет-преобразование ЭКС является адекватным пространственно-временным отображением фаз и амплитуд возбуждения в ПНСС. Сопоставляя узлы ПНСС и соответствующие по фазе и времени волны спектра вейвлет-диаграммы можно получить латентную электрокардиограмму (ЭКГ), отображающую весь процесс прохождения возбуждения от пейсмейкера в виде солитонов по всем сегментам ПНСС. На рис. 4, *а* маркерами обозначены временные рамки образования *P*-волны. Структура *P*-волны наблюдается как сумма отдельных волн левого и правого предсердий и отражает истинное распространение возбуждения по миокарду левого и правого желудочков.

На рис. 4, *б* маркерами обозначено время возникновения *QRS*-комплекса и конкретно *R*-зубца. *QRS*-комплекс отображает волну возбуждения, распространяющуюся по желудочкам в разных направлениях и в разные моменты времени, при этом на ЭКГ формируются зубцы *Q*, *R* и *S*.



а

б

в

Рис. 4. Отображение *P*-волны (*а*), *R*-зубца (*б*) и *T*-волны (*в*)

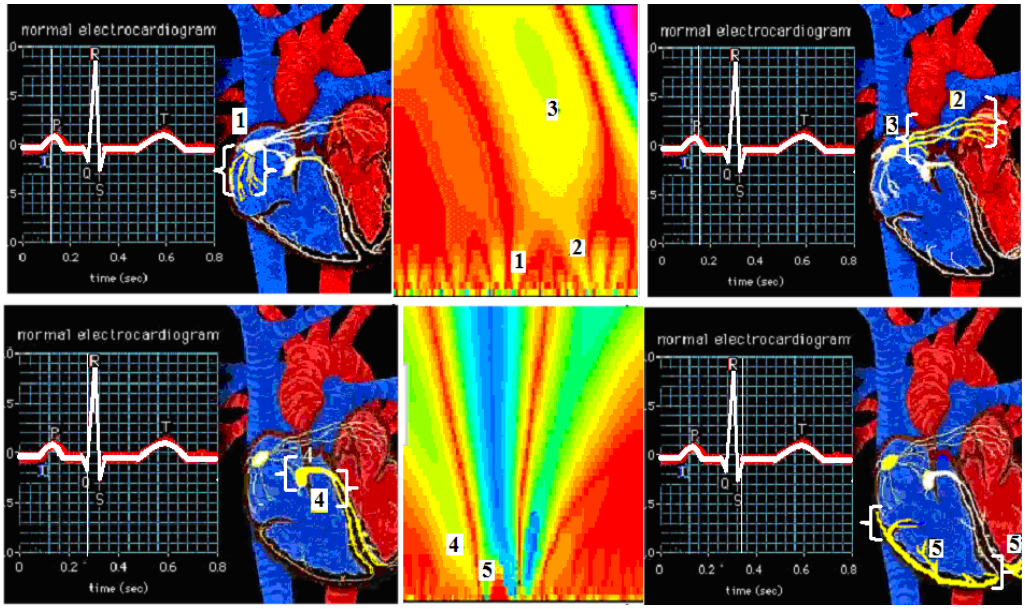
На обычном ЭКГ невозможно отразить конкретное формирование *R*-зубца, а именно распространение возбуждения по миокарду левого и правого желудочков. Вейвлет-преобразование отражает фазы формирования *R*-зубца и смену направления возбуждения от межжелудочковой перегородки на обратное к волокнам Пуркинье, охватывающих левый и правый желудочек. Маркерами на рис. 4, *б* обозначено время возникновения *QRS*-комплекса и конкретно *R*-зубца. На вейвлет-диаграмме *R*-зубца проявляется смена направления возбуждения от межжелудочковой перегородки, на обратное к волокнам Пуркинье, охватывающих правый и левый желудочек. Вейвлет-диаграмма ЭКС отражает распространение возбуждения по миокарду левого и правого желудочков. Маркерами обозначено время возникновения *QRS*-комплекса и конкретно *R*-зубца, что соответствует ЭКГ здорового человека. Фаза реполяризации предсердий происходит в период деполяризации желудочков, вследствие чего реполяризация предсердий на электрокардиограмме не выявляется, она поглощается комплексом, отражающим деполяризацию желудочков.

Волна *T* (рис. 4, *в*) характеризует сложный, до сих пор плохо интерпретируемый процесс реполяризации (возвращение желудочков к исходному состоянию), на вейвлет-преобразовании отражается последовательность реполяризации левого и правого желудочков.

С помощью вейвлет-данных можно отображать на мониторе ПК весь процесс прохождения сигнала от пейсмейкера по ветвлениям проводящей сети сердца [3].

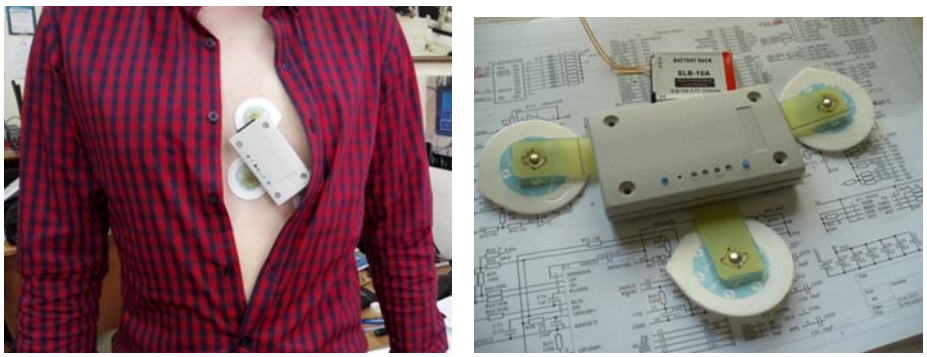
На рис. 5 значком {} показана визуализация на экране дисплея всех фаз прохождения возбуждения по фрагментам проводящей сети сердца: т. 1 – левого предсердия, т. 2 – правого предсердия, т. 3 – суммарная *P*-волна; т. 4 – распространение возбуждения по

межжелудочковой перегородке, т. 5 – распространение возбуждения по желудочкам. По межпредсердному пучку Бахмана электроимпульс переходит на левое предсердие и возбуждает его. Его возбуждение начинается в то время, когда правое предсердие уже охвачено возбуждением. Далее происходит распространение возбуждения по межжелудочковой перегородке и затем распространение возбуждения по левому и правому желудочкам.

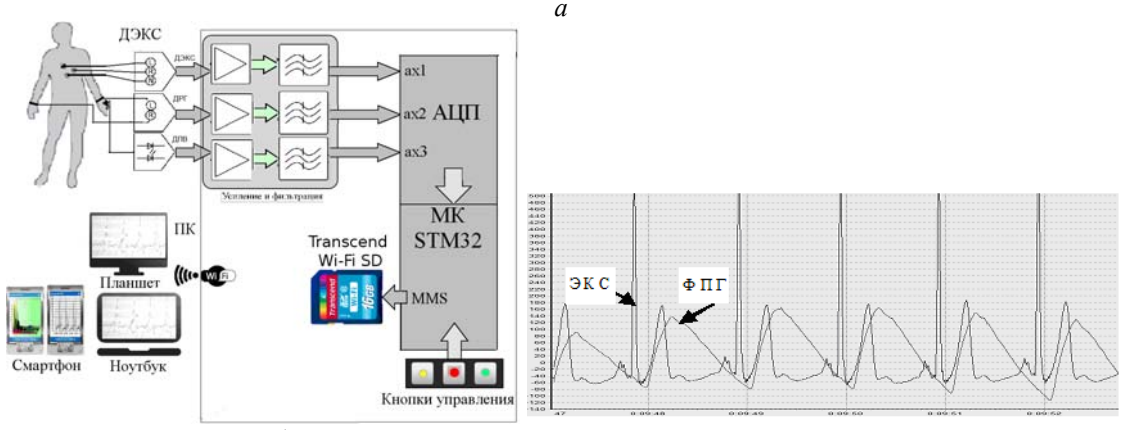


а *б* *в*

Рис. 5. Фазы распространения возбуждения по фрагментам проводящей сети (*а*), визуализация распространения возбуждения на экране (*б*) и их отображение на вейвлет-диаграмме (*в*)



а



б *с*

Рис. 6. Рекордер МКМ-11 (*а*), функциональная схема АПК (*б*), запись ЭКС и ФПГ (*с*)

Все элементы вейвлет-диаграммы отображают структуру процессов, происходящих в проводящей системе сердца, фазовые и амплитудные отношения во всех разделах четырехкамерного сердца.

С целью реализации вейвлет-интроскопии ПНСС при мониторинге сердечно-сосудистой деятельности (ССД) разработан аппаратно-программный комплекс на базе рекордера МКМ-11 (рис. 6).

Накопленные в рекордере МКМ-11 (рис. 6, *а*) записи ЭКС и фотоплетизмограммы (ФПГ) (рис. 6, *б*) через беспроводной канал связи Bluetooth поступают на смартфон, где подвергаются обработке с целью определения показателей сердечно-сосудистой деятельности (ССД) в режиме on-line. В программное обеспечение АПК на базе рекордера МКМ-11 встроены модули ВСР-диагностики по кардиоритму и структурного вейвлет-анализа, где ЭКС подвергаются обработке с целью определения показателей ССД, в том числе выявления латентной ЭКГ и состояния ПНСС.

Выводы. Вейвлет-представления сигнала ЭКС могут быть использованы в качестве инструмента для обнаружения и визуализации на мониторе по скелетным функциям вейвлет-преобразования ЭКС различных сердечно-сосудистых заболеваний сердца. В то же время интерпретация отображения электрокардиосигнала в вейвлет-диаграмме требует более детальных исследований, особенно при выявлении патологий.

Список литературы

1. Алдонин Г.М. Структурный анализ самоорганизующихся систем: монография. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. 344 с.

2. Гельмгольц Г. Скорость распространения нервного возбуждения. М.: ГИЗ, 1923.

3. Алдонин Г.М., Моргун В.Н., Солдатов А.В. Способ регистрации латентной электрокардиограммы всех разделов четырехкамерного сердца и устройство для его осуществления. Патент РФ № 2633347**,** зарегистр. в Госреестре изобретений РФ 11.10.2017.

4. Алдонин Г.М., Солдатов А.В., Черепанов В.В. Вейвлет-анализ электрической активности сердца // Сб. науч. тр. науч.-техн. конф. «МЕДТЕХ-2017», о. Тасос, Греция, 2017.

КВАЛИФИКАЦИЯ ХОККЕИСТА В ЦИФРАХ

А. Ю. Есин, А. В. Мишанов

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

Рассмотрен способ оценки квалификации хоккеиста. Тренажёр фиксирует параметры прохождения шайбы оптическим способом с последующим определением её скорости, точки и угла прохода. После выполнении ряда упражнений определяется степень мастерства владения шайбой.

Самый быстрый игрок в хоккее – это шайба, поэтому повышение уровня мастерства владения ею является перспективным направлением исследований, так как скорость и точность владения шайбой требует минимальных затрат физической силы спортсмена. Навыки владения шайбой можно разделить на три составляющие: индивидуальное мастерство (бег с шайбой, сохранение шайбы), передачи между игроками [1], броски по воротам. Для изучения степени мастерства владения шайбой и разработки методов тренировок на их основе предлагается разрабатываемое устройство, позволяющее отразить в цифрах уровень квалификации хоккеиста.

Устройство предназначено для измерения параметров индивидуального мастерства хоккеистов, например, таких как скорость движения шайбы при передаче и точность паса. Во время движения или в статичном положении спортсмен А даёт пас спортсмену Б так, чтобы шайба прошла под рамкой (рис. 1). Во время индивидуальной тренировки спортсмен управляет шайбой пропуская её под рамкой.

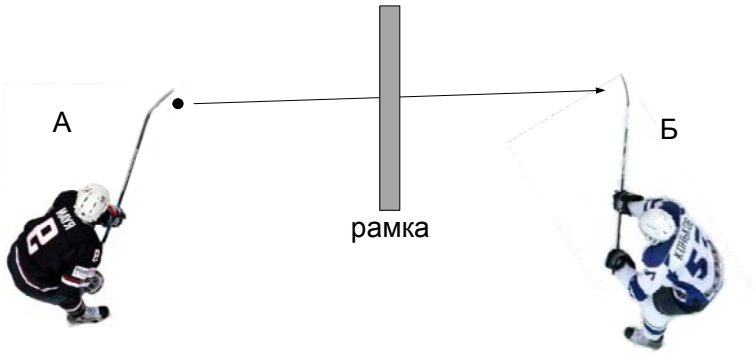


Рис. 1. Пример передачи паса через рамку

Рамка фиксирует сторону прохода шайбы, скорость, угол относительно корпуса рамки и точку её прохода. Далее эти параметры передаются на ПК тренера для набора статистики и анализа. При выполнении упражнения в стационарном положении спортсменам ставится задача давать пас через центр рамки. В этом случае фиксируется расстояние отклонения точки прохода шайбы от центра, например, «+20 см», «–15 см».

При повторении, например, 100 циклов одного упражнения попутно анализируется динамика измеряемых параметров во времени и частота их выполнения. Эти данные могут быть использованы для получения показателей утомляемости нервной системы и выносливости спортсмена.

При использовании нескольких рамок, установленных на льду по классическим схемам обороны и нападения, тренер может измерить скорость выполнения упражнения, точность паса, возможности спортсмена принимать тактические решения при предоставленных нескольких вариантах действий. Для решения этих задач в рамку уста-

новлены светоизлучающие элементы и звукоизлучатель, для того чтобы спортсмен видел и слышал, через какую рамку нужно передать шайбу в данный момент времени.

Измерение параметров движения шайбы основано на анализе сигналов, поступающих с оптических датчиков, расположенных так, чтобы шайба при проходе под рамкой в любой точке, под любым углом гарантированно входила в зону наблюдения минимум трёх датчиков. Каждый датчик оснащён линзой углом обзора 10° для увеличения разности уровней сигнала во время прохождения шайбы под рамкой и во время её отсутствия.

На печатной плате (рис. 2) установлены фотоэлементы, сигнал с которых усиливается и фильтруется операционными усилителями. Далее сигналы поступают на последовательные АЦП, затем в ПЛИС семейства Spartan-6. Полученные данные обрабатываются и передаются по Bluetooth на табло, мобильные телефон или ПК тренера для набора статистики и анализа или выдачи следующего задания для спортсмена.



Рис. 2. Печатная плата тренажёра

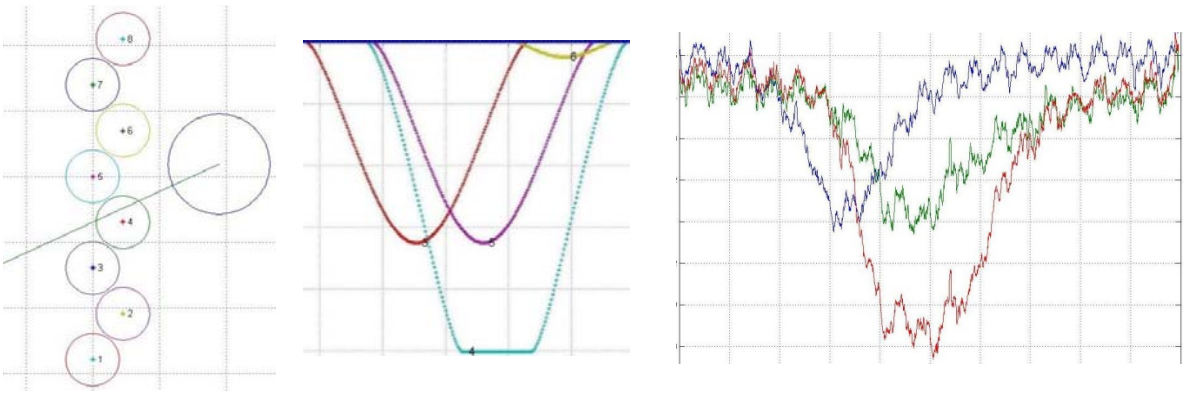
В зависимости от требований заказчика и назначения устройство может быть собрано различной длины (от 30 до 90 см), за счёт соединения между собой одинаковых печатных плат различных исполнений. Устройство может быть установлено на односегментный тренажёр, например такой, как описан в [2, 3].

Для увеличения времени автономной работы устройства предусмотрена схема питания либо от внутреннего АКБ, либо от фотоэлементов, которые при достаточном освещении заряжают АКБ.

Предварительные практические измерения показали, что уровень освещённости фотоэлемента, расположенного на высоте 8 см от поверхности льда, в закрытом хоккейном стадионе, колеблется в пределах 195–205 люкс, во время прохождения шайбы через фотоэлемент освещённость падает до 140–150 люкс, полученная разница позволяет зафиксировать проход шайбы под рамкой.

При испытании опытного образца были записаны сигналы с фотоэлементов, которые представлены на рис. 3, *в*. Сигналы совпадают с сигналами, полученными на программной модели (рис. 3, *б*), которая эмитирует проход шайбы под рамкой под углом 25°. Сигналы с фотоэлементов насыщены шумами, причиной которых является мерцание ламп освещения хоккейного стадиона. Данные шумы подавляются сразу после фотоэлементов аналоговыми и цифровыми фильтрами.

Одним из самых простых показателей владения шайбой является качество её удержания в статичном положении игрока. Для сохранения контроля над шайбой хоккеист вынужден постоянно перебирать её с удобной на неудобную сторону крюка клюшки, взгляд игрока при этом направлен так, чтобы видеть и шайбу, и ноги игроков для принятия дальнейшего решения по игре.



а *б* *в*

Рис. 3. *а* – траектория движения шайбы под рамкой; *б* – расчётные сигналы затемнения фотоэлементов; *в* – экспериментальные сигналы затемнения фотоэлементов

В эксперименте была оценена частота перебора шайбы, проходящей под рамкой. Для спортсменов была поставлена задача за одну минуту провести шайбу под рамкой максимальное количество раз. На (рис. 4, *а*) показана зависимость частоты перебора шайбы от номера прохода шайбы под рамкой хоккеиста-любителя, выступающего на чемпионате города Красноярска в течение 5 лет. Анализ изменения частоты показал, что средняя частота перебора шайбы составляет 1,28 Гц, максимальная частота 2,48 Гц, минимальная частота 0,29 Гц. Значительное изменение частоты перебора шайбы объясняется тем, что за одну минуту хоккеист допустил 20 ошибок, то есть шайба остановилась под рамкой из-за недостаточной скорости или контроль над шайбой был потерян, для его возобновления потребовалось дополнительное время и, как следствие, частота перебора в таких моментах падала. Всего хоккеист-любитель за одну минуту совершил 63 прохода шайбы. Однако эксперимент показал, моменты, когда спортсмен управлял шайбой удачно, например во время проходов под номерами 20–22, 29–36, и других местах зависимости наблюдается частота с минимальным изменением.

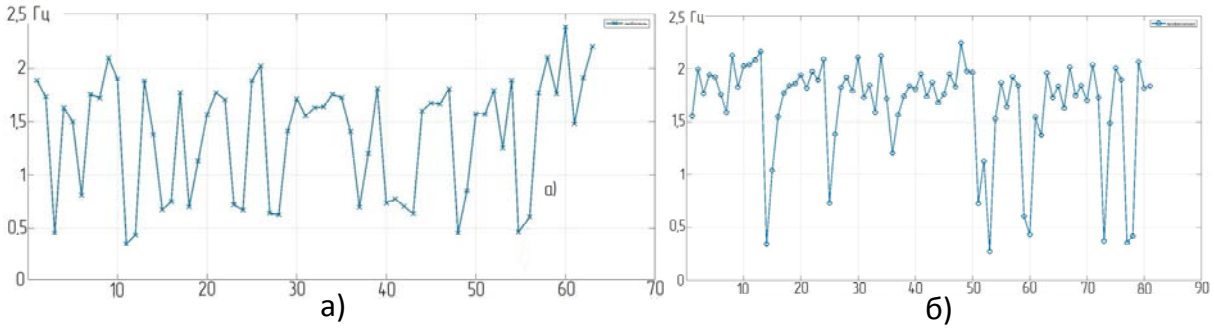


Рис. 4. Зависимость частоты перебора шайбы от номера прохода шайбы под рамкой при тренировке: *а* – хоккеиста-любителя; *б* – хоккеиста-профессионала

На рис. 4, *б* показана зависимость частоты перебора шайбы от номера прохода шайбы под рамкой при тренировке хоккеиста-профессионала, мастера спорта, выступающего в чемпионате высшей хоккейной лиги России.

Анализ изменения частоты показал, что средняя частота перебора шайбы составляет 1,85 Гц, максимальная частота 2,45 Гц, минимальная частота 0,25 Гц. Спортсмен управляет шайбой более стабильно, число ошибок составляет 9, что более чем в два раза меньше, чем у любителя. Всего хоккеист-профессионал за одну минуту совершил 81 проход шайбы.

На рис. 5 показатели спортсменов отражены на одних координатных осях.

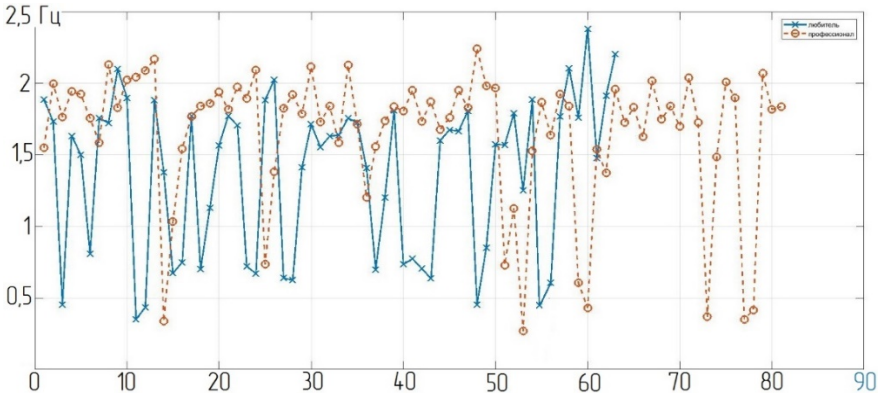


Рис. 5. Зависимость частоты перебора шайбы от номера прохода шайбы под рамкой при тренировке хоккеиста-профессионала и хоккеиста-любителя

По количеству ошибок, числу проходов шайбы за одну минуту, средней частоте хоккеист-профессионал опережает любителя в среднем на 20–30 %. Благодаря двухрядному расположению фотоэлементов было определено, что ошибки допускаются при толчке шайбы под рамку в основном с неудобной стороны крюка клюшки. Из 20 ошибок хоккеист-любитель при толчке шайбы с неудобной стороны допустил 14 ошибок, а хоккеист-профессионал 6 из 9. Ошибки были совершены по причине того, что при толчке шайбы с неудобной стороны крюк не прижимал шайбу, благодаря чему шайба поднималась и летела, а не скользила по льду. А поскольку высота рамки составляла 8 см, шайба ударялась в корпус тренажёра.

Эксперимент показал, что с помощью рамки можно измерить квалификацию игрока в части навыка владения шайбой в статичном положении и найти причину ошибок для дальнейшей их проработки.

Таким образом, в настоящей работе описано устройство, позволяющее проводить оценку навигационных параметров движения хоккейной шайбы, которые в дальнейшем используются для измерения степени навыков владения хоккейной шайбой в статичном положении, таких как средняя, максимальная, минимальная частота перебора, количество проходов, количество и сторона ошибки.

Список литературы

1. Мудрук А.В., Голомазов С.В., Гераськин А.А. Точность и скорость передач в хоккее юных // Хоккей: Ежегодник. М., 1984. С. 25–26.

2. Патент «HOCKEY TRAINING AID» (пат. CA2290210(A1), М.Кл. A63B 69/00, опубл. 15.05.2001.

3. Патент «HOCKEY STICK-HANDLING DEVICE WITH SENSOR AND EFFECTS» (пат. № CA2670309 (A1) (М.КлA63B 69/00, опубл. 27.12.2009).

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОГО СТЕНДА НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОГО МЕТОДА МЮЛЛЕРА

Д. Д. Халхаров, В. В. Брюханова (научный руководитель)

Радиофизический факультет НИ ТГУ
634045, г. Томск, ул. Лыткина, 28г
E-mail: halharovdorzi@gmail.com

Сегодня лидары широко используются во всех развитых странах мира для исследования атмосферы и экологического мониторинга. Для отработки методики восстановления оптических и микрофизических характеристик аэрозольных образований из лидарных данных разработан поляриметрический стенд. Однако, помимо исследуемой среды, на состояние поляризации регистрируемого излучения оказывают влияние и оптические элементы, используемые в передающей и приемной системах лидара. В докладе предлагается алгоритм определения характеристик исследуемой среды и оптического тракта произвольного поляриметра. Тестирование алгоритма осуществлялось на основе поляризационных измерений пропускания аэрозольной среды и нескольких комбинациях оптических приборов.

Экологический мониторинг и контроль за состоянием окружающей среды требует создания приборов, позволяющих получать информацию об исследуемом объеме среды с высоким пространственно-временным разрешением и высокой достоверностью результатов. Этим требованиям в полной мере отвечают системы лазерного зондирования атмосферы.

Распространение лазерного излучения в вещественной среде сопровождается множеством разнообразных явлений вследствие сопоставимости длины волны излучения с размерами неоднородностей (газовых и аэрозольных составляющих атмосферы, например). Этим объясняется многообразие оптических методов дистанционного лазерного зондирования окружающей среды.

Суть методов лазерного зондирования заключается в посылке в исследуемую среду лазерного излучения, регистрации поступившего в приемную систему излучения после его взаимодействия со средой и сравнительном анализе характеристик посылаемого и регистрируемого излучения. Приборы, реализующие этот способ получения информации об окружающей среде, получили название «лидар» (от английского Light Identification, Detection And Ranging – обнаружение, идентификация и определение расстояния) [1]. По времени поступления фотонов в приемную систему определяют расстояние до исследуемого объекта, а по амплитуде лидарного сигнала – оптические характеристики (рис. 1).

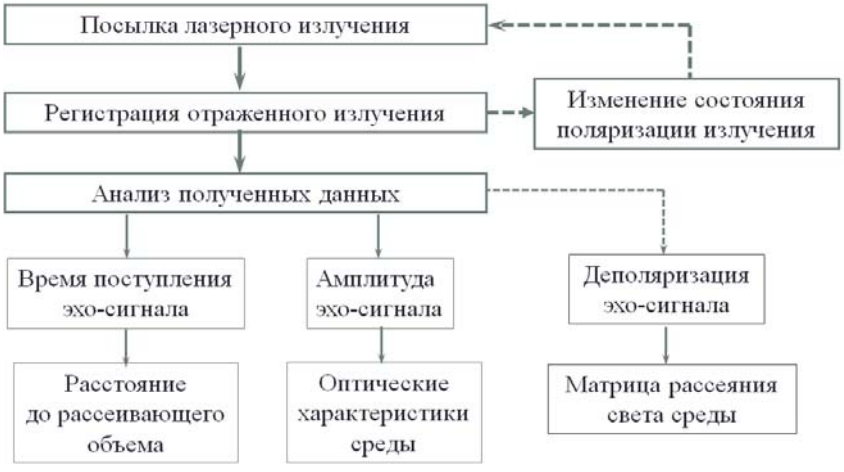


Рис. 1. Суть метода поляризационного лазерного зондирования

Как известно, распространение оптического излучения в вещественной среде сопровождается его ослаблением, а при зондировании оптически плотных аэрозольных образований, таких как облака, туманы, плотные дымки и т. п., – еще и деполяризацией. Поляризационные измерения характеризуются большей точностью, нежели методы, основанные на анализе изменения интенсивности. Но поляриметрические измерения более чувствительны к методическим и техническим ошибкам. Отличительной особенностью поляризационных оптических методов, которыми мы пользуемся, является высокая чувствительность, которая в то же время определяет и более высокие требования к аккуратности измерений, к тому же в процессе взаимодействия излучения с исследуемым объектом будут не только энергетические, но и поляризационные характеристики.

Принципиальное отличие метода поляризационного лазерного зондирования заключается в последовательной посылке в исследуемый объем среды лазерного излучения с различными состояниями поляризации (рис. 1). Деполяризация лидарного сигнала обусловлена фазовым составом, формой и размерами рассеивателей.

Состояние поляризации произвольного светового пучка можно описать с помощью вектора Стокса, элементы которого представляют собой линейные комбинации квадратичных характеристик поля и могут быть непосредственно измерены в эксперименте:

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left\langle E_x E_x^* \right\rangle + \left\langle E_y E_y^* \right\rangle \\ \left\langle E_x E_x^* \right\rangle - \left\langle E_y E_y^* \right\rangle \\ \left\langle E_x E_y^* \right\rangle + \left\langle E_y E_x^* \right\rangle \\ \left\langle E_x E_y^* \right\rangle - \left\langle E_y E_x^* \right\rangle \end{pmatrix},$$

где E_x и E_y – проекции вектора напряжённости электрического поля E на оси Ox и Oy, если электромагнитная волна распространяется вдоль оси Oz (звёздочка обозначает комплексное сопряжение); S_0 – полная интенсивность пучка; S_1 – разность интенсивностей линейно поляризованного света для направления 0 и 90°, относительно плоскости референции; S_2 – разность интенсивностей линейно поляризованного света для направления 45 и 135°, относительно плоскости референции; S_3 равен разности интенсивностей света с правой и левой круговой поляризацией. Применение вектор-параметрического метода позволяет существенно упрощать решение задачи описания состояния светового пучка.

Изменение характеристик излучения, рассеянного на системе частиц, описывается матрицей рассеяния света (МРС):

$$\vec{S} = \hat{M}\vec{S}_0 .$$

Угловые и спектральные зависимости матриц рассеяния содержат максимум информации о микрофизических параметрах ансамблей частиц, которую вообще возможно получить в эксперименте по рассеянию света [2]. Вид матрицы рассеяния существенно зависит от свойств рассеивающей среды, в частности, от ее состава, от размеров, формы и ориентации взвешенных в ней частиц, а также от длины световой волны. В общем случае МРС является квадратной матрицей размерности 4×4. Диагональные элементы этой матрицы характеризуют изменение интенсивности, а остальные – взаимосвязь компонентов излучения.

Матричное представление можно использовать и для описания оптических приборов. Метод Мюллера представляет собой матричное описание светового пучка и оптического устройства, через которое проходит свет, и позволяет вычислить результат взаимодействия света с этим устройством [3]. Для получения общей матрицы оптической системы следует последовательно перемножить матрицы элементов системы. Так, например, для преобразования линейно поляризованного излучения в циркулярно поляризованное можно использовать последовательно установленные линейный поляризатор, установленный так, чтобы его плоскость поляризации и ориентация вектора напряженности электрического поля лазерного излучения составляли угол в 45°, и ромб Френеля. Матрица совокупности такой системы определяется следующим образом:

$$\hat{M} = \hat{R}\hat{L},$$

где $\hat{L}$ – матрица Мюллера линейного поляризатора, а $\hat{R}$ – матрица Мюллера ромба Френеля. Зная значения элементов этих матриц, можно рассчитать элементы матрицы совокупности такой системы $\hat{M}$. Несмотря на компактную запись, увеличение количества используемых оптических устройств в системе приводит к существенному повышению трудоемкости вычислений.

Определение матрицы рассеяния света дисперсной среды является обратной задачей поляризационного зондирования. Для нахождения ее элементов необходимо измерение 16 независимых величин, получаемых при сочетании различных состояний поляризации зондирующего и регистрируемого излучения (используются три вида линейно поляризованного и один вид циркулярно поляризованного излучения). Каждое из 16 получаемых после выполнения операции матричного произведения уравнений содержит 4 ненулевых слагаемых, т. е. получаемая матрица коэффициентов системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) является сильно разреженной. Поэтому воспользоваться классическими методами решения СЛАУ в данном случае не представляется возможным. Как правило, на практике элементы МРС, или матрицы Мюллера, определяются вручную. Однако малейшее изменение элементного состава установки приводит к необходимости выполнения достаточно трудоемких вычислений повторно.

Нами получено выражение для вектора Стокса регистрируемого излучения в общем виде и разработан и реализован алгоритм вычисления элементов матрицы Мюллера оптических приборов или МРС исследуемой среды в общем виде.

Использование данного программного обеспечения поляриметрических измерений позволяет существенно ускорить обработку экспериментальных данных, а также, зная матрицу Мюллера, априори оценить влияние оптического канала поляриметра на вид вектора Стокса регистрируемого излучения.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (Грант № 16-05-00710).

Список литературы

1. Межерис Р. Лазерное дистанционное зондирование. М.: Мир, 1987. 552 с.
2. Розенберг Г.В. Вектор–параметр Стокса // УФН. 1955. Т. 56. № 1. С. 79–110.
3. Шерклифф У. Поляризованный свет. М.: Мир, 1965. С. 264.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ИНТЕРФЕЙСНЫЙ МОДУЛЬ НА БАЗЕ FPGA ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ВИДЕОДАННЫХ

А. З. Халимова, А. А. Спектор

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: haz94@yandex.ru, spektor@corp.nstu.ru

Описывается разрабатываемый интерфейсный модуль, который входит в состав анализатора тепловизионных видеоданных.

Материал работы посвящен составным модулям устройства, позволяющего осуществлять запись и обработку потока видеоданных, полученных в результате регистрации тепловизионного излучения объектно-фоновой обстановки. Анализируя существующие регистраторы, можно разделить их на два типа: первый объединяет встроенные устройства, являющиеся составной частью изделия и второй – модульные, которые являются опциональной частью. Характерной чертой устройств первого типа является один входной канал данных и электропитание от аккумуляторной батареи. Устройства второго типа обладают большим количеством входных каналов, однако, необходимо отметить, что для работы необходимы дополнительные устройства управления и подачи электропитания. На основе обзора устройств регистрации видеоданных можно заключить отсутствие полных аналогов разрабатываемого устройства.

Интерфейсный модуль (ИМ) является звеном устройства захвата и подготовки данных для последующей обработки и записи. Основной задачей разрабатываемого анализатора является регистрация тепловизионных изображений с двух фотоприемных устройств (ФПУ) инфракрасного (ИК) диапазона.

При разработке модуля были учтены предъявляемые требования, в частности, к входным данным – цифровой видеосигнал в формате, определяемом профилем ARINC-818 технологии Fibre Channel (FC) (коаксиальный кабель с номинальным волновым сопротивлением 75 Ом); интерфейс входного потока – один канал в стандарте FC, по которому передается информация от двух источников; входной темп передачи (с учетом кодировки FC) 106,25 МГц.

Требования к выходным данным: интерфейс выходного потока параллельный, 24 бита, 2 канала, для передачи сигнала RGB. Выходной уровень совместим с LVCMOS 3,3 В. Преобразование оптического сигнала в цифровой вид.

Эксплуатационные характеристики: температурный диапазон от минус 40 до плюс 85 °С. Габаритные размеры 140×125×41 мм. Система электропитания с параметрами напряжения 12 В и потребляемая сила тока не более 1 А.

Особенностями разрабатываемого устройства, по сравнению с существующими регистраторами, являются: 1) два поступающих канала информации по протоколу FC и работа в индустриальном температурном диапазоне; 2) наличие резервного электропитания – для корректного завершения обработки информации и отключения устройства в штатном режиме; 3) хранение данных без потерь, поддержка нестандартного формата изображения.

Структурная схема регистратора, приведенная на рис. 1, состоит из четырех составляющих.

Интерфейсный модуль, предназначенный для формирования двух цифровых видео потоков сигналов, поступающих по FC от двух ФПУ ИК-диапазона, и передачи их на модуль регистрации. Электропитание поступает с модуля регистрации.

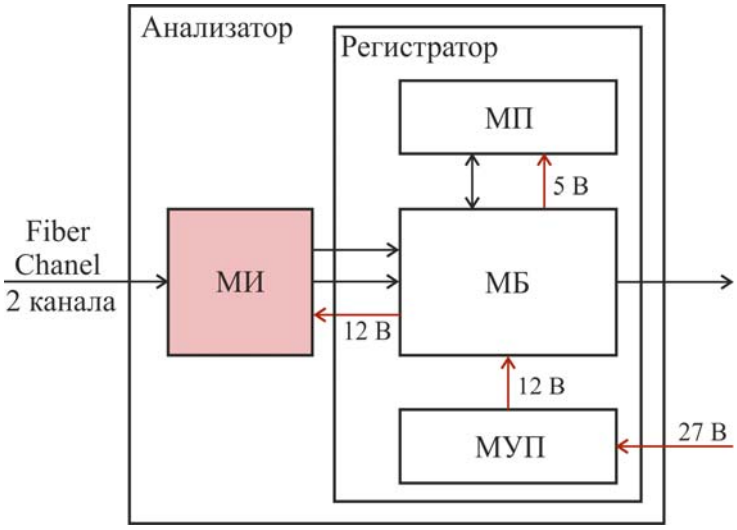


Рис. 1. Структурная схема регистратора

Регистратор, предназначенный для обработки и записи данных на постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) от модуля интерфейсного и вывода записанной информации с помощью различных интерфейсов.

МП – модуль памяти, предназначен для хранения информации.

МУП – модуль управления электропитанием, предназначен для получения и контроля необходимых параметров электропитания устройства.

Часть, выделенная цветом, разрабатывается авторами данной статьи.

Для преобразования электрического сигнала по каналу FC используется трансформатор T-1062SCT [1]. Трансформатор обеспечивает гальваническую развязку и согласование входной цепи и FPGA. Выбранный трансформатор соответствует предъявляемым к устройству требованиям, таким как: поддержка стандарта FC, рабочая частота 106,25 МГц. Параметры трансформатора приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры T-1062SCT

Коэффициент трансформации (±5 %)	1CT: 1CT
Первичная индуктивность	3,75; 1 Vrms, 100 кГц
Время нарастания (пс MAX)	280
Сопротивление по постоянному току, Ом	0,2
Напряжение пробоя (кВ MIN)	1500
Вносимые потери, дБ	–2,0; 100–531 МГц
Номинальная рабочая частота, МГц	106,25 (max скорость)

Следующим этапом является преобразование сигнала [2]. В устройстве совместно с FPGA используется преобразователь TLK1221 для преобразования из последовательного кода в параллельный. При преобразовании понижается частота и объем данных уменьшается в 10 раз.

Достоинство примененного преобразователя – необходимая пропускная способность, доступность, соответствие требованиям.

Параметры преобразователя TLK1221 приведены в табл. 2.

Принимая пакет данных, FPGA расшифровывает код и передает в ОЗУ. В FPGA используется пакетная передача данных [3].

Таблица 2

Параметры TLK2112

Пропускная способность	0,6–1,3 Гбит
Минимальная мощность потребления	250 мВт на 1,25 Гбит
Температурный диапазон	от минус 40 до плюс 85

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), накопив полный кадр, непрерывно передает на видеопорты. Параметры ОЗУ приведены в (табл. 3).

Таблица 3

Параметры ОЗУ CY7C1472BV33

Рабочая частота	250 МГц
Напряжение питания	3,3 В
Электропитание ввода/вывода	3,3 В/2,5 В
Скорость передачи	3 нс

JTAG – отладочный интерфейс. Используется для записи программы FPGA в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) [8]. FPGA запускается при подаче электропитания, а программа загружается из ПЗУ. Параметры разъема приведены в (табл. 4).

Таблица 4

Параметры интерфейса JTAG

Температурный диапазон	от минус 40 до плюс 85
Ввод/вывод совместим с напряжениями в пределах	от 1,8 В до 3,3 В

Для тактирования применяются два тактовых генератора, тактирование нужно для корректного переноса данных. Первый генератор с частотой 106,25 МГц, которое подается на FPGA и преобразователь. Второй генератор с частотой 125,00 МГц используется для памяти видеопортов.

На рис. 2 изображена функционально-структурная схема устройства модуля интерфейсного.



Рис. 2. Функционально-структурная схема модуля интерфейсного

В текущем варианте изображение передается по протоколу FC-AV, задачей является преобразование получаемых по данному каналу кадров (с помощью FPGA и памяти ОЗУ, где кадры буферизуются) к стандарту, который можно передать на видеопорт DSP для захвата и записи на твердотельный накопитель.

Требования для выбора FPGA: количество входов и выходов FPGA должны соответствовать требованиям для использования выбранных микросхем. Рабочие частоты должны быть от 300 до 400 МГц, а ОЗУ 250 МГц. Должна быть достаточно современной и иметь техническую поддержку.

Поскольку необходимость в высокой вычислительной мощности отсутствует, была выбрана микросхема Spartan-6 как самое младшее из семейства FPGA фирмы Xilinx.

Для реализации устройства был выполнен подбор составных компонентов и составлена схема электрическая принципиальная, на основе которой была разработана топология проводящего рисунка и конструкция многослойной печатной платы (МПП), приведенной на рис. 3.

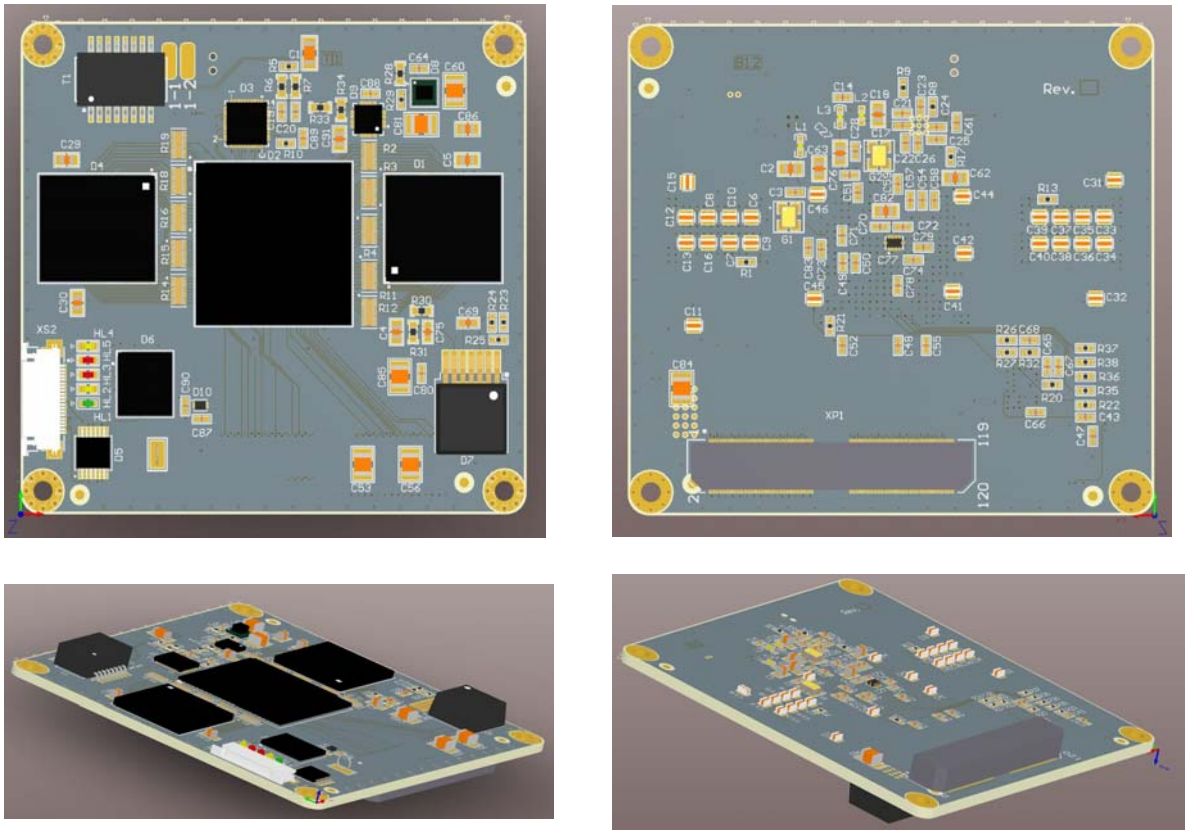


Рис. 3. МПП интерфейсного модуля

В итоге разработан МИ, используемый в анализаторе, который применяется для получения обработки и записи видеоданных ИК-диапазона. Эти данные используются для выявления неисправностей ФПУ и ошибок в алгоритмах обработки.

Список литературы

1. Микросхема ASIC [Электронный документ]. 2016. URL: http://www.mouser.com/ds/2/336/M105-1220669.pdf.

2. Преобразователь TLK1211 [Электронный документ]. 2016. URL: http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/tlk1211.pdf.

3. FPGA XC6SLX45-3FGG484I [Электронный документ]. 2016. URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds160.pdf.

4. FLASH память с ISP интерфейсом XCF16PFS48C [Электронный документ]. 2016. URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds123.pdf.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИСТОЧНИКА СВЕТА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИСПЕРСНЫХ СРЕД

И. С. Кеда, В. В. Брюханова (научный руководитель)

Радиофизический факультет
Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: keda_innochka99@mail.ru

Ключевые слова: лидар, многократное рассеяние, поляриметр, аэрозоли, матрица рассеяния света.

При зондировании оптически плотных аэрозольных образований необходимо учитывать многократное рассеяние. Для этой цели в настоящее время разрабатывается лабораторный стенд для исследования многократного рассеяния в суспензиях. Информацию о оптических свойствах среды несет матрица рассеяния света (МРС). Для получения МРС можно использовать четыре состояния поляризации света. В докладе проводятся исследования зависимости прозрачности водно-молочной суспензии от мощности накачки лазера и состояния поляризации зондирующего излучения.

Неуклонный рост выбросов вредных веществ транспортными средствами и предприятиями требует развития систематического междисциплинарного инструментального мониторинга климатических и экосистемных изменений. Большой вклад в радиационный баланс атмосферы Земли вносят аэрозоли – взвешенные в атмосфере частицы размерами от сотых долей до сотен микрометров.

Оптические свойства дисперсных систем, которыми являются аэрозоли, обусловлены взаимодействием электромагнитного излучения, обладающего определенной энергией, с частицами дисперсной фазы. Особенности оптических свойств дисперсных систем определяются природой частиц, их размерами, соотношением между длиной волны электромагнитного излучения и размерами частиц. Одним из характерных оптических свойств является рассеяние света. В зависимости от свойств частиц дисперсной фазы и их размеров свет, проходя через дисперсную систему, может поглощаться, отражаться или рассеиваться. Дисперсные системы способны к рассеянию света.

В интересах оперативного контроля состояния окружающей среды развиваются новые дистанционные технологии, основанные на методах лазерного зондирования. В основе методов лазерного зондирования лежит облучение объекта лазерным излучением с последующим анализом прошедшего через исследуемый объект либо рассеянного от этого объекта и зарегистрированного приемной системой потока излучения. Прибор, реализующий эту идею, назван лидаром.

В нашей стране лазерное зондирование также не было обделено вниманием. В 1969 г. в Томске был создан академический Институт оптики атмосферы. Вместе с Институтом физики в Минске они одни из первых создали в своих лабораториях лидарные установки (лазерные локаторы). В течение последующего времени эти институты успешно развивали методы и приборы данного направлении и вскоре достигли мирового уровня.

Также методология лазерного зондирования окружающей среды развивается в ведущих научных центрах США, Канады, Японии, Италии, Германии. Деятельность ряда групп, работающих в этой области, координируется Международной рабочей группой MUSCLE (Multiple Scattering in Lidar Experiments).

Несмотря на полувековую историю использования лидаров для исследования атмосферного аэрозоля, включая частицы облаков и осадков, до сих пор не решены многие технические и методические вопросы лазерного зондирования. К числу направлений, все еще нуждающихся в существенной проработке, относится и лазерное зондиро-

вание оптически плотных аэрозольных образований (облака, туманы и т. п.). Это объясняется обусловленностью лидарного сигнала от таких образований не только однократным, но и многократным рассеянием, которое существенно влияет как на величину интенсивности, так и на состояние поляризации принимаемого излучения.

Состояние поляризации произвольного светового пучка принято описывать вектор-параметром Стокса, компоненты которого представляют собой линейную комбинацию квадратичных характеристик поля и могут быть непосредственно измерены в эксперименте. Применение вектор-параметрического метода позволяет существенно упрощать решение задачи описания состояния светового пучка. Изменение свойств светового пучка при распространении в среде достаточно часто описывается матрицей рассеяния света (МРС) рассеивающей среды, или матрицей Мюллера оптического устройства.

Впервые матрица рассеяния была введена Джоном Уилером в 1937 г. Матрица рассеяния света описывает изменение характеристик излучения, рассеянного на системе частиц. На целесообразность исследования матриц рассеяния атмосферных образований впервые обратил внимание Г.В. Розенберг. Он отметил, что угловые и спектральные зависимости матриц рассеяния содержат максимум информации о микрофизических параметрах ансамблей частиц, которую вообще возможно получить в эксперименте по рассеянию света. Вид матрицы рассеяния существенно зависит от свойств рассеивающей среды, в частности, от ее состава, от размеров, формы и ориентации взвешенных в ней частиц, а также от длины световой волны [1].

В общем случае МРС является квадратной матрицей размерности 4×4. Диагональные элементы этой матрицы характеризуют изменение интенсивности, а остальные – взаимосвязь компонентов излучения. Для определения элементов МРС проводятся измерения интенсивности рассеянного исследуемой средой света при 16 различных сочетаниях состояния поляризации излучения в передающем и приемном каналах лидара.

Отличительной особенностью поляризационных оптических методов является высокая чувствительность, которая в то же время определяет и более высокие требования к аккуратности измерений. Это налагает более высокие требования к определению рабочих характеристик источника и приемника излучения.

В настоящее время на кафедре оптико-электронных систем и дистанционного зондирования Национального исследовательского Томского государственного университета разрабатывается прибор для определения размеров и концентрации частиц, принципиальная схема которого показана на рис. 1 [2].

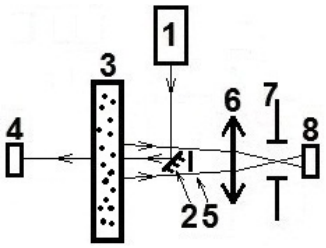


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования зависимости интенсивности многократно рассеянного назад излучения от микроструктуры исследуемой среды

Коллимированный пучок излучения лазера 1 направляется на зеркало 2, отразившись от которого проходит через кювету 3 и попадает на фотодиод 4. Таким образом регистрируется прямое излучение, прошедшее через среду и рассеянное под малыми углами. Излучение, рассеянное средой в обратном направлении, распространяется в сторону линзы 6. Однократно рассеянное «назад» под малыми углами излучение блокируется экраном 5, жестко закрепленным на единой опоре с зеркалом 2.

Многократно рассеянное «назад» излучение проходит мимо экрана 5 и попадает на линзу 6, в фокусе которой установлена диафрагма 7, после чего его интенсивность измеряется фотодиодом 8. Таким образом одновременно измеряется интенсивность излучения, прошедшего исследуемую среду в прямом направлении, и интенсивность многократно рассеянного «назад» излучения. Для измерения матрицы рассеяния света рассеивающей среды в передающем и приемном каналах предлагаемой установки предполагается использовать поляризационные приборы, позволяющие преобразовать состояние поляризации лазерного излучения.

Нами проводятся исследования зависимости прозрачности водно-молочной суспензии от мощности накачки лазера и состояния поляризации зондирующего излучения. С этой целью пучок непрерывного лазерного излучения от лазера LCD-DTL-317-20 с выходной мощностью до 21 мВт направляется на плоскопараллельную пластинку. Излучение, отраженное от верхней грани пластинки, попадает на контрольный фотодиод, а излучение, прошедшее через плоскопараллельную пластинку, пройдя через блок трансформации состояния поляризации, проходит через кювету и регистрируется рабочим фотодиодом. Для калибровки фотодиода мы использовали среды с различной оптической плотностью: воздух, дистиллированную воду и водно-молочную суспензию различной концентрации. На рис. 2 в качестве примера приведена зависимость отношения сил фототока на фотодиоде при линейно и циркулярно поляризованном излучении от мощности накачки лазера при увеличении (1) мощности накачки лазера от 1 до 20 мВт. Кривая 2 соответствует обратному ходу мощности накачки лазера.

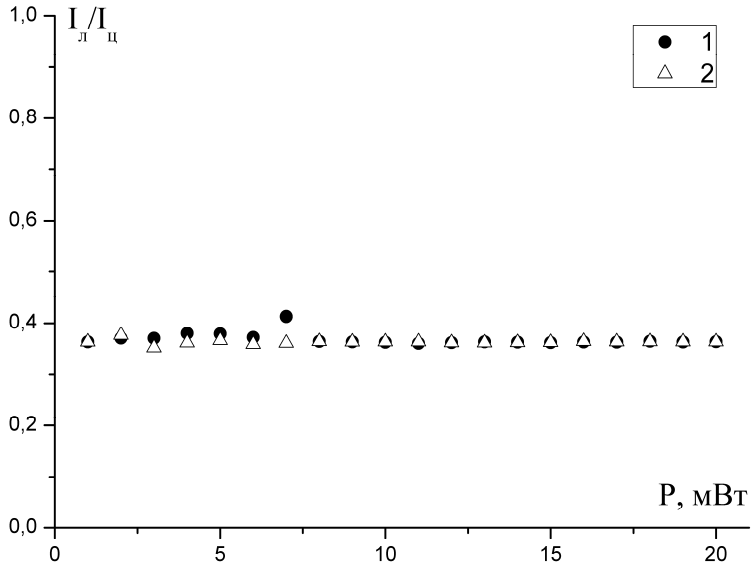


Рис. 2. График зависимости отношения сил фототока от мощности накачки лазера

Нетрудно увидеть, что отношение сил фототока не всегда постоянно. Это объясняет необходимость статистического анализа измеряемых величин. В докладе обсуждаются результаты такого анализа результатов проведенных измерений.

Список литературы

1. Розенберг Г.В. Вектор-параметр Стокса // Успехи физ. наук. 1955. Т. 56. Вып. 1. С. 77–110.

2. Ни Е.В., Брюханов И.Д., Свиридов Е.И. Лабораторный стенд для исследования характеристик многократно рассеянного назад излучения дисперсными средами // Актуальные проблемы радиофизики. Тр. Междунар. молодёжной науч. школы. Томск, 25–26 сентября 2017 г. г. Томск: Изд-во НТЛ, 2017. С. 70–74.

ВЛИЯНИЕ КОНЦЕНТРАЦИИ ЖИРОВЫХ ЧАСТИЦ В МОЛОЧНОЙ СУСПЕНЗИИ НА ПРОПУСКАНИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А. О. Климашевская, В. Д. Москаленко, Е. В. Ни,
В. В. Брюханова (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: annaklim98@mail.ru, irreproachable17@bk.ru

Исследования пространственно-временной изменчивости атмосферного аэрозоля весьма актуальны для совершенствования моделей оптических и микрофизических свойств, которые необходимы при радиационных расчетах, и оценки эффективности систем, работающих через атмосферу в оптическом диапазоне. В настоящее время накоплен огромный объем информации об оптических и микрофизических свойствах атмосферного аэрозоля, об основных процессах его образования и трансформации. Однако актуальность углубленного исследования многообразия состояний аэрозоля продолжает возрастать.

В мутных средах при распространении оптического излучения неизбежно происходит его ослабление вследствие поглощения и рассеяния. При значительных оптических толщах помимо ослабления наблюдается также деполяризация излучения, вызванная многократным рассеянием на аэрозольных частицах. Решением данной задачи занимаются ученые всего мира уже более 50 лет. Данные исследования представляют собой сложность как в плане математического описания и разработки методики восстановления оптических и микрофизических свойств исследуемой среды, так и в плане создания приборной базы для практической реализации.

Информацию о рассеивающих свойствах среды несет матрица рассеяния света (МРС), или матрица Мюллера. Ее размер составляет 4×4, она состоит из независимых элементов. Определение этих элементов положено в основу метода поляризационного лазерного зондирования. Этот метод обладает дистанционностью, оперативностью, высоким пространственным разрешением и не вносит изменения в исследуемую среду. При использовании этого метода в приемном и передающем каналах лидара размещаются поляризационные элементы, позволяющие получить 16 сочетаний зондирующего и регистрируемого излучения.

В настоящее время на кафедре оптико-электронных систем и дистанционного зондирования НИ ТГУ разрабатывается лидар многократного рассеяния. Для отработки методики восстановления оптических и микрофизических характеристик аэрозольных образований с помощью этого прибора создан поляриметрический стенд (рис. 1) [1].

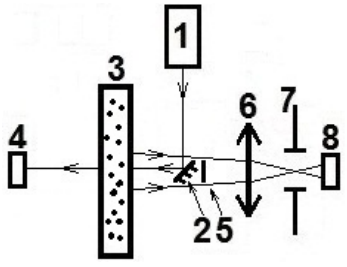
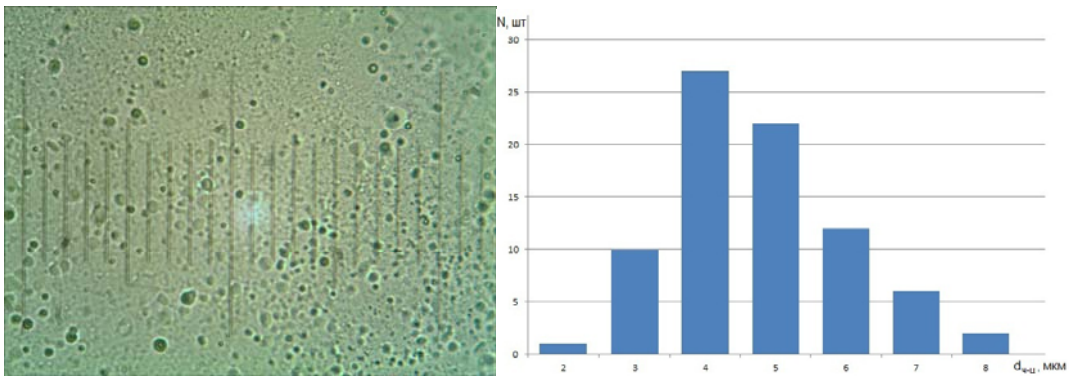


Рис. 1. Схема эксперимента по исследованию зависимости интенсивности многократно рассеянного назад излучения от коэффициента ослабления исследуемой среды

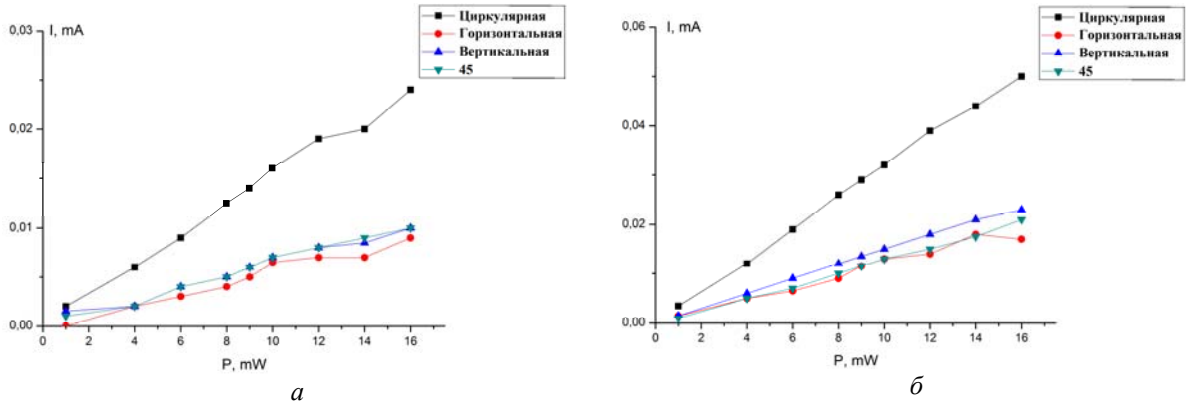
Пучок лазерного излучения от источника 1 направлялся на зеркало 2, отразившись от которого проходил через кювету 3 и попадал на фотодиод 4. Таким образом регистрировалось излучение, прошедшее через среду в прямом направлении и рассеянное ей под углами, малыми относительно направления падения на кювету. Излучение, рассеянное средой в обратном направлении, распространялось в сторону линзы 6. При этом излучение, однократно рассеянное «назад» под малыми углами, блокировалось экраном 5, жестко закрепленным на единой опоре с зеркалом 2. Многократно рассеянное «назад» излучение проходило мимо экрана 5 и попадало на линзу 6, в фокусе которой была установлена диафрагма 7, после чего его интенсивность измерялась фотодиодом 8. При этом использовалась диафрагма 7 с таким диаметром отверстия, чтобы на фотодиод 8 попадало только многократно рассеянное «назад» излучение, а суммарный поток однократно и многократно рассеянного «назад» излучения блокировался диафрагмой. Таким образом одновременно измерялась интенсивность излучения, прошедшего исследуемую среду в прямом направлении и рассеянного ей «вперед», а также интенсивность излучения, многократно рассеянного средой «назад». Диаметр отверстия диафрагмы 7 составлял 5 мм, экрана – 18 мм.

В качестве исследуемой среды использовались суспензии жировых частиц молока (рис. 2, *а*, *б*). Размеры частиц определялись по микрофотографиям, полученным с помощью микроскопа. Из гистограммы видно, что спектр размеров частиц этой среды соответствует гамма-распределению. Как видно из рисунков, диаметр жировых частиц молока лежит в диапазоне 1–8 мкм.



а *б*

Рис. 2. Микрофотография (*а*) и распределение жировых частиц по размерам (*б*) в растворе



а *б*

Рис. 3. Зависимость силы фототока от мощности лазера при различных поляризациях

В продолжение этой работы нами была проведена серия экспериментов по исследованию ослабления и деполяризации лазерного излучения при прохождении через слой суспензии жировых частиц молока концентраций 0,08 % (рис. 3, *а*) и 0,16 % (рис. 3, *б*).

Результат эксперимента показал, что пропускание лазерного излучения уменьшается при увеличении концентрации жировых частиц в молочной суспензии. Доклад посвящен анализу полученных данных.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 16-05-00710).

Список литературы

1. Nee E.V., Bryukhanova V.V., Bryukhanov I.D. Development of optical analyzer for determining the dimensions and concentration of aerosol particles // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 2017. Vol. 10466. P. 104664N-1-104664N-5.

РАЗРАБОТКА ГЕОФИЗИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ СЕЙСМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ НАД МЕСТОРОЖДЕНИЯМИ УГЛЕВОДОРОДОВ

О. А. Майков[1], В. В. Романов[2], В. С. Потылицын[2],
Г. Я. Шайдуров[1] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: markuss86@mail.ru
[2]*Военно-инженерный институт СФУ*
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: VAlekseev@yandex.ru

Описывается разработка специализированного геофизического приемника для регистрации естественных электрических шумов Земли. Приведены электрическая схема, расчетная и экспериментальная амплитудно-частотная характеристики (АЧХ).

В настоящее время для поиска углеводородов используется большое количество методов, основанных на различных физических явлениях (вызванная поляризация, сейсморазведка, гравиразведка и др.). Наибольшее распространение во всем мире для поиска углеводородов получила сейсморазведка. Она дает в данном случае наиболее точные результаты, но даже при этом процент продуктивных скважин не поднимается выше 35 %. При проведении геофизических работ стараются использовать комплекс различных методов, поэтому введение новых информационных признаков без увеличения стоимости затрат является актуальной современной задачей.

В работах [1–4] авторы приводят данные наблюдений сейсмоэлектрических эффектов над залежью углеводородов в активных полях с использованием источников электромагнитного и сейсмического полей, по их данным использование так называемой «бинарной» технологии позволяет увеличить процент продуктивных скважин до 60–70 %. Данная методика имеет ряд существенных недостатков, таких как использование мощных источников поляризующего поля, что приводит к тому, что из-за массогабаритных показателей на сегодняшний день данная технология используется на морских акваториях, а наземное исполнение данной техники добавит к стандартной сейсморазведке дополнительные 3–4 машины класса «Урал».

В работах [5–6] приведены данные по наблюдению сейсмоэлектрических эффектов в пассивных полях на двух газоконденсатных месторождениях Красноярского края и Респ. Хакасии и показано, что возможно проводить поисковые работы без использования активных источников электромагнитного и сейсмических полей. Авторы приводят результаты полевых наблюдений и показывают, что наибольшее значение параметра сейсмоэлектрического эффекта регистрируется по краям месторождения, что позволяет проводить оконтуривание месторождения с дальнейшей дополнительной разведкой стандартными методами сейсморазведки.

В 2017 г. Шайдуровым Г. Я. было предложено совместить стандартную сейсморазведку и методы, основанные на регистрации сейсмоэлектрического эффекта. Таким образом были проведены первые наблюдения «полуактивного» метода. В данном случае регистрация полей проводилась при помощи стандартной сейсморазведочной аппаратуры производства фирмы SGT и сейсмического ударника «КЭМ-4», а электромагнитное поле регистрировалось при помощи заземлённого электрического диполя с неполяризующимися электродами модели ВИТР. С этой целью был разработан специальный приёмник для усиления, фильтрации и дальнейшей регистрации электрических шумов Земли в диапазоне частот от 0,1 до 20 Гц.

Требуемый приемник должен был обеспечивать следующие технические параметры:

- чувствительность: 1–3 мкВ;
- входное сопротивление: не менее 1 МОм;
- диапазон частот: 0,1–25 Гц;
- сквозное усиление: 60 дБ;
- подавление промышленной помехи 50 Гц: 40 дБ;
- защита от импульсных помех.

Для получения требуемых технических параметров предложено использовать следующую функциональную схему (рис. 1). Для достижения необходимого динамического диапазона и усиления использовалась двухкаскадная схема усиления с промежуточной фильтрацией от промышленной помехи 50 Гц.

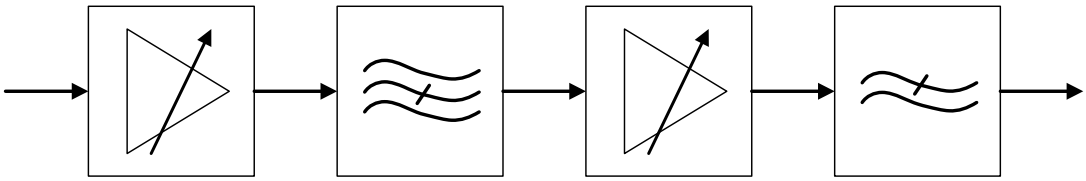


Рис. 1. Функциональная схема приёмника

Для того чтобы обеспечить требуемое входное сопротивление не менее 1 Мом, использовались специализированные инструментальные усилители производства фирмы Texas instruments – INA128, которые обеспечивают входное сопротивление порядка 3 МОм. Схема фильтрации промышленной помехи 50 Гц реализовывалась на Т-образном полосно-заграждающем фильтре. Фильтр нижних частот представляет собой стандартное звено второго порядка Чебышева 2 рода. Расчет параметров фильтра проводился в программной среде Matlab. На рис. 2 приводится электрическая схем реализации данного приемника.

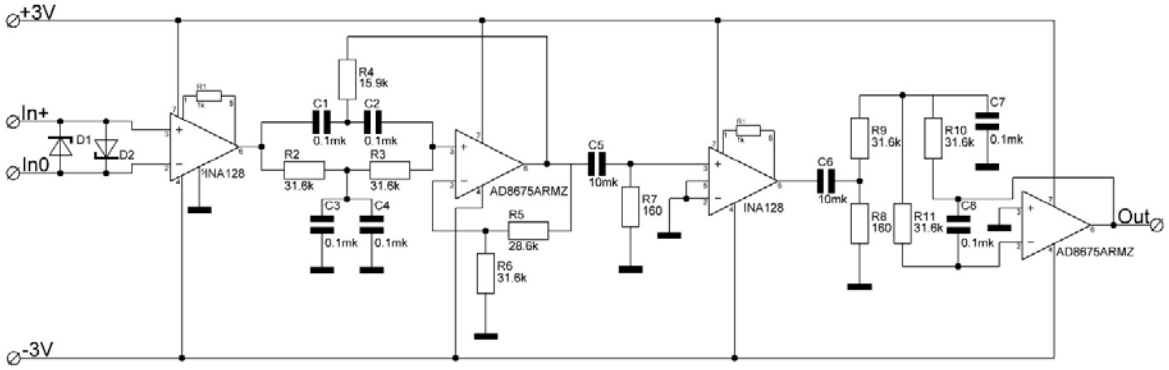


Рис. 2. Электрическая схема приемника

Особенностью данной схемы является то, что в качестве входного усилителя используется дифференциальный усилитель, который обеспечивает подавление синфазной помехи до 120 дБ. Для защиты от импульсных помех на входе стоят два встречно направленных диода.

Электрическая схема приемника промоделирована в программной среде MICRO-CAP. Расчетная и экспериментальная АЧХ приведены на рис. 3 и 4.

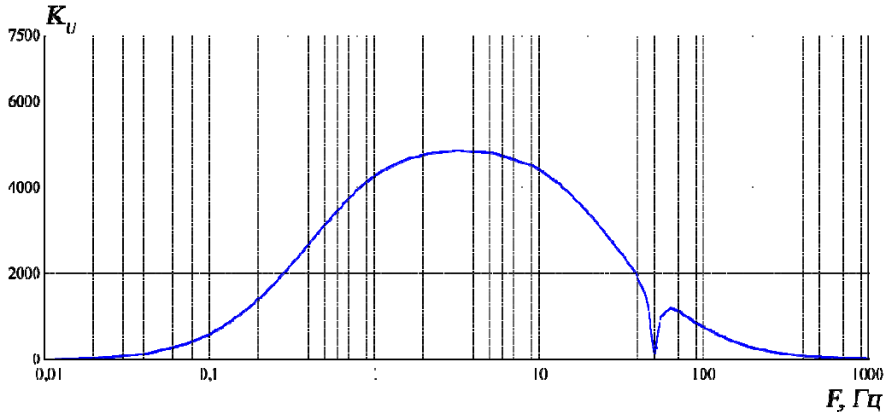


Рис. 3. Расчетная АЧХ, полученная путем моделирования

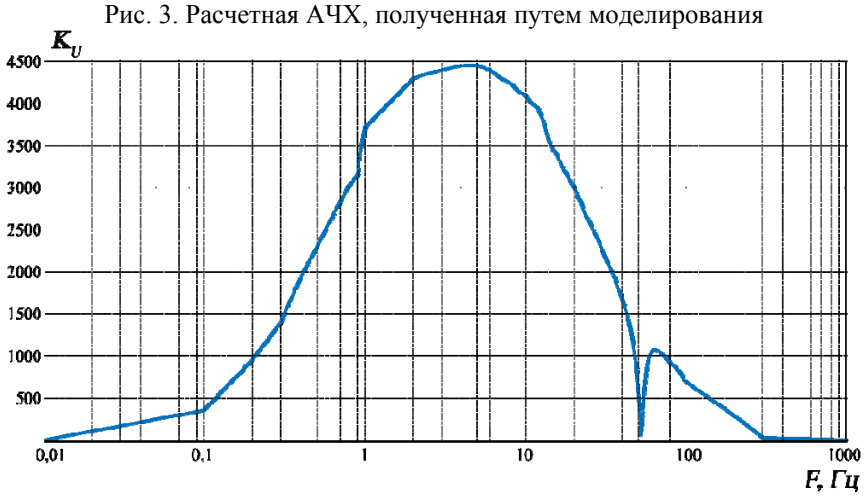


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика приёмника

Как видно из графика, реальная амплитудно-частотная характеристика полностью соответствует расчетным данными и удовлетворяет всем техническим требованиям, которые были приведены выше. Следует сказать, что в данном случае потребовалась дополнительная настройка полосно-заграждающего фильтра, так из-за неточности реальных номиналов радиокомпонентов частота задерживания получилась равной 53 Гц. Подстройка осуществлялась стандартной подборкой соответствующих номиналов элементов фильтра. Разработанный приемник использовался при проведении полевых работ в июле 2017 г. на Быстрянском газоконденсатном месторождении (Красноярский край).

Список литературы

1. A. Berg. Method of Seismo-Electromagnetic Detecting of Hydrocarbon Deposit, US Patent № 7,330,790. October 2005.19.

2. Мельников В.П., Лисов В.И., Брюховецкий О.С., Бобровников Л.З. Инновационная геофизика: бинарные технологии прямых поисков месторождений полезных ископаемых. Ч. 1 // Инженер-нефтяник. М.: 000 «Ай Ди Эс Дриллинг», 2011. № 1. С. 47–51.

3. Мельников В.П., Лисов В.И., Брюховецкий О.С., Бобровников Л.З. Инновационная геофизика: бинарные технологии прямых поисков месторождений полезных ископаемых. Ч. 2 // Инженер-нефтяник. М.: 000 «Ай Ди Эс Дриллинг». 2011. № 2. С. 12–14.

4. Агеева О.А., Светов Б.С., Шерман Г.Х. Сейсмоэлектрический эффект второго рода в горных породах // Геология и Геофизика. 40, 8. С. 51–57.

5. Шайдуров Г.Я., Потылицын В.С. Некоторые результаты полевых испытаний метода вызванной поляризации на основе выделения информации из естественного электромагнитного поля земли. Приборы и системы разведочной геофизики. ИнформГеофизСервис. 2012. № 4. С. 51–54.

6. Шайдуров Г.Я., Кудинов Д.С., Потылицын В.С. Способ поиска углеводородов. Патент РФ № 2559046 от 14.02.2013.

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РАССЕИВАЮЩИХ ДИСПЕРСНЫХ СРЕД

А. В. Шульга, Е. В. Ни, И. В. Животенюк (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет НИ ТГУ
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: andrey1198@mail.ru, wolf.ni@yandex.ru, ivan.extrovert@gmail.com, leo@mail.tsu.ru

При зондировании оптически плотных аэрозольных образований возникает необходимость учета вклада многократного рассеяния в лидарный сигнал. Создание лидара многократного рассеяния является непростой задачей. Для отработки методики восстановления характеристик рассеивающей среды из лидарного сигнала многократного рассеяния нами разрабатывается лабораторный стенд. В докладе приводятся результаты моделирования передающей системы данного стенда, а также исследования рабочего режима лазера и фотоприемника.

В интересах оперативного контроля состояния окружающей среды исследуются новые дистанционные технологии, основанные на методах лазерного зондирования. Основным преимуществом этих методов перед зондовыми является отсутствие возмущений исследуемой среды зондирующим излучением и более высокая оперативность получения данных.

Суть методов лазерного зондирования заключается в посылке лазерного излучения в исследуемую среду, регистрации приемной системой провзаимодействовавшего со средой излучения и дальнейшей обработке информации, основанной на сравнении характеристик посылаемого и регистрируемого излучения. Разработке лидарных методов и систем уделяется большое внимание во многих развитых странах мира. Но, несмотря на полувековую историю использования лидаров для диагностики атмосферного аэрозоля, до сих пор остаются нерешенными вопросы, касающиеся техники и методики лазерного зондирования.

К числу направлений, которые по-прежнему нуждаются в проработке, относится и лазерное зондирование оптически плотных аэрозольных образований (облака, туманы и т. п.). Это обусловлено тем, что лидарный сигнал от таких образований обусловлен не только однократным, но и многократным рассеянием, которое значимо влияет на интенсивность принимаемого излучения.

В настоящее время на кафедре ОЭС и ДЗ НИ ТГУ разрабатывается прибор для определения размеров и концентрации частиц оптически плотных дисперсных сред, принципиальная схема которого показана на рис. 1 [1].

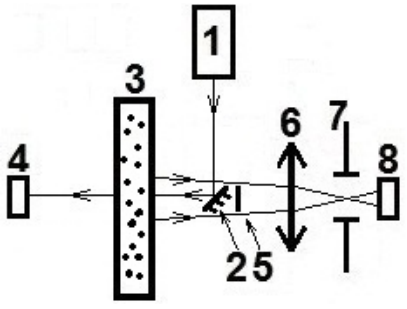


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования зависимости интенсивности многократно рассеянного назад излучения от микроструктуры исследуемой среды

Коллимированный пучок излучения лазера 1 направляется на зеркало 2, отразившись от которого проходит через кювету 3 и попадает на фотодиод 4. Таким образом,

регистрируется прямое излучение, прошедшее через среду, и рассеянное под малыми углами. Излучение, рассеянное средой в обратном направлении, распространяется в сторону линзы 6. Однократно рассеянное «назад» под малыми углами излучение блокируется экраном 5, жестко закрепленным на единой опоре с зеркалом 2. Многократно рассеянное «назад» излучение проходит мимо экрана 5 и попадает на линзу 6, в фокусе которой установлена диафрагма 7, после чего его интенсивность измеряется фотодиодом 8. Размер отверстия в диафрагме 7 выбирается таким, чтобы на фотодиод 8 попадало только многократно рассеянное «назад» излучение ($d \leq 5$ мм) или весь поток рассеянного назад излучения – однократное и многократное ($d \leq 12$ мм). Таким образом удаётся одновременно измерять интенсивность излучения, прошедшего исследуемую среду в прямом направлении, а также интенсивность многократно рассеянного «назад» излучения.

Стоит обратить внимание на то, что ослабление излучения происходит не только в среде, но и в передающем и приемном каналах системы. Для корректной интерпретации экспериментальных данных необходимо выбрать рабочий диапазон фотодетектора. Данная работа посвящена исследованию характеристик отдельных приборов, используемых в установке. Для определения рабочего диапазона мощности накачки лазера был собран стенд (рис. 2) в составе лазера LCD-DTL-317-20 с выходной мощностью до 21 мВт (1), двух фотодиодов (2) и (3) и плоскопараллельной пластинки (4).

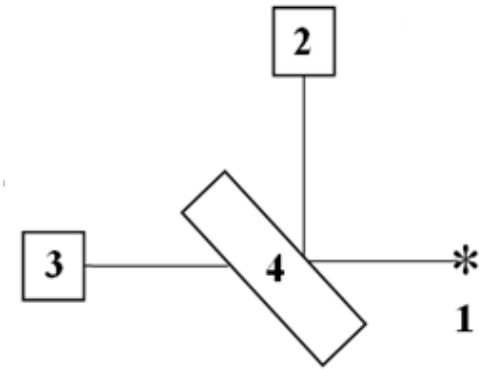


Рис. 2. Лабораторный стенд для калибровки источника и приемника оптического излучения

Пучок лазерного излучения от источника 1 направляется на плоскопараллельную прозрачную пластинку 4, установленную под углом 45° к оси пучка. Часть излучения, пройдя через пластинку 4, регистрируется фотодиодом 3. Другая часть, отразившись от верхней грани пластинки, регистрируется фотодиодом 2. Фотодиод 2 в этой схеме использовался для контроля за стабильностью генерации лазера.

Мощность лазера менялась от 1 до 16 мВт и обратно с шагом 1 мВт. На рис. 3 приведена зависимость силы фототока I_1 и I_2 детекторов излучения 2 и 3 (рис. 2) (рис. 3, *а*) и отношения I_1 к I_2 (рис. 3, *б*) от мощности накачки лазера. На рис. 3, *а* несложно заметить, что зависимость силы фототока на контрольном фотодиоде 2 от мощности накачки лазера изменяется линейно до ~12 мВт, в то время как у рабочего фотодиода эта область ограничивается мощностью ~10 мВт. Из анализа рис. 3, *б* можно сделать вывод, что зависимость отношения I_1 и I_2 от мощности накачки лазера в этом диапазоне не превышает 7–8 %, что сопоставимо с уровнем фона при подобных измерениях.

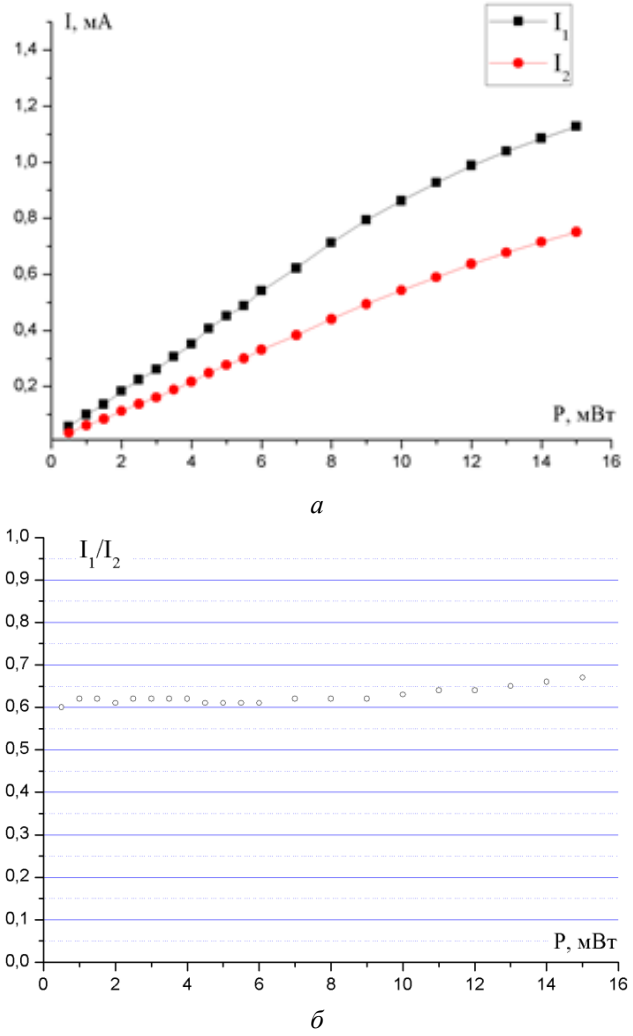


Рис. 3. Зависимость силы фототока детекторов излучения (*а*) и их отношения (*б*) от мощности накачки лазера

Приведенные зависимости могут быть использованы для определения линейного участка зависимости чувствительности фотодиода от мощности накачки лазера. Нетрудно увидеть, что при значениях мощности накачки до 10 мВт изменением отношения сил фототока на фотодиодах можно пренебречь. При такой мощности накачки сила фототока, протекающего через рабочий фотодиод, не превышает 0,9–1,0 мА.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (Грант № 16-05-00710).

Список литературы

1. Nee E.V., Bryukhanova V.V., Bryukhanov I.D. Development of optical analyzer for determining the dimensions and concentration of aerosol particles // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 2017. Vol. 10466. P. 104664N-1-104664N-5.

ВИРТУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗАТОР ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ НА ОСНОВЕ ДРАЙВЕРОВ ГЕНЕРАТОРА И ОСЦИЛЛОГРАФА

Е. Д. Смирнова, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: onegina1401@mail.ru, sibfrost24@mail.ru

Вариант виртуального лабораторного стенда в среде LabVIEW для анализа характеристик четырехполюсников на основе драйверов цифрового генератора и цифрового осциллографа. Он позволяет визуализировать амплитудно-частотные характеристики фильтров, амплитудные и переходные характеристики в удобной для пользователя форме.

Внедрение программного обеспечения LabVIEW в учебный процесс позволяет создать ряд лабораторных работ для изучения вопросов, связанных с поверкой измерительных приборов и изучением их метрологических характеристик.

Изучение любой технической дисциплины, как правило, включает в себя выполнение комплекса лабораторных работ, причем особенностями современной ситуации в высшем образовании являются: объективная необходимость применения дистанционных методов; недостаточная укомплектованность лабораторной базы; целесообразность применения моделирования для изучения сложных процессов и систем.

Этим объясняется актуальность задачи создания комплекса виртуальных лабораторных работ по изучению метрологических характеристик средств измерений и структур измерительных каналов. Эффективное решение данной задачи возможно путём применения сред графического программирования, таких как LabVIEW, ориентированных на построение программной «надстройки» информационно-измерительных систем, моделей информационно-измерительных систем и измерительных приборов. Внедрение программного обеспечения LabVIEW в учебный процесс позволяет создать ряд лабораторных работ для изучения вопросов, связанных с поверкой измерительных приборов и изучением их технических характеристик [1].

Технология виртуальных приборов позволяет комбинировать операции измерения, автоматизации и управления. Модульный характер позволяет добавлять новые функциональные возможности в систему, обеспечивая гибкость и возможность для модернизации систем. Реализация виртуального лабораторного стенда возможна с помощью различных инструментальных средств программирования: языков программирования общего назначения, математических пакетов прикладных программ и специализированных сред проектирования, поддерживающих технологию виртуальных приборов [2]. Отличие языков C, Pascal, и др. от графического языка G в LabVIEW заключается в том, что в первом случае программы создаются в виде строк текста, а во втором случае программы формируются в виде графических рисунков, подобно обычным блок-схемам.

Программное обеспечение виртуального лабораторного стенда должно взаимодействовать с реальными средствами измерений. В качестве вариантов следует рассмотреть рабочие станции с модулями ввода-вывода и комплекты автономных цифровых измерительных приборов, имеющих стандартные коммуникационные порты. Недостатками рабочей станции являются ее относительно высокая цена, слабая защищенность от внешних воздействий.

В настоящей работе предложено в качестве объекта исследований использовать готовые объекты исследования, например, усилитель, прилагаемый к измерительному

звуковому генератору, или автомобильный фильтр для аудиосистемы. В качестве источника тестового воздействия предложено использовать цифровой генератор сигналов произвольной формы на основе технологии DDS (прямой цифровой синтез), а в качестве измерителя – цифровой запоминающий осциллограф с верхней граничной частотой 200 МГц.

Виртуальный анализатор разделен на блоки для того, чтобы было удобнее описать всю систему (рис. 1).

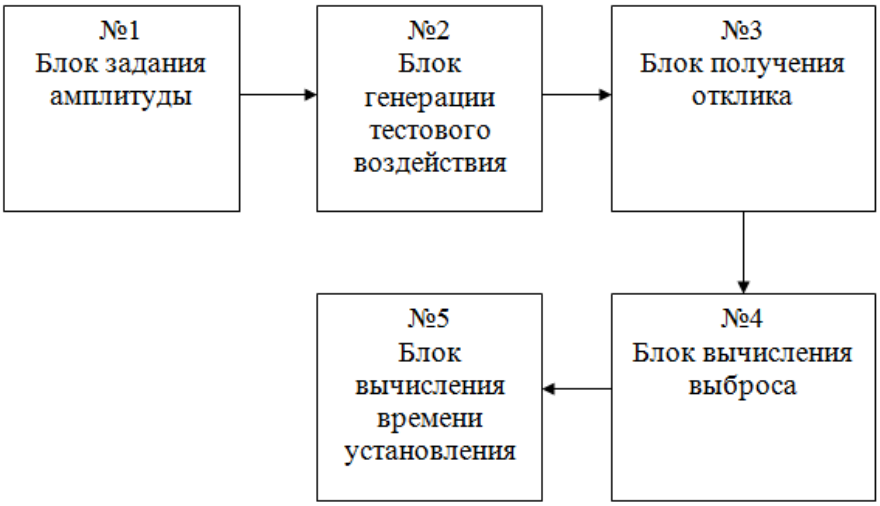


Рис. 1. Укрупненная блок-схема программы

№ 1. Блок задания амплитуды: работа виртуального стенда начинается с задания частоты повторения воздействия, max и min амплитуды, это делается для того, чтобы получить массив, для которого будет формироваться соответствующий массив значений ПХ.

№ 2. Блок генерации тестового воздействия: объединяет частоту следования отсчетов и количество отсчетов, которые будет формировать блок генерации синусоидального сигнала.

№ 3. Блок получения отклика: здесь осуществляется измерение сигнала на выходе четырехполюсника с помощью цифрового запоминающего осциллографа. Входными параметрами являются масштабы по горизонтали и по вертикали. Сами измерения запрограммированы внутри этого блока.

№ 4. Блок вычисления выброса: на функцию построения сигнала приходит сигнал с *блока получения отклика* и извлекается массив значений сигнала Y. Массив Array Max & Min возвращает максимальные и минимальные значения, найденные в массиве, вместе с индексами для каждого значения. Выброс определяется по максимальному значению.

№ 5. Блок вычисления времени установления: цикл While Loop повторяет поддиаграмму внутри нее, пока терминал условия выхода не получит определенное логическое значение. Булевское значение зависит от продолжения цикла While Loop. В цикл поступает значение с массива Array Max & Min и складывается с *i*, где *i* – счетчик цикла, количество завершенных повторов. Далее, из этой суммы значение поступает на два массива Index Array, этот массив возвращает элемент или подматрицу n-мерного массива по индексу. Increment (-1) это приращение на 1. Данная функция вычитает 1 из входного значения счетчика итераций после окончания выполнения цикла. После каждого из массивов стоит условие меньше 1,05 и логическое И, когда оба входа должны

быть логическими или числовыми значениями. Если оба входа TRUE, функция возвращает TRUE, в противном случае он возвращает FALSE.

Лицевая панель предварительно разделена на два блока и график ПХ (рис. 2). Каждый блок имеет определенное функциональное назначение. В первом блоке тип сигнала для снятия ПХ и частота повторения воздействия. Во втором блоке выводятся значения времени установления ПХ и уровня выброса. И на самом графике показывается процесс ПХ.

На рис. 2 приведена переходная характеристика усилителя, который входит в комплект звукового генератора Г3-112. Выброс составляет примерно 2,7 В, а время установления около 2 с, что соответствует техническим характеристикам данного усилителя.

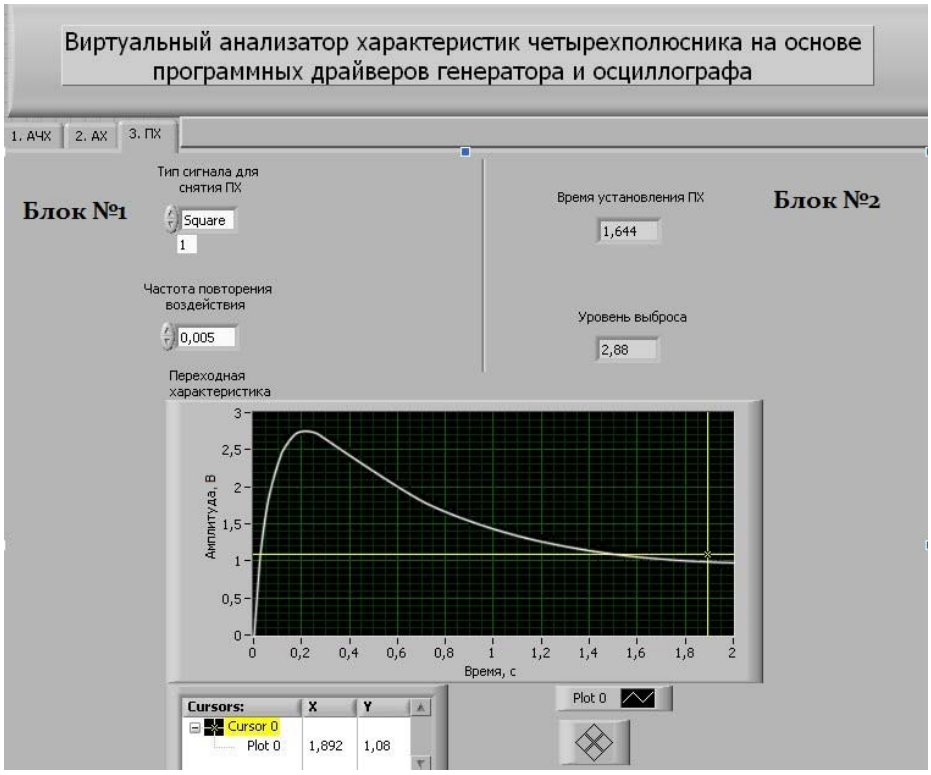


Рис. 2. Лицевая панель лабораторного стенда

Таким образом, разработан интерфейс и программное обеспечение предложенного варианта виртуального лабораторного стенда для анализа характеристик четырехполюсника на основе драйверов осциллографа и генератора с использованием среды LabVIEW. Проведены экспериментальные исследования, подтверждающие работоспособность данного виртуального лабораторного стенда.

Список литературы

1. Джеффри Тревис: пер. с англ. Клушин Н. А. LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2004. 544 с.: ил.

2. Виноградова Н.А., Листратов Я.И., Свиридов Е.В. Разработка прикладного программного обеспечения в среде LabVIEW: учеб. пособие. М.: Изд-во МЭИ, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОДИОДА ДЛЯ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОГО СТЕНДА

Н. Н. Яковлев, И. В. Животенюк, Е. В. Ни (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, г. Томск, ул. Ленина, 36
E-mail: nik_mr_x@mail.ru

При зондировании оптически плотных аэрозольных образований необходимо учитывать многократное рассеяние. Для этой цели в настоящее время разрабатывается лабораторный стенд для исследования многократного рассеяния в суспензиях. В докладе приводятся результаты моделирования поляриметрического стенда для исследования многократного рассеяния. Также была исследована зависимость чувствительности фотодиода от мощности накачки лазера при различных состояниях поляризации

В связи с ухудшением экологической обстановки в мире все более актуальным становится создание приборов, позволяющих оперативно определять размеры и концентрацию частиц аэрозоля. Из многообразия таких методов большой интерес представляют методы лазерного зондирования, т.к. они обладают высокой разрешающей способностью, оперативностью, отсутствием внесения возмущения в исследуемый объект и не ограничены размерами кюветы. Суть этих методов заключается в посылке лазерного излучения, регистрации приемной системой провзаимодействовавшего со средой излучения и последующем анализе, основанном на сравнении характеристик посылаемого и принимаемого излучения. Прибор, реализующий эту идею, назван лидаром.

В связи с многообразием явлений, сопровождающих распространение лазерного излучения в среде, существуют различные типы лидаров. Наиболее энергетически выраженными является явление упругого аэрозольного рассеяния, поэтому для исследования естественных аэрозолей, в основном, используются лидары основанные на этом явлении.

Распространение лазерного излучения в реальной среде сопровождается его ослаблением, а при зондировании оптически плотных сред (таких как облака, туманы и т. п.) – еще и деполяризацией. Поэтому поляризационные исследования являются более информативными о физических свойствах рассеивающей среды.

Состояние поляризации произвольного светового пучка принято описывать вектор-параметром Стокса, компоненты которого представляют собой линейную комбинацию квадратичных характеристик поля и могут быть непосредственно измерены в эксперименте.

Изменение характеристик излучения, рассеянного на системе частиц, описывается матрицей рассеяния света (МРС). На целесообразность исследования матриц рассеяния атмосферных образований впервые обратил внимание Г.В. Розенберг. Он отметил, что угловые и спектральные зависимости матриц рассеяния содержат максимум информации о микрофизических параметрах ансамблей частиц, которую вообще возможно получить в эксперименте по рассеянию света [1].

МРС можно получить, используя метод поляризационного лазерного зондирования. Суть метода заключается в последовательном облучении исследуемого объекта излучением с четырьмя различными состояниями поляризации и регистрации рассеянного излучения.

В настоящее время на кафедре ОЭС и ДЗ НИ ТГУ разрабатывается прибор для определения размеров и концентрации частиц, принципиальная схема которого показана на рис. 1 [2].

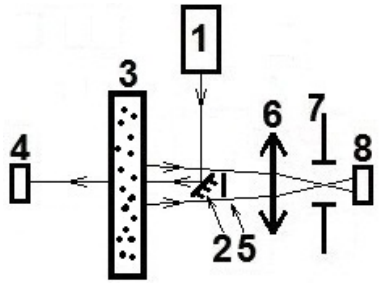


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования зависимости интенсивности многократно рассеянного назад излучения от микроструктуры исследуемой среды

Коллимированный пучок излучения лазера 1 направляется на зеркало 2, отразившись от которого проходит через кювету 3 и попадает на фотодиод 4. Таким образом регистрируется прямое излучение, прошедшее через среду и рассеянное под малыми углами. Излучение, рассеянное средой в обратном направлении, распространяется в сторону линзы 6. Однократно рассеянное «назад» под малыми углами излучение блокируется экраном 5, жестко закрепленным на единой опоре с зеркалом 2. Многократно рассеянное «назад» излучение проходит мимо экрана 5 и попадает на линзу 6, в фокусе которой установлена диафрагма 7, после чего его интенсивность измеряется фотодиодом 8. Размер отверстия в диафрагме 7 выбирается таким, чтобы на фотодиод 8 попадало только многократно рассеянное «назад» излучение (по оценкам $d \leq 5$ мм) или весь поток рассеянного назад излучения, обусловленный как однократным, так и многократным рассеянием ($d \leq 12$ мм). Таким образом можно одновременно измерять интенсивность излучения, прошедшего исследуемую среду в прямом направлении, и интенсивность многократно рассеянного «назад» излучения. Для измерения матрицы рассеяния света рассеивающей среды в передающем и приемном каналах предлагаемой установки предполагается использовать поляризационные приборы, позволяющие преобразовать состояние поляризации лазерного излучения.

Было проведено исследование зависимости силы фототока на детекторе излучения от мощности накачки лазера при различных состояниях поляризации излучения. Для этой цели был собран лабораторный стенд для калибровки фотоприемников (рис. 2).

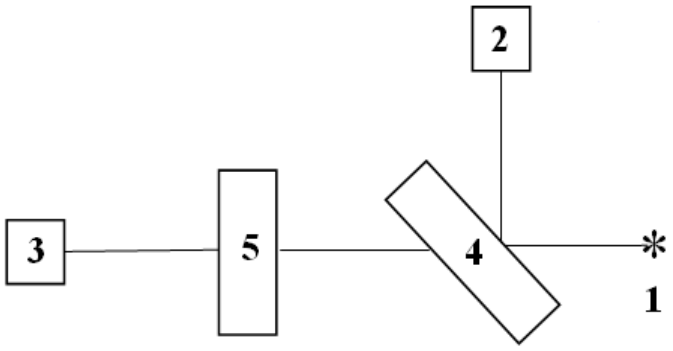
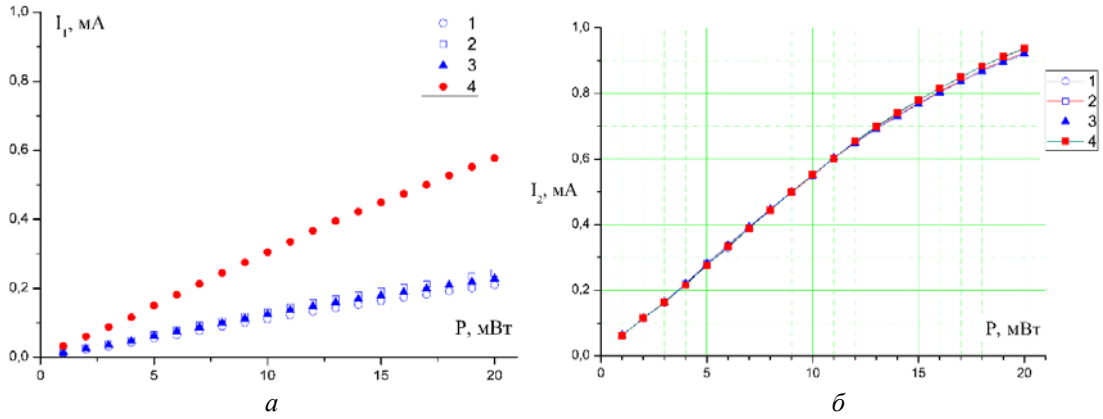


Рис. 2. Схема лабораторного стенда для калибровки фотоприемников

Пучок непрерывного лазерного излучения от лазера LCD-DTL-317-20 с выходной мощностью до 21 мВт (1) направляется на плоскопараллельную пластинку 4. Излучение, отраженное от первой грани пластинки 4, попадает на контрольный фотодиод 2.

Излучение прошедшее плоскопараллельную пластинку попадает на блок трансформации состояния поляризации 5 и регистрируется фотодиодом 3. На рис. 3 приведены результаты измерений силы фототока на детекторах 2 и 3 (рис. 2) при изменении мощности накачки лазера и состояния поляризации излучения.

Исследование вольтамперных характеристик фотодиода необходимо для выявления линейного участка его работы



а *б*

Рис. 3. Сила фототока на детекторах излучения 3 (*а*) и 3 (*б*) при различных состояниях поляризации излучения

Кривые 1–3 соответствуют линейно поляризованному излучению (горизонтально, вертикально и под углом 45° относительно плоскости поляризации лазерного излучения), 4 – циркулярно поляризованному.

Интенсивность линейно поляризованного излучения меньше, чем циркулярно поляризованного излучения, это объясняется поглощение света в поляризаторах. Как следует из полученных результатов, мощность работы лазера следует выбирать от 1 до 10 мВт.

На основе этих данных можно сделать вывод, при какой мощности лазера можно работать и проводить дальнейшие эксперименты. Эти исследования помогут в завершении работы над прибором, которая сейчас ведется.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (Грант № 16-05-00710).

Список литературы

1. Розенберг Г.В. Вектор-параметр Стокса // Успехи физ. наук. 1955. Т. 56. Вып. 1. С. 77–110.

2. Ни Е.В., Брюханов И.Д., Свиридов Е.И. Лабораторный стенд для исследования характеристик многократно рассеянного назад излучения дисперсными средами // Актуальные проблемы радиофизики. Тр. Междунар. молодёжной науч. школы. г. Томск. 25–26 сентября 2017 г. Томск: Изд-во НТЛ, 2017. С. 70–74.

3. Nee E.V., Bryukhanova V.V., Bryukhanov I.D. Development of optical analyzer for determining the dimensions and concentration of aerosol particles // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 2017. Vol. 10466. P. 104664N-1-104664N-5.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Т. Р. Сакавов, С. Г. Михальченко (научный руководитель)

Кафедра промышленной электроники ТУСУР
634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74
E-mail: temir94@mail.ru

Описывается процесс построения математической модели стабилизатора напряжения с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ). Приведенную в статье модель можно использовать при анализе динамики систем стабилизации напряжения с ЧИМ.

Полупроводниковые преобразователи напряжения (ПП) являют собой нелинейные импульсные системы с присущими им аномальными режимами [1–4]. Под катастрофами понимается моментальное качественное изменение характера поведения системы при малых изменениях её параметров [5]. Определение поведения системы перед её непосредственной имплементацией позволит разработчикам определить рабочие зоны проектируемого прибора электронной техники, выяснить зоны мультистабильности [3, 6];

Схема замещения понижающего DC/DC преобразователя приведена на рис. 1.

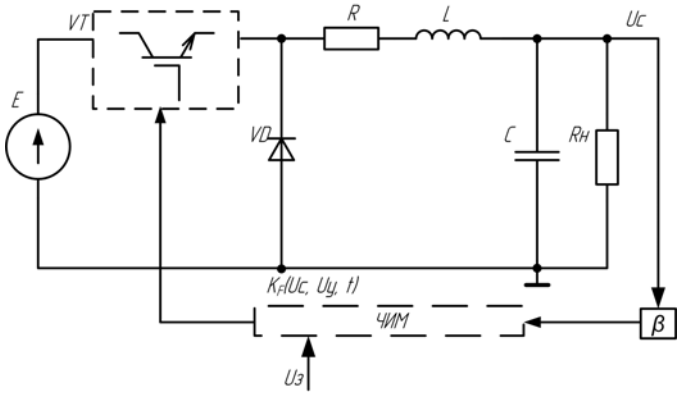


Рис. 1. Схема замещения понижающего DC/DC преобразователя с ЧИМ:
E – входное напряжение преобразователя

На рис. 1: *E* – входное напряжение преобразователя; *VT* – полупроводниковый ключ; *VD* – диод; *R*, *L*, *C* – параметры непрерывной части, т. е. выходного фильтра, где *R* характеризует омические потери дросселя фильтра, а также сопротивление ключа в открытом состоянии, *R*н – сопротивление нагрузки; β – коэффициент передачи датчика обратной связи по напряжению U_C; *U*з – задающее напряжение; ЧИМ – частотно-импульсный модулятор.

При построении данной схемы были приняты следующие допущения: входной источник питания *E* – идеальный источник питания; ключи силовой части преобразователя идеальные: время переключения равно нулю; выходной ФНЧ представлен линейными элементами *R*, *L*, *C*. Элемент *R* представляет собой модель суммарного сопротивления ключей в открытом состоянии и дросселя; корректирующее устройство выполнено на идеальных элементах

Задача Коши для периодического решения $\boldsymbol{X}(t) = \boldsymbol{X}(t+T)$ может быть записана в следующем виде [4]:

$$\left.\begin{aligned}\frac{d\mathbf{X}}{dt}&=\mathbf{A}\left(KF(\Theta),\mathbf{X}\right)\cdot\mathbf{X}+\mathbf{B}\left(KF(\Theta),\mathbf{X}\right),\ \mathbf{A}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}\\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C\cdot R_н}\end{bmatrix},\ \mathbf{B}=\begin{bmatrix}\frac{E}{L}\\ 0\end{bmatrix}\\ \mathbf{X}&=\begin{bmatrix}i_L\\ U_C\end{bmatrix},\mathbf{X}(t_0)=\mathbf{X}_0,\mathbf{X}(t)=\mathbf{X}(t+T)\end{aligned}\right\},\qquad(1)$$

где $\boldsymbol{X}$ – вектор неизвестных; $\boldsymbol{A}$ – квадратная матрица параметров линейной части схемы замещения; $\boldsymbol{B}$ – вектор возмущающих воздействий.

Коммутационная функция $KF(\Theta)$ в зависимости от глубины анализа и целей исследования может быть представлена минимум в двух вариантах: с точки зрения непрерывного тока дросселя, а также с точки зрения прерывистых токов дросселя.

В общем виде $\boldsymbol{A}$ и $\boldsymbol{B}$ зависят как от значения коммутационной функции $KF(\alpha)$, так и от значений вектора неизвестных $\boldsymbol{X}$.

На рис. 2 приведены схемы замещения силовой части на разных участках линейности и соответствующие этим участкам значения $\boldsymbol{A}$ и $\boldsymbol{B}$.

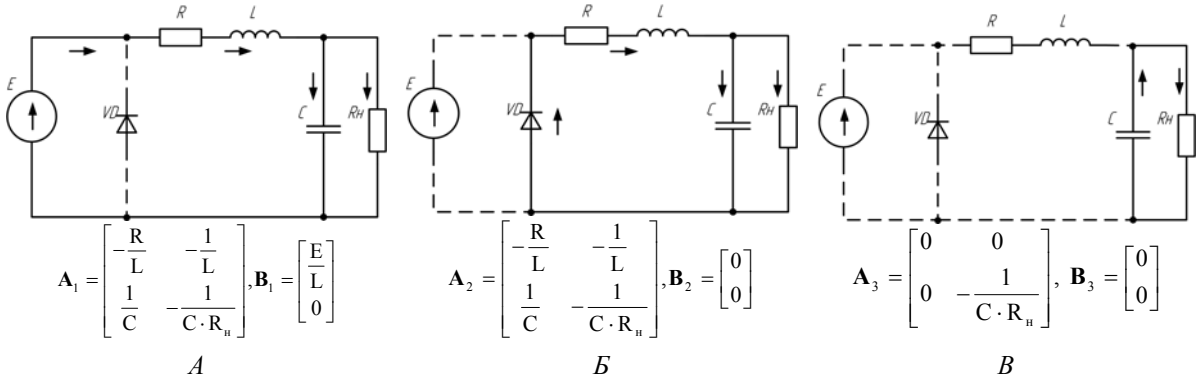


Рис. 2. Схема замещения силовой части понижающего преобразователя на участках линейности структуры: *А* – полупроводниковый ключ открыт, диод закрыт, ток из источника протекает в нагрузку; *Б* – полупроводниковый ключ закрыт, диод открыт, ток продолжает протекать через дроссель в нагрузку; *В* – полупроводниковый ключ закрыт, диод закрыт, ток дросселя спал до нуля, ток в нагрузку протекает из конденсатора (режим прерывистых токов)

При рассмотрении модели в режиме непрерывных токов дросселя вводится дополнительное допущение о том, что ток, протекающий через сглаживающий дроссель, никогда не снижается до нуля. Данное допущение сокращает количество участков непрерывности структуры силовой части схемы до двух (рис. 2, *А* и *Б*).

Коммутационная функция $KF(\Theta)$ формируется блоком ЧИМ, приведем логику работы данного блока ниже.

Функционально блок ЧИМ можно представить в виде, приведенном на рис. 3.

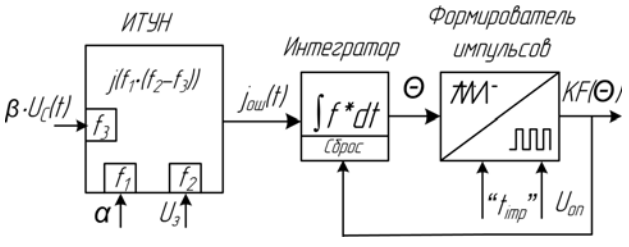


Рис. 3. Функциональная схема ЧИМ

На рис. 3 сигнал датчика обратной связи $\beta \cdot U_C(t)$ подается на входное устройство, представляющее собой источник тока управляемый напряжением (ИТУН). Пропорциональный коэффициент α и задающее напряжение $U_з$ настраиваются программно. Напряжением $U_з$ задается выходное напряжения силового преобразователя. ИТУН генерирует токовый сигнал $j_{ош}$, пропорциональный сигналу ошибки $U_з - \beta \cdot UC(t)$. Значения $j_{ош}$ программно ограничены минимальным и максимальным значениями. Сигнал $j_{ош}$ подается на блок интегратора, блок производит интегрирование по времени. Сигнал интегрирующего звена Θ подается на формирователь импульсов. После достижения сигналом Θ значения $U_{оп}$, а также после заданной временной задержки длительностью t_{imp} компаратор формирователя импульсов срабатывает, выдавая импульс длительностью t_{imp}. Длительность импульса и задержки t_{imp} настраиваются программно. Формируемый импульс заданной длительности подается на драйвер силового ключа преобразователя, а также является сигналом для сброса энергии интегратора.

Приведем выражения, описывающие работу данного модулятора. Источник тока, управляемый напряжением (далее – ИТУН), описывается следующим выражением:

$$\mathrm{j_{ош}}(\mathrm{t}) = \alpha \cdot \left(\mathrm{U_з} - \beta \cdot \mathrm{X2}(\mathrm{t})\right),\ \mathrm{j_{min}} < j(\mathrm{t}) < \mathrm{j_{max}}, \quad (2)$$

где j_{min}, j_{max} – минимальный и максимальный токи источника тока, управляемого напряжением; α – пропорциональный коэффициент усиления сигнала ошибки; $\left(U_з - \beta \cdot X2(t)\right)$ – значение сигнала ошибки; $U_з$ – задающее напряжение; $X2(t)$ – моментальное значение напряжения на выходе силового преобразователя.

Интегрирование тока происходит по закону заряда конденсатора:

$$\Theta(\mathrm{t}) = \frac{1}{\mathrm{C_{sum}}} \int_0^{\mathrm{t}} \mathrm{j_{ош}}(\mathrm{t}) \cdot \mathrm{dt}, \quad (3)$$

где C_{sum} – значение емкости интегрирующего конденсатора модулятора.

Компаратор с запаздыванием реализует коммутационную функцию и может принимать два дискретных значения: 1 для включенного состояния и 0 для выключенного, условия данных состояний описаны ниже:

$$\mathrm{KF}(\mathrm{t}) = \begin{cases} 1, \Theta(\mathrm{t}) > \mathrm{U_{оп}} \wedge \left(\mathrm{z_n} + \mathrm{t_{imp}}\right) \le t \le \left(\mathrm{z_n} + 2\mathrm{t_{imp}}\right) \\ 0, \Theta(\mathrm{t}) > \mathrm{U_{оп}} \ \wedge (t < \mathrm{z_n} + \mathrm{t_{imp}}) \vee \Theta(\mathrm{t}) < \mathrm{U_{оп}} \end{cases}, \quad (4)$$

Графически принцип формирования импульса показан на рис. 4.

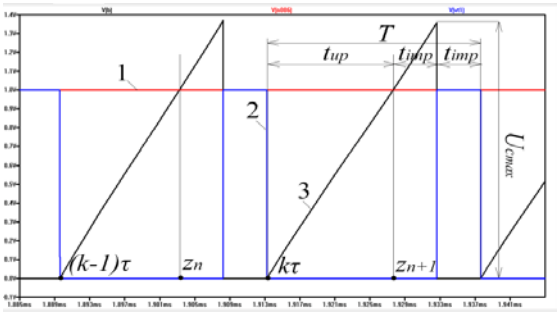


Рис. 4. Формирование импульсной последовательности: 1 – опорное напряжение $U_{оп}$; 2 – импульсная последовательность; $KF(\Theta)$; 3 – сигнал интегратора Θ

Предложенная модель ЧИМ формирует последовательность управляющих импульсов: длительность импульса – значение постоянное $t_{imp} = const$; задержка смены состояния компаратора равна времени импульса и отсчитывается от момента z_n – это момент, когда сигнал интегратора $\Theta(t)$ достигает опорного напряжения U_{on};

Данная модель предполагает ограничение максимальной частоты работы прибора, некоторой асимптотически удаленной частотой, при которой отрезки времени во время которых $KF(\Theta) = 1$ и $KF(\Theta) = 0$ не разделены промежутком нарастания сигнала интегратора t_{up} (т.е. достигается меандр). Соответственно асимптотическая максимальная частота сигнала равна:

$$f\max_{\text{a}} = \frac{1}{2t_{\text{imp}}}. \tag{5}$$

Временной промежуток t_{up} зависит от амплитуды тока ИТУН и от емкости конденсатора. Примем, что ток ИТУН равен максимальному возможному току j_{max}, т. е. ИТУН работает в режиме насыщения, ток ИТУН принимает постоянное значение. При постоянном токе заряд конденсатора происходит по линейному закону.

Период управляющего сигнала складывается из времени заряда до опорного напряжения t_{up} , а также из двух времен импульса t_{imp} :

$$\text{T} = \text{t}_{\text{up}} + 2 \cdot \text{t}_{\text{imp}}. \tag{6}$$

Из дифференциального уравнения конденсатора выведем временные интервалы t_{up} и t_{imp}: $\Theta(t) = \frac{1}{C_{sum}} \int_0^t j(t) \cdot dt; (U_{Cmax} - U_{\text{оп}}) = \frac{1}{C_{sum}} j_{max} \cdot t_{imp}$:

$$\text{t}_{\text{imp}} = \frac{\text{C}_{\text{sum}} \cdot (\text{U}_{\text{Cmax}} - \text{U}_{\text{оп}})}{\text{j}_{\text{max}}}. \tag{7}$$

Таким же образом выведено значение t_{up}:

$$\text{t}_{\text{up}} = \frac{\text{C}_{\text{sum}} \cdot (\text{U}_{\text{оп}} - 0)}{\text{j}_{\text{max}}}. \tag{8}$$

Выражения (7) и (8) подставим в (6) и получим:

$$\text{T} = \frac{\text{C}_{\text{sum}}}{\text{j}_{\text{max}}} \cdot (2 \cdot \text{U}_{\text{Cmax}} - \text{U}_{\text{оп}}). \tag{9}$$

Выражение (9) представляет из себя минимальный период сигнала управления.

Из (7) выразим C_{sum}: $\text{C}_{\text{sum}} = \frac{\text{t}_{\text{imp}} \cdot \text{j}_{\text{max}}}{(\text{U}_{\text{Cmax}} - \text{U}_{\text{оп}})}$.

Тогда, если максимальное напряжение интегрирующего конденсатора за время t_{imp} достигнет напряжения в N раз больше опорного: $U_{Cmax} = N \cdot U_{on}$, получим

$$\text{C}_{\text{sum}}(\text{N}) = \frac{\text{t}_{\text{imp}} \cdot \text{j}_{\text{max}}}{\text{U}_{\text{оп}}(\text{N} - 1)}. \tag{10}$$

Подставим (10) в (9) и получим: $T(N) = t_{imp} \cdot \dfrac{(2 \cdot N - 1)}{(N - 1)}$, или для фактической максимальной частоты:

$$\mathrm{fmax}(\mathrm{N}) = \frac{1}{\mathrm{t_{imp}}} \cdot \frac{(\mathrm{N}-1)}{(2\mathrm{N}-1)}. \tag{11}$$

Далее запишем общее решение задачи (1) на участках линейности [6]:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}(\mathrm{t}-\mathrm{t}_0)}\left(\mathbf{X}_0 + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \cdot \mathrm{KF}(\Theta)\right) - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \cdot \mathrm{KF}(\Theta). \tag{12}$$

Это решение зависит от начальных условий интегрирования $\boldsymbol{X}_0$, t_0 – значения параметров тока и напряжения $\boldsymbol{X}_0$ на левой границе интервала линейности.

В данной модели существует 3 стационарных режима.

В интервале времени нарастания сигнала интегратора (рис. 4) $(k-1)\tau \le t \le z_n$ коммутационная функция принимает значение нуля и $\boldsymbol{B} = [0,0]^T$, решение на этом участке примет вид:

$$\mathbf{X}(\mathrm{t}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A1}\cdot(\mathrm{t}-(\mathrm{k}-1)\tau)} \cdot \left(\mathbf{X}_{\mathrm{k}-1} + \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B2}\right) - \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B2}. \tag{13}$$

Во временном интервале паузы $z_n \le t \le z_n + t_{imp}$, коммутационная функция также имеет значение нуля и $\boldsymbol{B} = [0,0]^T$, решение на этом участке соответственно примет вид:

$$\mathbf{X}(\mathrm{t}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A1}\cdot(\mathrm{t_{imp}})} \cdot \left(\mathbf{X}_{\mathrm{Z_n}} + \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B2}\right) - \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B2}. \tag{14}$$

В интервале времени $z_n + t_{imp} \le t \le z_n + 2 \cdot t_{imp}$ коммутационная функция принимает значение единицы и $\boldsymbol{B} = [E/L, 0]^T$, решение на этом участке примет вид:

$$\mathbf{X}(\mathrm{t}) = \mathbf{e}^{\mathbf{A1}\cdot(\mathrm{t_{imp}})} \cdot \left(\mathbf{X}_{\mathrm{Z_n}+\mathrm{t_{imp}}} + \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B1}\right) - \mathbf{A1}^{-1} \cdot \mathbf{B1}. \tag{15}$$

По приведенным выражениям для силовой части и выражениям (2)–(4) для модулятора можно построить математическую модель понижающего преобразователя с ЧИМ.

Список литературы

1. Андриянов А.И., Малаханов А.А. Математическое моделирование динамики импульсного преобразователя напряжения повышающего типа // Вестник Брянского гос. техн. ун-та. 2006. № 1.

2. Tse C.K. Complex Behavior of Switching Power Converters, Boa Raton. USA: CRC Press, 2003.

3. Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады ТУСУРа. 2012. № 1 (1).

4. Dixon R.C. A Novel Two-Phase Boost Converter Model with Inductive Energy Storage Technology / R.C. Dixon, G.Y. Mikhalchenko, S.G. Mikhalchenko, M.A. Nechaev, S.M. Semenov. Munich: GRIN Publishing GmbH, 2014. P. 6.

5. Арнольд. В.И. Теория катастроф. М: Наука, 1990. 128 с. ISBN 5-02-014271-9.

6. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Андриянов А.И., Михальченко С.Г. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2007. 224 с.

РАЗРАБОТКА КОНФОРМНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Д. С. Зырянов, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
E-mail: artyukh@list.ru

Рассмотрен вариант построения конформного излучающего раскрыва активной фазированной антенной решетки двойного назначения для перспективного отечественного разведывательно-ударного беспилотного летательного аппарата.

Важнейшим информационным элементом перспективного разведывательно-ударного беспилотного летательного аппарата (БЛА) является бортовая радиолокационная станция (РЛС), позволяющая получать информацию об окружающем пространстве круглосуточно в любых погодных условиях. Одним из перспективных путей повышения эффективности выполнения задач разведывательно-ударным БЛА в условиях непогоды является выбор для работы РЛС более длинных волн С-диапазона (λ = 3,75–7,5 см) [1].

Учитывая размеры сечения (миделя) фюзеляжа, целесообразно рассмотреть вариант использования антенны в виде активной фазированной антенной решетки (АФАР) с конформным излучающим раскрывом – размещением излучателей, повторяющим форму поверхности обтекателя. Данное решение позволит существенно увеличить углы сканирования диаграммы направленности (ДН) антенны без существенного расширения главного лепестка ДН и роста уровня боковых лепестков (УБЛ), в результате чего появляется возможность двойного использования такой антенной решетки – для совместной работы бортовой РЛС и перспективной системы спутниковой связи (ССС) С-диапазона. Известно, что уменьшение количества антенн на борту воздушного судна является актуальной задачей и способствует решению проблемы обеспечения электромагнитной совместимости бортовых радиотехнических устройств [2].

Рассматриваемую антенную решетку предлагается разместить на борту перспективного отечественного БЛА ДА-42Б, разработанного на основе двухмоторного самолета DA-42 австрийской компании Diamond Aircraft Industries на Уральском заводе гражданской авиации [3]. Строение фюзеляжа DA-42 позволяет использовать носовую часть для размещения разнообразной полезной нагрузки, в данном случае излучающего полотна АФАР.

Одним из проблемных вопросов при создании конформных антенных решеток является возникновение побочных главных максимумов ДН. Они возникают для регулярных решеток, если расстояние между излучателями превышает определенное значение, зависящее от длины волны и направления главного максимума. Отсутствие побочного главного максимума выполняется при условии:

$$d_{izl} < \frac{\lambda}{1+\sin\theta}, \qquad (1)$$

где d_{izl} – расстояние между излучателями; λ – рабочая длина волны; θ – направление главного максимума ДН.

Из выражения (1) следует, что при нулевом отклонении луча ДН от нормали излучающему полотну антенной решетки побочные главные максимумы ДН будут возникать уже при $d \geq \lambda$. Известным способом подавления побочных главных максимумов ДН является неэквидистантное нерегулярное размещение излучателей в излучающем раскрыве АФАР. В общем случае синтез неэквидистантной антенной решетки сводится к решению обратной задачи теории антенн (задача синтеза) – нахождению координат расположения излучателей и тока в них по заданным требованиям к ДН. Из общей задачи можно выделить частную задачу: определение координат требуемого числа излучателей, обеспечивающих в том или ином смысле наилучшее приближение к заданной ДН [4].

Форма обтекателя носовой части достаточно точно аппроксимируется эллиптическим параболоидом. Эллиптический параболоид имеет две плоскости симметрии $x0z$, $y0z$, ось симметрии $0z$, высоту h_0, полуоси $a_1 = a\sqrt{h_0}$ и $b_1 = b\sqrt{h_0}$ (рис. 1).

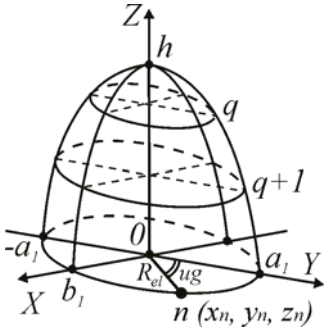


Рис. 1. Сечения эллиптического параболоида

Синтез излучающего раскрыва, заключающийся в определении координат излучателей конформной неэквидистантной АФАР по заданным требованиям к ДН, проводится согласно алгоритму, построенному на основе математической модели ДН [5].

Сформулируем заданные требования к УБЛ и ширине ДН (ШДН) конформной АФАР. Известно, что в современной радиотехнической системе УБЛ не должен превышать значения в минус 20 дБ [6]. ШДН по уровню половинной мощности $\Delta\theta$ определяется размером апертуры антенной решетки D и не должна превышать следующую величину: $\Delta\theta = 51^\circ \lambda / D$ [7].

Задача синтеза конформной неэквидистантной АФАР формулируется как задача оптимизации при ограничении следующим образом: по заданным предельным характеристикам направленности УБЛ и ШДН необходимо определить распределение излучателей, при котором обеспечиваются оптимальные характеристики поля – минимальный УБЛ и ШДН, не превышающие заданных предельных значений. В результате операции синтеза находится наилучшее значение, удовлетворяющее заданным условиям.

Блок-схема алгоритма синтеза представлена на рис. 2. Алгоритм синтеза работает следующим образом. Первоначально задаются размеры эллиптического параболоида, которым аппроксимирован обтекатель носовой части БЛА, рабочая длина волны АФАР λ, вычисляются полуоси параболоида и эксцентриситет эллипса-основания.

Для синтеза неэквидистантного излучающего полотна конформной АФАР вводится параметр (шаг) расстановки излучателей P_r, включающий детерминированную и случайную составляющие: $P_r = 0.5\lambda + d_{sl}$, где d_{sl} – параметр, учитывающий максимальные размеры корпуса приемо-передающего модуля, а также случайное смещение ППМ, использующееся для поиска оптимальной ДН.

Для исключения возникновения побочного главного максимума ДН должно выполняться условие $P_r < d_{izl}$, где d_{izl} определяется выражением (1). Расстановка излучателей проводится по эллипсам-сечениям эллиптического параболоида (рис. 1). Малая полуось самого верхнего сечения параболоида b_{01} принимается равной P_r: $b_{01} = P_r$.

Количество сечений $N_{сеч}$ определяется путем деления малой полуоси основания b_1 на малую полуось самого верхнего сечения параболоида b_{01}: $N_{сеч} = trunc(b_1/b_{01})$, где *trunc* – функция среды программирования Delphi, выделяющая целую часть числа.

Высоты расположения сечений h_q определяются согласно выражению: $h_q = trunc(b_1/b_q)^2$, где b_q – малая полуось q-го эллипса-сечения. Так как P_r содержит случайную составляющую, то размер малой полуоси b_{01}, количество $N_{сеч}$ и высоты расположения сечений h_q будут случайными величинами, зависящими от длины волны излучения λ и параметра d_{sl}. Количество излучателей N_{izl} в каждом q-м сечении определяется путем деления периметра сечения Per_q, определяемого по формуле Рамануджана [8], на шаг расстановки излучателей P_r: $N_{izlq} = Per_q/P_r$, где a_q – большая полуось q-го эллипса-сечения.

Расстановка излучателей по q-му сечению начинается с определения угла расстановки излучателей ug_s в q-м сечении и радиус эллипса-сечения R_{el} в данной точке:

$$ug_s = \frac{360}{N_{izl}} + Sl, \tag{2}$$

$$R_{el} = \frac{a_q b_q}{\sqrt{b_q^2 \cos^2 ug_s + a_q^2 \sin^2 ug_s}}. \tag{3}$$

Для поиска оптимальной по заданному критерию ДН в выражение (2) вводится случайное слагаемое *Sl* (4), изменяющееся при каждой итерации цикла поиска, в результате чего осуществляется «вращение» сечений эллиптического параболоида относительно друг друга, как показано на рис. 3:

$$Sl = \sqrt{(0.5Us \cdot Ran - Us)^2}, \tag{4}$$

где $Ran \in [0;1]$ – случайный параметр, реализуемый функцией *random* в среде Delphi; *Us* – значение угла поворота в q-м сечении эллипса, $Sl \in [0{,}5Us; Us]$.

В целом можно отметить, что процесс синтеза конформной неэквидистантной АФАР с оптимальной ДН осуществляется путем поиска решения, удовлетворяющего заданным критериям, в результате подбора трех случайных параметров – h_q, ug_s, P_r, а процедурой «вращения» достигается перераспределение энергии излучения в области боковых лепестков ДН конформной АФАР.

Далее определяются координаты *x, y* для каждого *i*-го излучателя в q-м сечении, и координата z_{iq}, соответствующая q-му сечению. Затем происходит сохранение текущих координат, строятся конфигурация излучающего раскрыва и ДН АФАР, рассчитываются УБЛ и ШДН, сравниваются текущие значения с заданными предельными. Если текущий результат удовлетворяет заданным требованиям, то цикл поиска завершается и координаты излучателей сохраняются. В противном случае цикл поиска повторяется до достижения заданных условий.

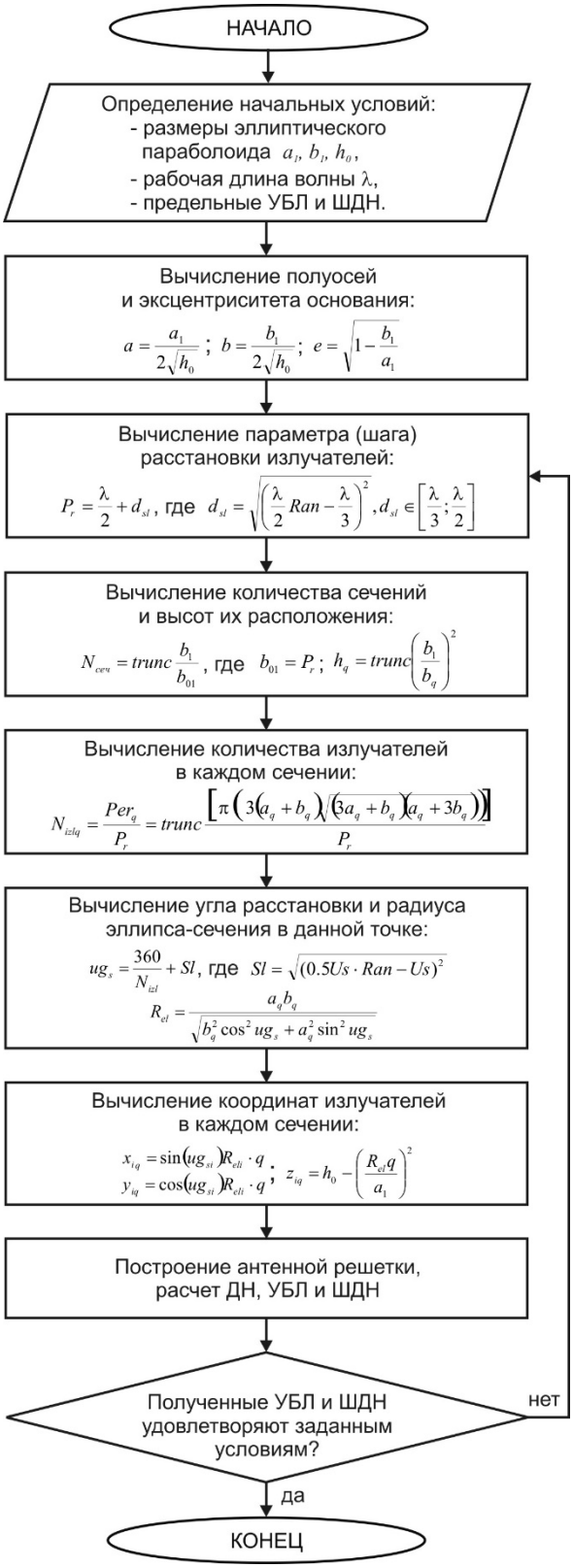


Рис. 2. Блок-схема алгоритма синтеза конформной АФАР

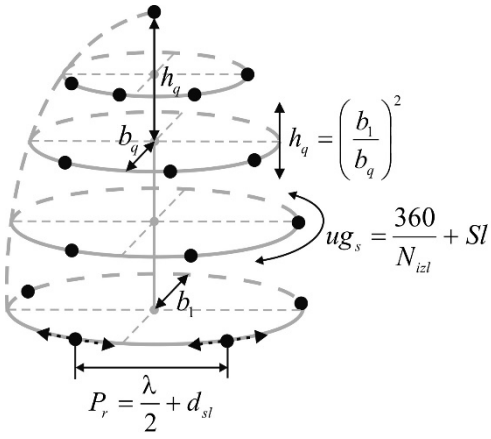


Рис. 3. «Вращение» сечений эллиптического параболоида

Алгоритм синтеза неэквидистантного излучающего раскрыва конформной АФАР с заданными характеристиками направленности реализован в программном продукте, созданном в среде программирования Delphi.

Таким образом, в результате проведенной работы разработан алгоритм формирования излучающего раскрыва конформной АФАР перспективного отечественного БЛА, предназначенной для совместной работы бортовой РЛС и перспективной ССС С-диапазона. На основе разработанного алгоритма создана программа синтеза излучающего раскрыва конформной АФАР в среде программирования Delphi; получена конфигурация конформной АФАР, формирующая ДН с заданными характеристиками; проведены исследования характеристик направленности АФАР при сканировании ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Список литературы

1. Артюх А.С. Лопастная активная ФАР вертолётной БРЛС // Вестник ИрГТУ. Иркутск: ИрГТУ, 2007. № 1 (29). С. 12–14.

2. Кириллов В.Ю. Электромагнитная совместимость летательных аппаратов. М.: МАИ, 2012. 164 с.

3. УЗГА планирует создание БЛА на базе самолета DA-42 [Электронный ресурс]. URL: http://www.ato.ru/content/uzga-planiruet-sozdanie-bla-na-baze-samoleta-da-42 (дата обращения 05.12.2017).

4. Справочник по антенной технике: справ. в 5 т. Т. 1 / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин и др.; под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. М.: ИПРЖР,1997. 256 с.

5. Казьмин П.В., Артюх А.С. Алгоритм формирования конформного излучающего раскрыва активной фазированной антенной решетки бортовой РЛС ударного БЛА // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. С.П. Панько. Красноярск: СФУ, 2014. С. 411–415.

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

7. Неудакин А.А. Антенны и устройства СВЧ. Иркутск: ИВВАИУ, 2007. 182 с.

8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Пер. под общ. ред. И.Г. Арамановича. М.: Наука, 1974. 831 с.

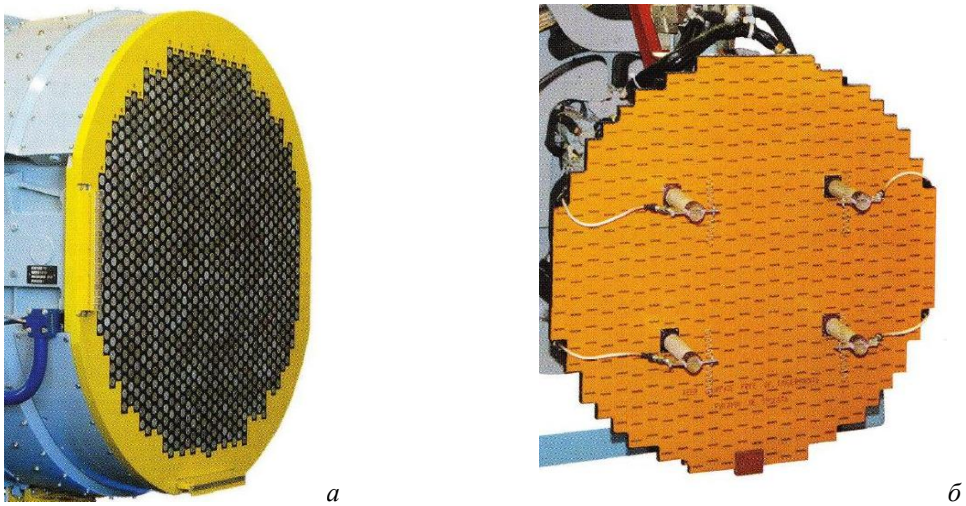
АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ БОРТОВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С РАЗЛИЧНОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА

М. В. Власов, А. А. Неудакин (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
E-mail: ircneuss@mail.ru

Проведено моделирование в Mathcad геометрии плоских антенных решеток с эквидистантным и неэквидистантным расположением излучателей и выполнен анализ их направленных свойств с учетом сканирования.

В бортовых радиолокационных станциях используются фазированные антенные решетки (АР) с различной геометрией излучающего раскрыва (рис. 1). Рассмотрим плоский круглый раскрыв с тремя вариантами размещения излучателей: в узлах прямоугольной сетки; в узлах треугольной сетки; в точках, расположенных вдоль окружностей. Следует отметить, что первые две АР являются эквидистантными, а третья – неэквидистантная. Целью рассмотрения является оценка преимущества неэквидистантной АР (НАР).



а *б*

Рис. 1. Фазированные антенные решетки: *а* – антенна РЛС «Жук-АЭ»; *б* – антенна РЛС «Жук-МЭ»

Переход от эквидистантного расположения излучателей к неэквидистантному позволяет придать АР ряд новых свойств: при увеличении расстояния между излучателями сохраняется однолепестковая диаграмма направленности (ДН) (для эквидистантных систем появляются главные максимумы высших порядков); уменьшение уровня боковых лепестков в НАР с равноамплитудным распределением; при заданной ширине ДН число излучателей у НАР может быть меньше, чем у эквидистантной АР, при одинаковых размерах АР [1].

Одним из основных этапов проведения исследования направленных свойств отмеченных излучающих раскрывов являлось формирование массива координат излучателей с использованием программы Mathcad.

На рис. 2 показан листинг программ формирования массива координат излучателей x и y для варианта размещения в узлах прямоугольной сетки.

Строки программ 1…9 и 11…12 одинаковы. Строка 1 задает оператор цикла w*hile*, который ограничивает диаметр излучающего раскрыва $d = 30\lambda$, где λ – рабочая длина волны. Строка 2 – рекуррентное соотношение для координаты y, где dy – расстояние между горизонтальными линейками АР, $i = 1, 2\ldots$ (строка 12). Строки 3 и 4 задают ограничение раскрыва по оси x полуокружностями слева и справа от вертикального диаметра. Строка 5 переименует координату y (для данной геометрии может быть не использована). Строки 6 и 7 определяют координаты по оси x крайних излучателей в горизонтальной линейке АР. В строке 8 определяется количество излучателей в линейках АР. Строка 9 задает оператор цикла *for*, который реализуется в строке 10.

Строка программ 10 обеспечивает определение координат излучателей x и y в j-й линейке АР. Нумерацию излучателей в массиве координат задает строка 11.

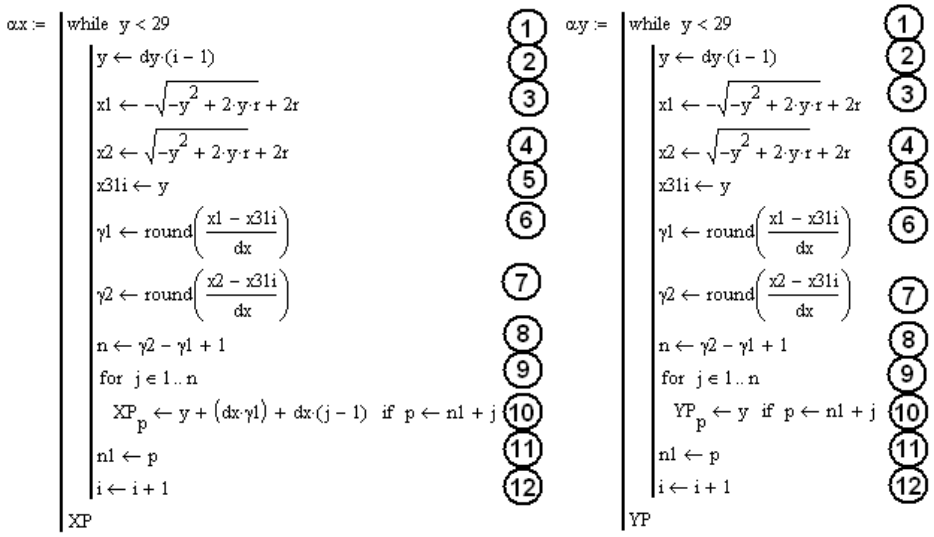


Рис. 2. Листинг программ размещения излучателей в узлах прямоугольной сетки

Для АР с вариантом размещения излучателей в узлах треугольной сетки листинг программ формирования массива координат излучателей аналогичен ранее рассмотренному листингу программ, за исключением строки 5 и строки 10 для формирования координаты x (рис. 3). Строки 5 задают начальные точки, лежащие на прямой с углом наклона 60° и позволяющие определить координату x крайних излучателей j-й линейки АР. Строка 10 позволяет определить координату x излучателей j-й линейки АР.

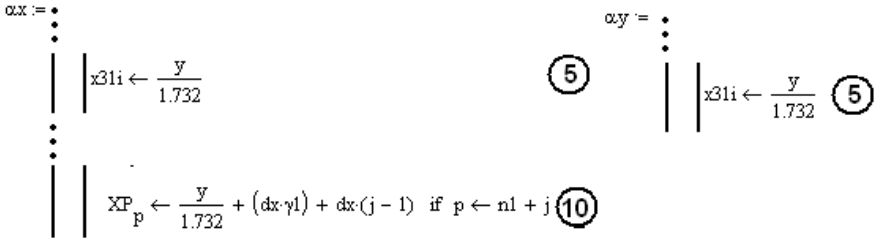


Рис. 3. Листинг программ размещения излучателей в узлах треугольной сетки

Математическая модель геометрии излучающего раскрыва круговой НАР рассмотрена в [2]. На рис. 4 представлен листинг программ расположения излучателей вдоль окружностей. Строка 1 задает оператор цикла *while*, который ограничивает диаметр излучающего раскрыва $d = 30\lambda$. Вторая строка программ задает радиус i-й окруж-

ности, где *kn* – радиус в длинах волн внутренней окружности, *kn1* – расстояние в длинах волн между окружностями. Строка 3 позволяет определить количество излучателей в *i*-й окружности, где *ksi* – расстояние в длинах волн вдоль хорды между соседними излучателями. Строка 4 предназначена для определения угла между радиусами, проведенными к соседним излучателям. Строки 5 и 6 обеспечивают вычисление координат излучателей *x* и *y*, расположенных вдоль *i*-й окружности. Нумерацию излучателей в массиве координат задает строка 7.

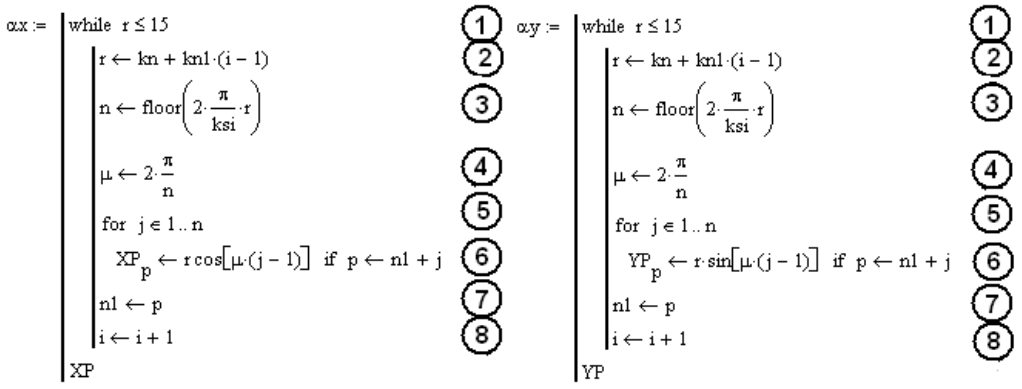


Рис. 4. Листинг программ размещения излучателей вдоль окружностей

На рис. 5 показаны рассмотренные структуры излучающего раскрыва, построенные в программе Mathcad.

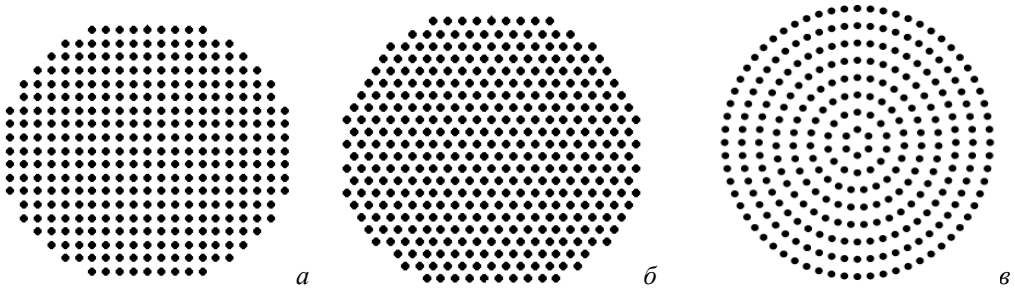


Рис. 5. Излучающие раскрывы: *а* – прямоугольная сетка; *б* – треугольная сетка; *в* – кольцевая сетка

Математическая модель ДН АР строится по принципу сложения сигналов излучателей в дальней зоне. Модель амплитудной ДН имеет следующий вид:

$$F(\theta,\varphi) = f_{из}(\theta,\varphi) \times \sqrt{\left[\sum_{n=1}^{N} A_n \cos(\psi_n - \alpha_n)\right]^2 + \left[\sum_{n=1}^{N} A_n \sin(\psi_n - \alpha_n)\right]^2}\,, \qquad (1)$$

где θ, φ – углы сферической системы координат; N – число излучателей в решетке; A_n – амплитуда тока, питающего n-й излучатель; $f_{из}(\theta,\varphi)$ – ДН одиночного излучателя, $f_{из}(\theta,\varphi) = \cos\theta$; ψ_n – фазовый набег волны n-го излучателя в направлении θ, φ,

$$\psi_n = k(x_n \sin\theta\cos\varphi + y_n \sin\theta\sin\varphi + z_n \cos\theta)\,, \qquad (2)$$

где x_n, y_n, z_n – координаты n-го излучателя; α_n – управляемая фаза в n-м излучателе,

$$\alpha_n = k(x_n \sin\theta_0 \cos\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0 + z_n \cos\theta_0), \quad (3)$$

где θ_0, φ_0 – углы, определяющие направление излучения.

Согласно соотношениям (2) и (3) необходимо знать координаты излучателей АР, т. е. необходимо использовать математическую модель излучающего раскрыва.

На основе разработанных в программе Mathcad моделей излучающих раскрывов и модели амплитудной ДН проведен анализ направленных свойств АР. При исследовании задавалось расстояние между излучателями – 0,7λ, λ, 1,5λ; и анализировался характер ДН при сканировании. Основные результаты исследований отражены на рис. 6–8.

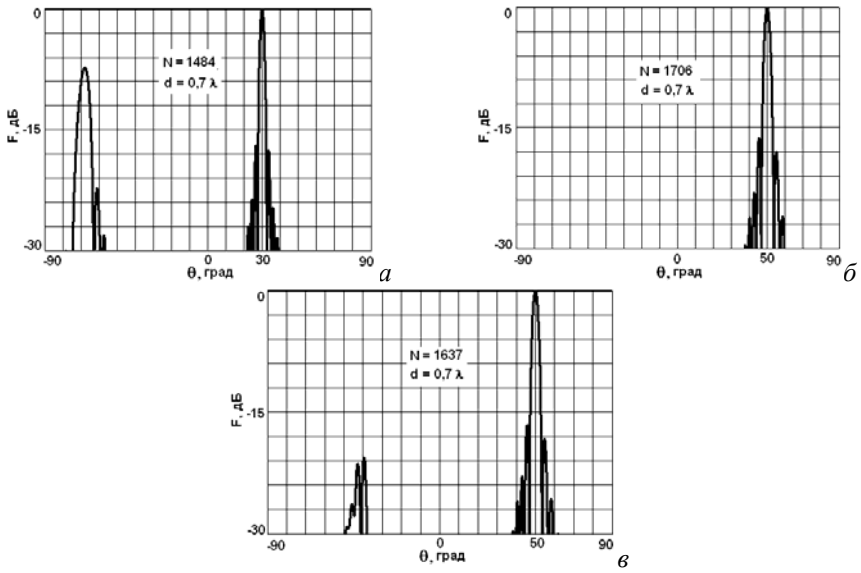


Рис. 6. ДН при d = 0,7λ: *а* – прямоугольная сетка; *б* – треугольная сетка; *в* – кольцевая сетка

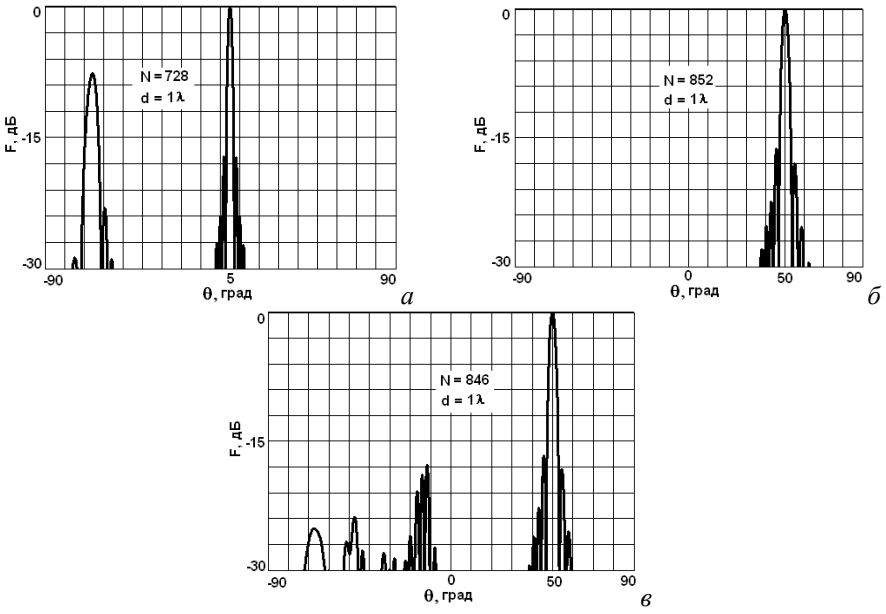


Рис. 7. ДН при d = λ: *а* – прямоугольная сетка; *б* – треугольная сетка; *в* – кольцевая сетка

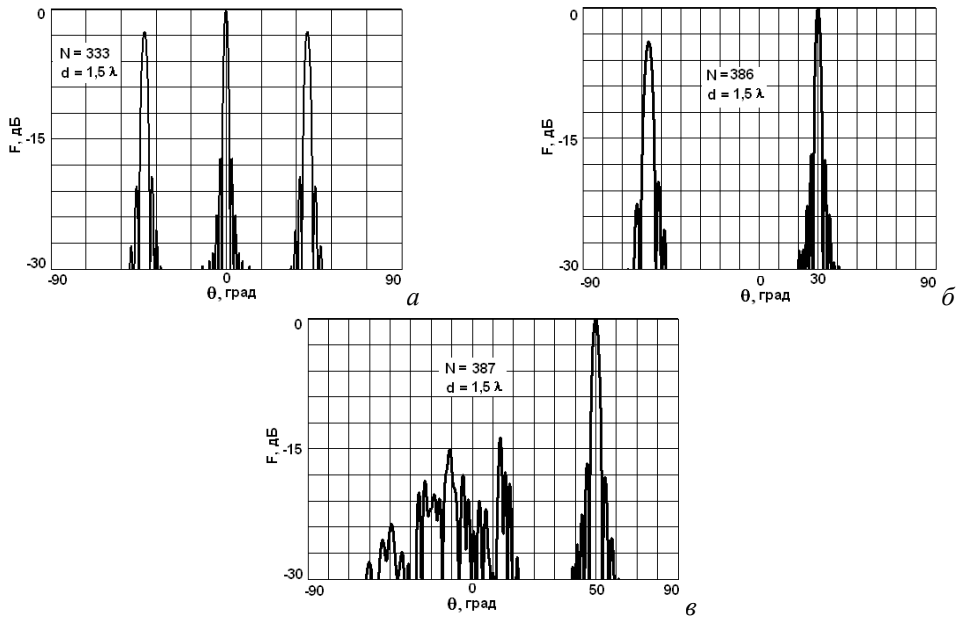


Рис. 8. ДН при d = 1,5λ: *а* – прямоугольная сетка; *б* – треугольная сетка; *в* – кольцевая сетка

На основе полученных результатов исследований сделаны следующие выводы.

1. Для излучающего раскрыва с расположением излучателей в узлах прямоугольной сетки при заданных исходных данных не выполняется условие существования единственного главного максимума. Главный максимум высшего порядка появляется: при d = 0,7λ и угле сканирования 30°; при d = λ и угле сканирования 5°. При d = 1,5λ появляются два максимума высшего порядка при отсутствии сканирования.

2. Для излучающего раскрыва с расположением излучателей в узлах треугольной сетки максимум высшего порядка появляется при d = λ и угле сканирования 30°.

3. Для излучающего раскрыва с расположением излучателей вдоль окружностей при всех заданных исходных данных выполняется условие существования единственного главного максимума.

Таким образом, неэквидистантные антенные решетки характеризуются рядом преимуществ по направленным свойствам в сравнении с эквидистантными традиционными антенными решетками. Предложенные листинги программ формирования массива координат излучателей АР с различной геометрией излучающего раскрыва могут быть использованы при проектировании фазированных АР бортовых радиолокационных станций.

Список литературы

1. Молочков Ю.Б. Авиационные антенно-фидерные устройства. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1983, 360 с.

2. Кривощеков В.П., Неудакин А.А. Моделирование и исследование характеристик направленности неэквидистантных антенных решеток // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А.И. Громыко; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. С. 446–448.

ГЕНЕРАТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ, НА СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

В. В. Бабич, Б. А. Бараболя, А. В. Петухов

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130
E-mail: rniirs@rniirs.ru

Предложен вариант генератора управляемого напряжением (ГУН), S-диапазона на связанных микрополосковых линиях (МПЛ), обеспечивающего низкий уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМФШ), широкий диапазон перестройки по частоте, малые габаритные размеры и выполненного на отечественной элементной базе.

В современных информационных технологиях необходимы электронные схемы для генерации сложных СВЧ-сигналов с четко определенными амплитудами и фазами. В схемах этого типа генераторы являются элементом, определяющим характеристики фазового шума и стабильности сигнала, которые обеспечивают необходимую точность генерируемого сигнала.

В условиях ограничения поставок импортных микросхем и комплектующих становится актуальной разработка и производство ГУН, выполненных на отечественной элементной базе.

Схема ГУН состоит из частотно-избирательной (фазоселективной) цепи (ЧИЦ) и активного усилительного устройства.

Фазовые шумы ГУН определяются применяемым транзистором и добротностью ЧИЦ. Известные на данный момент высокодобротные резонаторы, такие как керамический, на поверхностных акустических волнах, диэлектрический, на железо-иттриевом гранате, оптоэлектронный, являются громоздкими трёхмерными структурами и не подходят для многих современных применений. Помимо габаритов, такие резонаторы значительно ограничивают полосу перестройки и крайне чувствительны к вибрационным нагрузкам.

Решением является использование плоского печатного резонатора, который хорошо подходит для серийного производства полупроводниковых устройств и гибридных схем. Добротность такого резонатора будет зависеть от двух основных факторов – используемой подложки и непосредственно формы микрополоскового резонатора [1].

Таким образом, цель работы – разработать ГУН на микрополосковой линии, по своим характеристикам не уступающий аналогичному ГУН зарубежного производства.

Для достижения поставленной цели необходимо выполнить следующие задачи:

1. Разработать схему ГУН, обеспечивающую широкий диапазон перестройки и низкие фазовые шумы.

2. Исследовать макет ГУН на микрополосковой линии на отечественной элементной базе.

В качестве основной схемы ГУН был выбран генератор Колпитца [2].

В качестве активного элемента ГУН был выбран отечественный биполярный транзистор 2Т682Б-2 (аАО.339.663 ТУ), обладающий хорошими усилительными и шумовыми характеристиками.

В качестве частотно-избирательной цепи было решено использовать микрополосковый резонатор на связанных линиях, перестройка по частоте которого осуществляется с помощью варикапов 2В174А9 (кремниевые эпитаксиально-планарные варикапы АЕЯР.432150.483 ТУ в корпусе КД-36 (SOD123), производства ОАО «ОКБ-Планета»), которые представлены в схеме в виде конденсаторов с переменной ёмкостью. Такой ГУН обеспечивает диапазон перестройки не менее 9,5 %.

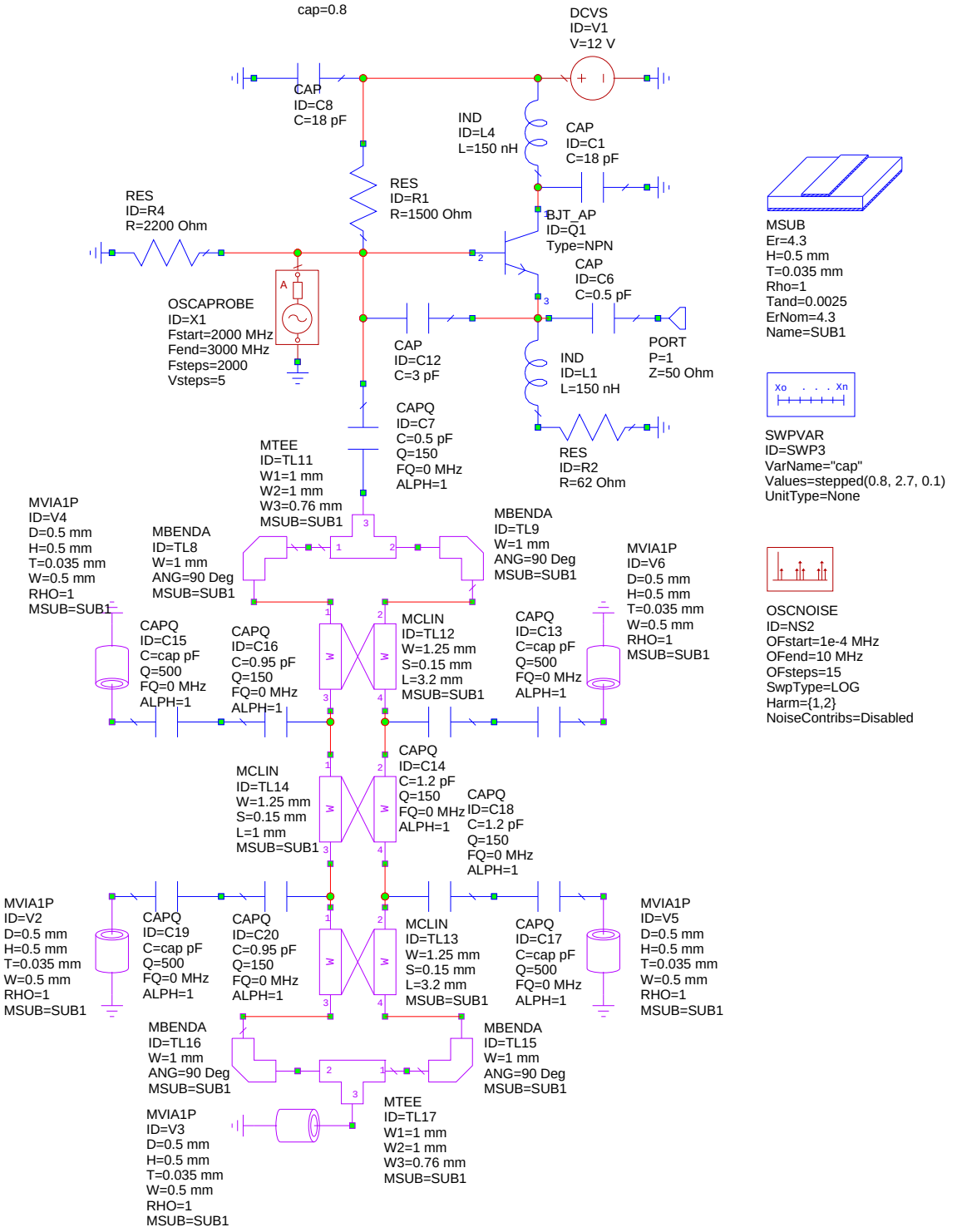


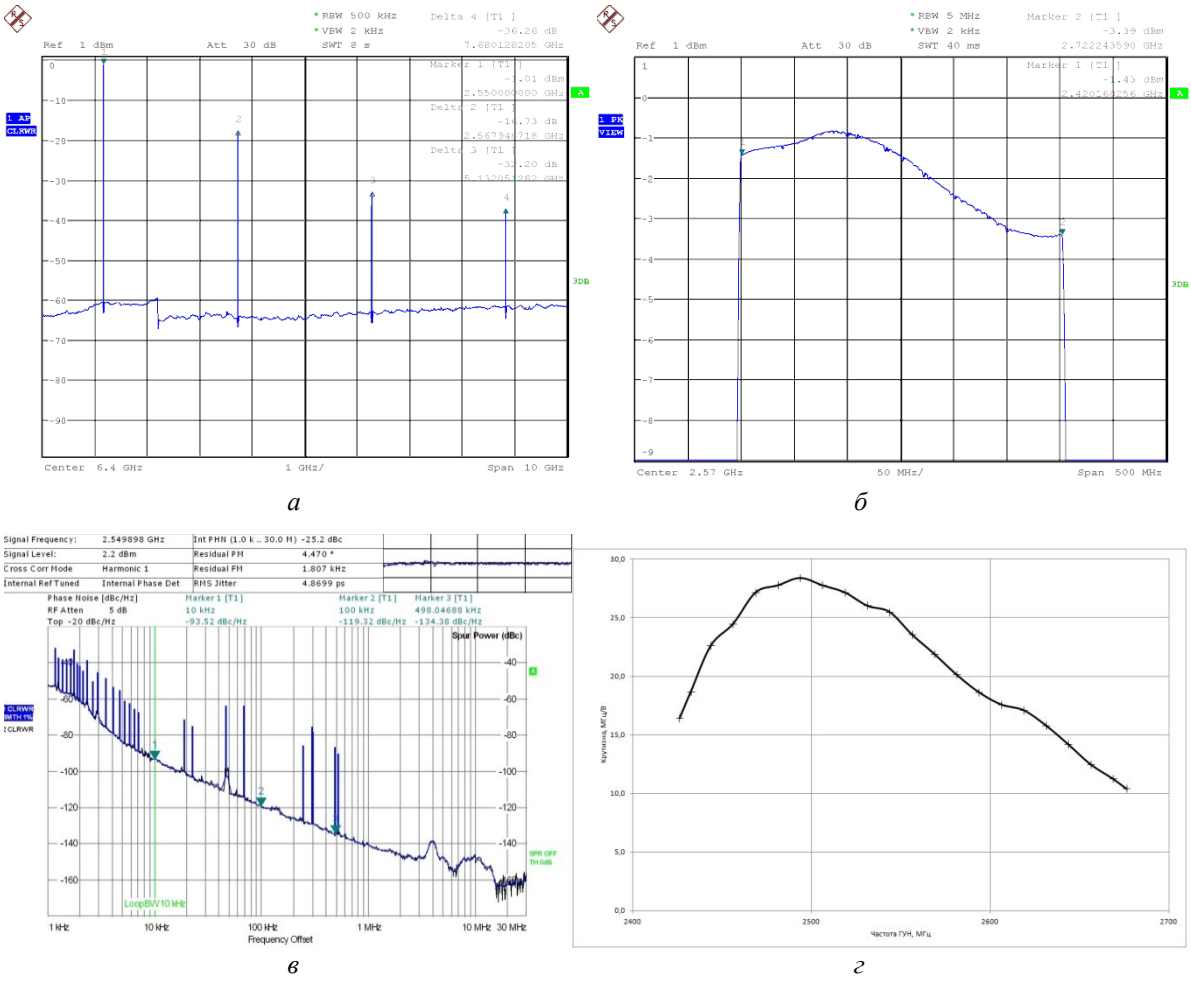
Рис. 1. Схема ГУН с моделью отечественного транзистора

Ненагруженная добротность микрополоскового резонатора на связанных линиях, вычисленная по 3-дБ полосе от максимального значения амплитуды Z-параметра, составляет Q = 163.

Однополярное питание осуществляется напряжением +8 В, при потребляемом токе 15 мА. Управление перестройкой осуществляется напряжением от 0 до 20 В.

На рис. 2 представлены основные характеристики разработанного ГУН. Паразитные всплески фазовых шумов на рис. 2, *в* исчезают при использовании хорошей экра-

нировки самого ГУН, а также при достаточной фильтрации питающего напряжения, что было проверено экспериментально.



а *б*

в *г*

Рис. 2. Характеристики выходного сигнала ГУН: *а* – спектр выходного сигнала ГУН; *б* – неравномерность выходного сигнала ГУН; *в* – СПМФШ ГУН на центральной частоте 2,55 ГГц; *г* – зависимость крутизны перестройки ГУН от частоты выходного сигнала

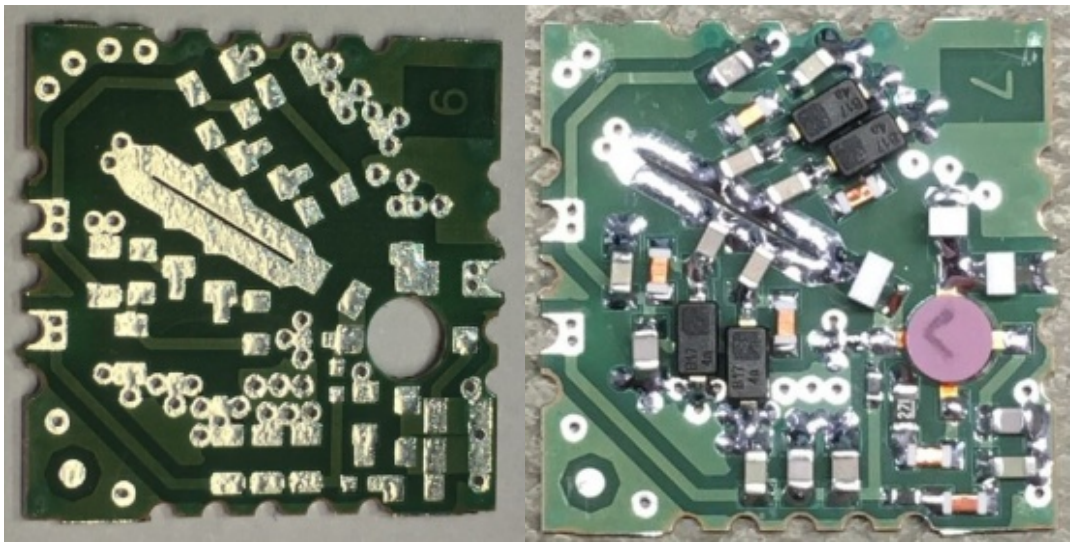


Рис. 3. Топология ГУН на связанных МПЛ

Таблица

Сравнение разработанного ГУН и зарубежных аналогов

	Частота, МГц		$U_{УПР}$, В	$U_{ПИТ}$, В	$I_{ПИТ}$, мА	Крутизна, МГц/В	СПМФШ, дБн/Гц	
	Нижняя	Верхняя					10 кГц	100 кГц
Разработанный ГУН ФГУП РНИИРС	2420	2720	от 0 до 20	8	15	от 10 до 28	-93	-119
CVCO33BE Crystek MICROWAVE	2350	2650	от 0 до 3	3	25	105	-98	-119
DCRO240270-5 Synergy Microwave	2400	2700	от 0,5 до 12	5	23	от 28 до 38	-103	-124
DCO225275-5 Synergy Microwave	2200	2750	от 0,5 до 12	5	22	от 35 до 85	-95	-117

Таким образом, была разработана схема ГУН, обеспечивающая диапазон перестройки не менее 9,5 % и с уровнем СПМФШ –119 дБн/Гц при отстройке 100 кГц.

Исследование макета ГУН показали, что его характеристики сравнимы с аналогичными ГУН зарубежного производства (таблица). СПМФШ такого ГУН уступает аналогичному ГУН не более чем на 5 дБн/Гц. При этом диапазон перестройки и потребляемая мощность сопоставимы. Использование только отечественной комплектации в разработанном изделии убирает возможные ограничения, неизбежно появляющиеся при использовании продукции зарубежного производства.

Список литературы

1. Slow Wave Resonator Based Tunable Multi-Band Multi-Mode Injection-Locked Oscillators, Dr.-Ing. Ajay K. Poddar, Brandenburg University of Technology Cottbus-Senftenberg. 2013.

2. RF Electronics: Design and Simulation, Cornelis J. Kikkert James Cook University Townsville, Queensland, Australia, 2015 Edition.

МИНИАТЮРНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ

А. М. Сержантов[1] (научный руководитель), В. С. Денисенко[1, 2]

[1]Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
[2]АО «Информационные спутниковые системы»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52
e-mail: blovef1@gmail.com

Разработана новая конструкция миниатюрного микрополоскового полосно-пропускающего фильтра. На основе предложенной конструкции с применением программы электродинамического анализа синтезирован полосно-пропускающий фильтр второго порядка. Рассчитанные амплитудно-частотные характеристики фильтра показали, что, по сравнению с известными аналогами, он характеризуется не только малыми габаритами, но и расширенной высокочастотной полосой заграждения.

Как известно, конструкции фильтров на основе микрополосковых резонаторов по совокупности таких характеристик, как миниатюрность, технологичность и стоимость являются одними из лучших. В то же время, существенными недостатками микрополосковых фильтров традиционных конструкций являются сравнительно большие габариты и неширокая высокочастотная полоса заграждения. Одним из путей преодоления указанных ограничений является поиск оригинальных конструкций микрополосковых устройств частотной селекции. В настоящей работе представлены результаты исследований полосно-пропускающего фильтра новой конструкции, который наряду с миниатюрностью обладает также расширенной высокочастотной полосой заграждения.

Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр (рис. 1) содержит диэлектрические подложки (слои) *1*, одна сторона которых полностью металлизирована и выполняет функцию заземляемого основания *2*, а на вторую сторону нанесены регулярные полосковые проводники резонаторов *3*, короткозамкнутые с одной стороны на экран *4*. Электромагнитное взаимодействие резонаторов осуществляется через узкую поперечную щель *5*, выполненную в заземляемом основании. Входная и выходная линия передачи гальванически подключены к проводникам резонаторов.

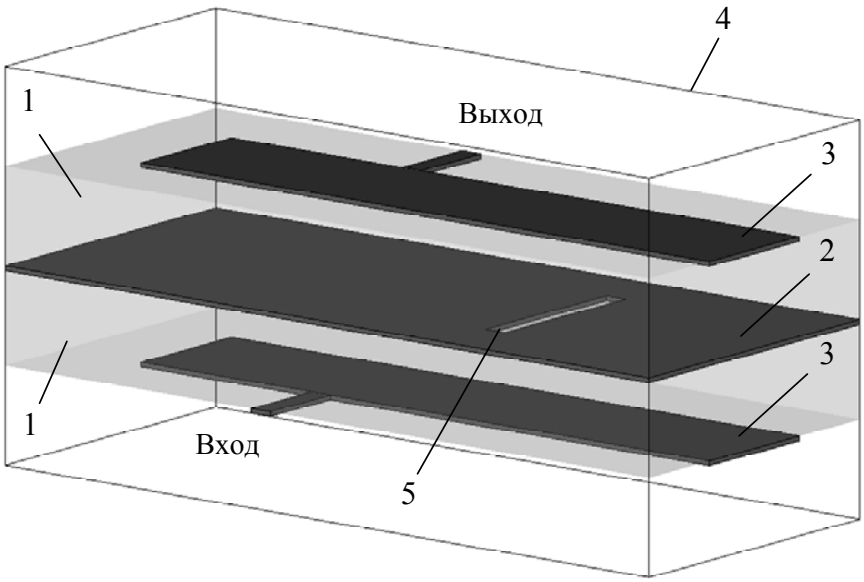


Рис. 1. Конструкция микрополоскового полосно-пропускающего фильтра второго порядка

Известно, что фильтры на основе регулярных микрополосковых резонаторов на низких частотах имеют сравнительно большие габариты. Наиболее сильно этот недостаток проявляется при реализации узкополосных устройств, так как для уменьшения взаимодействия резонаторов приходится увеличивать расстояния между ними. Особенностью фильтра предлагаемой конструкции является то, что его резонаторы взаимодействуют через узкую поперечную щель в разделяющем их экране, длина и ширина которой определяют величину коэффициента связи резонаторов. Такое техническое решение обеспечивает, во-первых, компактное расположение полосковых проводников микрополосковых резонаторов друг над другом, а во-вторых, уменьшение длины проводников резонаторов за счет увеличения их эквивалентной индуктивности, что приводит в совокупности к уменьшению габаритов устройства. Следует отметить, что выигрыш в уменьшении размеров предлагаемого фильтра по сравнению с фильтром традиционной конструкции возрастает с уменьшением относительной ширины полосы пропускания, а также при увеличении числа резонаторов.

Проведенные исследования показали, что положение щели в экране по-разному влияет на величину взаимодействия резонаторов на частотах первой и второй полосы пропускания. На рис. 2 изображена рассчитанная в программе электродинамического анализа зависимость коэффициента связи резонаторов на частотах первой (сплошная линия) и второй (штрихи) полосы пропускания фильтра от расстояния l_s между центром щели и точкой заземления полосковых проводников. Зависимости рассчитаны для следующих конструктивных параметров микрополосковой структуры: относительная диэлектрическая проницаемость подложек ε = 80; толщина подложек 1 мм; расстояние экранов до поверхности подложек 5 мм, ширина полосковых проводников резонаторов 3 мм при их длине l_r = 20 мм. Поперечная щель в экране имела длину 3 мм и ширину 0,5 мм.

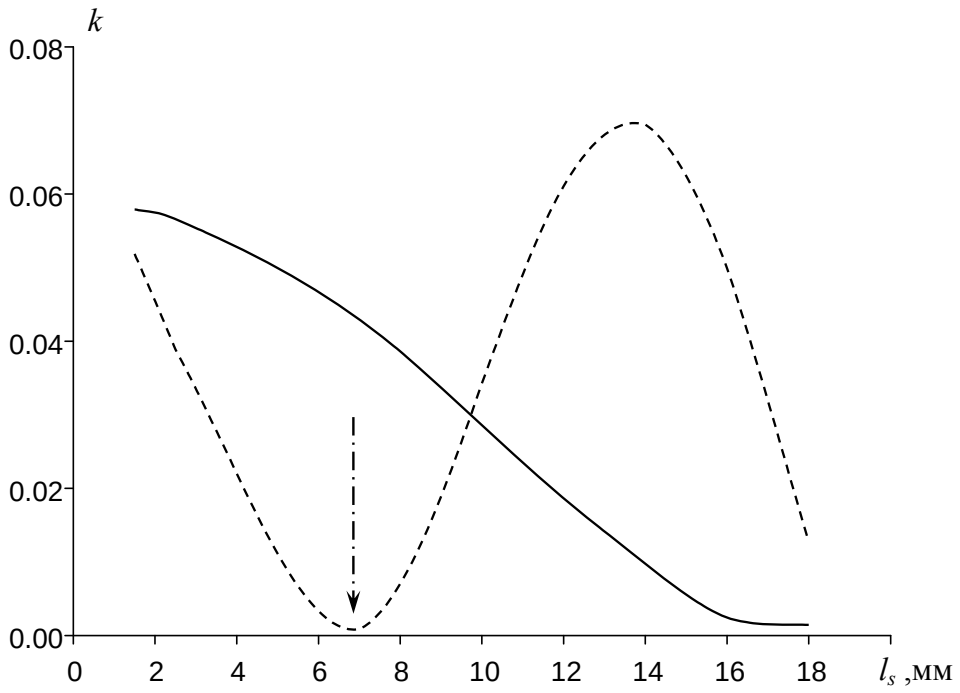


Рис. 2. Зависимость коэффициента связи резонаторов от положения щели для частот первой (сплошная линия) и второй (штрихи) полосы пропускания фильтра

Коэффициент связи резонаторов k, который используется в настоящей работе для количественного описания взаимодействия резонаторов, вычислялся по известной формуле [1]:

$$k = \frac{\omega_e^2 - \omega_o^2}{\omega_e^2 + \omega_o^2},$$

где ω_e и ω_o – собственные частоты четных и нечетных связанных колебаний, которые могут быть найдены из частотной зависимости коэффициента передачи структуры для случая слабой связи резонаторов с внешними линиями.

Из представленных зависимостей видно, что при расстоянии $l_s \approx 1/3\ l_r$ от центра щели до точки заземления полосковых проводников взаимодействие резонаторов на частотах второй полосы пропускания практически отсутствует (штрихпунктирная стрелка), а на частотах первой полосы пропускания остается достаточно большим. Обнаруженная особенность взаимодействия резонаторов объясняется тем, что распределение высокочастотных токов в полосковых проводниках фильтра на частотах первой (рабочей) и второй (паразитной) полосы пропускания сильно различаются.

На рис. 3 изображено продольное сечение исследуемого микрополоскового фильтра и распределение амплитуды высокочастотного тока в полосковых проводниках его резонаторов на частотах первой − рабочей (сплошная линия) и второй – паразитной (штрихи) полосы пропускания. Видно, что на частоте второй (паразитной) полосы пропускания на расстоянии $1/3\ l_r$ от точки заземления полоскового проводника наблюдается узел высокочастотного тока. В то же время амплитуда высокочастотного тока на частотах первой – рабочей (сплошная линия) полосы пропускания в этой области достаточна большая. Таким образом, если поперечная щель в экране располагается в указанной области, то полосно-пропускающий фильтр рассматриваемой конструкции будет иметь сильно подавленную вторую полосу пропускания.

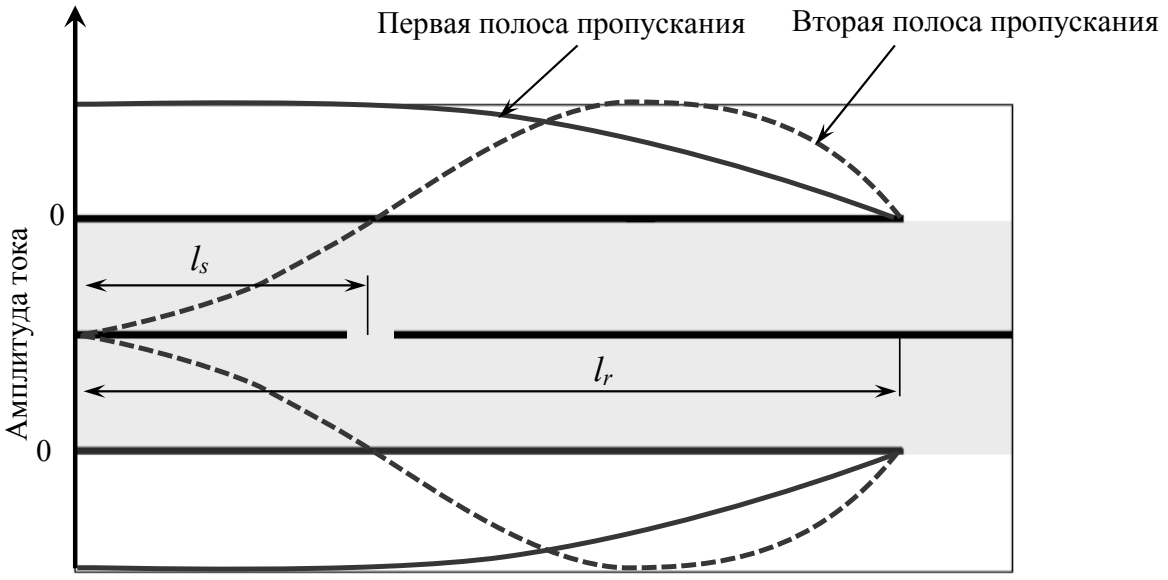


Рис. 3. Распределение амплитуды высокочастотного тока в полосковых проводниках резонаторов на частотах первой – рабочей (сплошная линия) и второй – паразитной (штрихи) полосы пропускания

В ходе исследований в программе электродинамического анализа был синтезирован фильтр второго порядка предложенной конструкции. Частотная зависимость коэффициента передачи фильтра представлена на рис. 4 (сплошная линия). Здесь же для

сравнения показана характеристика микрополоскового фильтра второго порядка традиционной конструкции (штрихи) на четвертьволновых сонаправленных резонаторах. Оба фильтра имели следующие конструктивные параметры: относительная диэлектрическая проницаемость подложки ε = 80, ее толщина 1 мм; расстояние от экранов до поверхности подложки 5 мм; ширина полосковых проводников резонаторов 3 мм. Длина полосковых проводников в разработанном фильтре составила l_r = 20 мм, а в фильтре традиционной конструкции l_r = 20,5 мм. Материал полосковых проводников и корпуса – медь. Центральная частота первой полосы пропускания обоих фильтров f_0 = 500 МГц, относительная ширина первой полосы пропускания $\Delta f / f_0$ = 5 %.

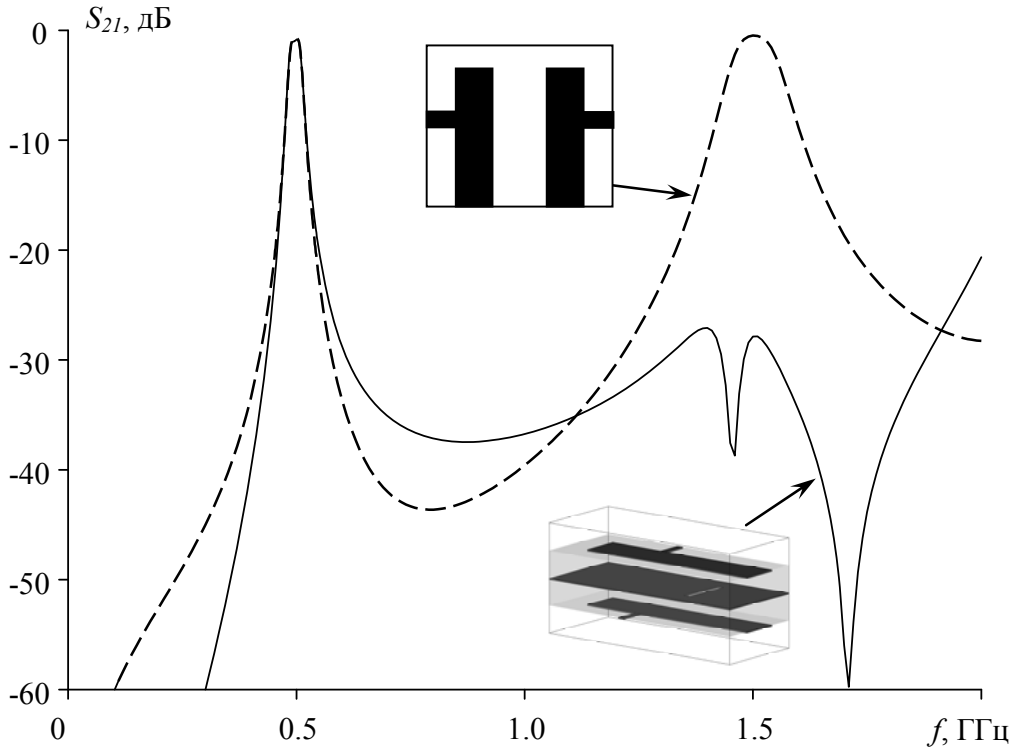


Рис. 4. Рассчитанные частотные зависимости коэффициента передачи полосно-пропускающих фильтров предложенной (сплошная линия) и традиционной (штрихи) конструкции

Из представленных зависимостей видно, что у исследуемого фильтра сильно подавлена вторая (паразитная) полоса пропускания, затухание на ее частотах составляет не менее 25 дБ. Это приводит к тому, что ширина высокочастотной полосы заграждения у фильтра предложенной конструкции существенно больше, чем у традиционного микрополоскового фильтра. Уровень затухания в низкочастотной полосе заграждения также существенно выше. Важно отметить, что указанные преимущества будут проявляться еще сильнее при увеличении количества резонаторов в фильтре.

Список литературы

1. Тюрнев В.В., Беляев Б.А. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1990. Вып. 4 (428). С. 25.

ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОСЛОЙНОЙ КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

А. А. Дьяченко, В. В. Комаров

Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.
410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
E-mail: alexeydychenko1996@yandex.ru, vyacheslav.komarov@gmail.com

С помощью метода конечных элементов построена обобщенная двумерная численная модель цилиндрической волноведущей структуры с многослойным диэлектрическим заполнением. Ее тестирование проводилось на примерах неоднородного круглого волновода и коаксиальной линии, взятых из литературы. Представлены результаты расчета дисперсионных характеристик многослойной коаксиальной линии передачи. Полученные численные данные могут быть использованы для разработки и проектирования коаксиальных согласованных нагрузок нового типа.

Цилиндрические волноведущие структуры с многослойным диэлектрическим заполнением [1, 2] находят широкое распространение в современной СВЧ-технике при создании фазовращателей, аттенюаторов, согласованных нагрузок и других функциональных устройств. Для поглощения электромагнитной (ЭМ) энергии в таких системах могут быть успешно использованы новые нанокомпозитные материалы с уникальными свойствами [3]. Одной из таких структур является коаксиальная линия передачи (рис. 1), параметры которой для $n \le 2$, где n – число диэлектрических слоев, достаточно хорошо изучены [1, 4, 5]. Целью данной работы является исследование собственных параметров, в частности, комплексной постоянной распространения $\gamma = \alpha + j\beta$, где α – коэффициент затухания, β – фазовая постоянная многослойной коаксиальной линии при $n \ge 2$ [1].

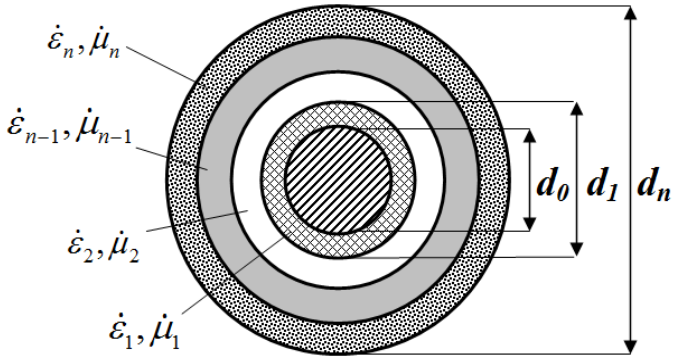


Рис. 1. Слоистая коаксиальная линия

Учитывая сложность процессов распространения ЭМ-волн в многослойных системах, для их моделирования, как правило, реализуются различные численные методы или алгоритмы. Расчет электродинамических характеристик слоистой коаксиальной линии (рис. 1) выполнялся в данной работе с помощью метода конечных элементов (МКЭ) и пакета программ COMSOL на его основе. Предварительное тестирование данной модели проводилось на примере круглого волновода с неоднородным заполнением при $n = 2$, $d_0 = 0$, $\varepsilon_1 = 10$ и $\varepsilon_2 = 1$, где ε – диэлектрическая проницаемость [2]. Результаты для постоянной распространения и затухания приведены в табл. 1, где $2b = d_2$, $d_1 = 0{,}2d_2$, k – волновое число.

Для дополнительного тестирования двумерной модели на МКЭ были использованы данные численного анализа многослойной коаксиальной линии передачи [1] для

случая, когда $n = 3$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = 1$, $\varepsilon_2 = 6$, $d_0 = 0{,}25d_3$, $d_1 = 0{,}5d_3$, $d_2 = 0{,}75d_3$ (рис. 1). Результаты сравнительного анализа двух численных моделей приведены в табл. 2, где λ – длина волны.

Таблица 1

Комплексная постоянная распространения круглого волновода с цилиндрическим стержнем

Фазовая постоянная					
kb	1,8	1,92	2	2,5	2,7
β*b* [2]	0	0,2	0,38	1,8	2,2
β*b* МКЭ	0	0,18	0,35	1,7	2,12
Коэффициент затухания					
kb	0,25	0,375	1,25	1,8	1,92
α*b* [2]	1,92	1,7	1,5	0,31	0
α*b* МКЭ	2	1,6	1,45	0,3	0

Таблица 2

Коэффициент замедления двух низших типов волн слоистой коаксиальной линии

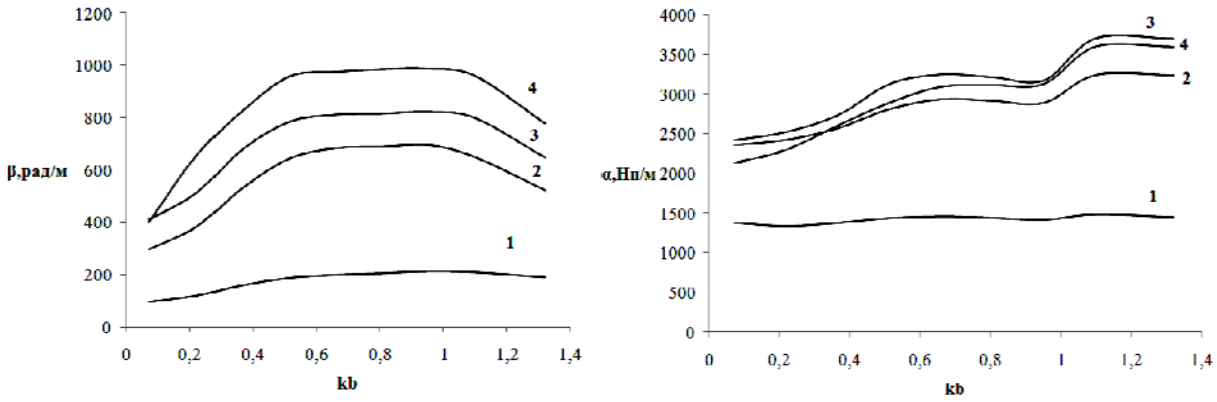
Тип волны	$d_3/2\lambda$	0,2	0,225	0,3	0,5	1
Квази-Т	β/*k* [1]	1,13	1,13	1,13	1,17	1,34
	β/*k* МКЭ	1,17	1,17	1,17	1,18	1,38
HE_{11}	β/*k* [1]	0	0,40	0,84	1,19	1,64
	β/*k* МКЭ	0	0,42	0,86	1,18	1,73

Далее разработанная в данной работе 2D-модель на МКЭ была дополнена функциональными зависимостями $\dot{\varepsilon}_n(f) = \varepsilon_n' - j\varepsilon_n''$, $\dot{\mu}_n(f) = \mu_n' - j\mu_n''$, где f – частота; $\dot{\varepsilon}$ и $\dot{\mu}$ – комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемости заполняющих линию слоев поглощающего материала для частотного диапазона 1...18 ГГц. В качестве поглотителей были выбраны два материала: *FUTURA* (www.futura-italia.it/products) и *EFR* [3, 4]. Размеры модели соответствуют стандартной коаксиальной линии с диаметром внутреннего проводника $d_0 = 3{,}04$ мм, а $n = 8$ (рис. 1). В общей сложности было рассмотрено четыре варианта заполнения коаксиальной линии:

1. $\dot{\varepsilon}_1, \dot{\mu}_1 = \dot{\varepsilon}_2, \dot{\mu}_2 = \dot{\varepsilon}_3, \dot{\mu}_3 = \dot{\varepsilon}_4, \dot{\mu}_4 = \dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_6, \dot{\mu}_6 = \dot{\varepsilon}_8, \dot{\mu}_8 = 1$; $\dot{\varepsilon}_7, \dot{\mu}_7$ - *FUTURA*
2. $\dot{\varepsilon}_1, \dot{\mu}_1 = \dot{\varepsilon}_2, \dot{\mu}_2 = \dot{\varepsilon}_3, \dot{\mu}_3 = \dot{\varepsilon}_4, \dot{\mu}_4 = \dot{\varepsilon}_6, \dot{\mu}_6 = \dot{\varepsilon}_8, \dot{\mu}_8 = 1$; $\dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_7, \dot{\mu}_7$ - *FUTURA*
3. $\dot{\varepsilon}_1, \dot{\mu}_1 = \dot{\varepsilon}_2, \dot{\mu}_2 = \dot{\varepsilon}_4, \dot{\mu}_4 = \dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_6, \dot{\mu}_6 = \dot{\varepsilon}_8, \dot{\mu}_8 = 1$; $\dot{\varepsilon}_3, \dot{\mu}_3 = \dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_7, \dot{\mu}_7$ - *FUTURA*
4. $\dot{\varepsilon}_2, \dot{\mu}_2 = \dot{\varepsilon}_3, \dot{\mu}_3 = \dot{\varepsilon}_4, \dot{\mu}_4 = \dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_6, \dot{\mu}_6 = \dot{\varepsilon}_8, \dot{\mu}_8 = 1$; $\dot{\varepsilon}_1, \dot{\mu}_1$ - *EFR*; $\dot{\varepsilon}_3, \dot{\mu}_3 = \dot{\varepsilon}_5, \dot{\mu}_5 = \dot{\varepsilon}_7, \dot{\mu}_7$ - *FUTURA*

Результаты численного моделирования комплексной постоянной распространения волны низшего типа слоистой коаксиальной линии для различных вариантов ее заполнения приведены на рис. 2, где $b = 3{,}5$ мм – внешний радиус.

Из этих данных видно, что при $n = 1$ в линии передачи распространяется квази-Т волна, что хорошо согласуется с результатами, полученными в [1] для аналогичной структуры. Увеличение числа поглощающих диэлектрических слоев приводит к увеличению как фазовой постоянной, так и коэффициента затухания в линии (рис. 2). При этом кривая частотной зависимости фазовой постоянной (рис. 2, *а*) при $0{,}1 < kb < 0{,}5$ резко возрастает, затем при $0{,}5 < kb < 1{,}1$ стабилизируется, и, наконец, при $kb > 1{,}1$ – начинает снижаться для каждого из трех последних вариантов заполнения линии передачи.



а *б*

Рис. 2. Дисперсионные характеристики основной волны в коаксиальной линии с многослойным диэлектрическим заполнением

Кривые $\alpha(kb)$ на рис. 2, *б* имеют немонотонный характер, но показывают увеличение затухания с ростом частоты, что очень важно при проектировании согласующих устройств СВЧ-техники.

Таким образом, с помощью конечно-элементой модели в первом приближении были установлены собственные электродинамические характеристики неоднородной коаксиальной линии при различных ее заполнениях в виде диэлектрических слоев. Для поглощения ЭМ-энергии предлагается использовать два современных композитных материала: *FUTURA* и *EFR*, диэлектрические и магнитные свойства которых существенно зависят от частоты. Следующим этапом проводимых исследований является использование численных данных двумерного моделирования в более сложных трехмерных моделях сверхширокополосных коаксиальных согласованных нагрузок нового типа.

Список литературы

1. Мительман Ю.Е. Электродинамический метод анализа многослойных цилиндрических структур: автореф. дис. … канд. техн. наук. Екатеринбург, 2012.

2. Веселов Г.И, Раевский С.Б. Слоистые металлодиэлектрические волноводы. М.: Радио и связь, 1988.

3. Koledintseva M.Y. et al, Evaluation of absorptive properties and permeability of thin sheet magneto-dielectric materials // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2012. Vol. 324. P. 3389–3392.

4. Koledintseva M.Y. et al, Attenuation in extended structures coated with thin magneto-dielectric absorber layer // Progress in Electromagnetics Research. 2011. Vol. 118. P. 441–459.

5. Wadell B.C. Transmission line design handbook. London: Artech House, 1991.

АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ СВЧ-ФИЛЬТРОВ ПРИ ИХ ПРОЕКТИРОВАНИИ

Е. О. Грушевский, Я. Ф. Бальва

Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН
660036, г. Красноярск, Академгородок
E-mail: ironjone@gmail.com

Рассмотрен метод идентификации «слившихся» пиков минимумов коэффициентов отражения, который может быть использован при параметрическом синтезе полосно-пропускающих фильтров.

Как известно, для формализованного описания частотно-селективных свойств амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) полосно-пропускающих фильтров (ППФ) пользуются набором параметров, основная часть которых относится к форме графика коэффициента передачи (элемента S_{21} матрицы рассеяния), например, минимальные потери (максимум S_{21}) и максимальная допустимая неравномерность S_{21} в полосе пропускания, коэффициенты прямоугольности склонов и др. Другая часть относится к форме графика коэффициента отражения (элемента S_{11} или S_{22} матрицы рассеяния). Здесь, в первую очередь, речь идет о максимальном уровне S_{11}, который эквивалентен максимальному коэффициенту стоячей волны (КСВ) в полосе пропускания фильтра. ППФ, состоящий из n-резонаторов, считается оптимально настроенным, если в полосе пропускания на кривой S_{11} наблюдается n-острых пиков (минимумов S_{11}), то есть ровно столько, сколько резонаторов в фильтре. При этом высота всех n–1 максимумов S_{11} (они располагаются между пиками) равна заданной величине $S_{11\max}$. АЧХ оптимально настроенного фильтра пятого порядка приведена на рис. 1, *а*.

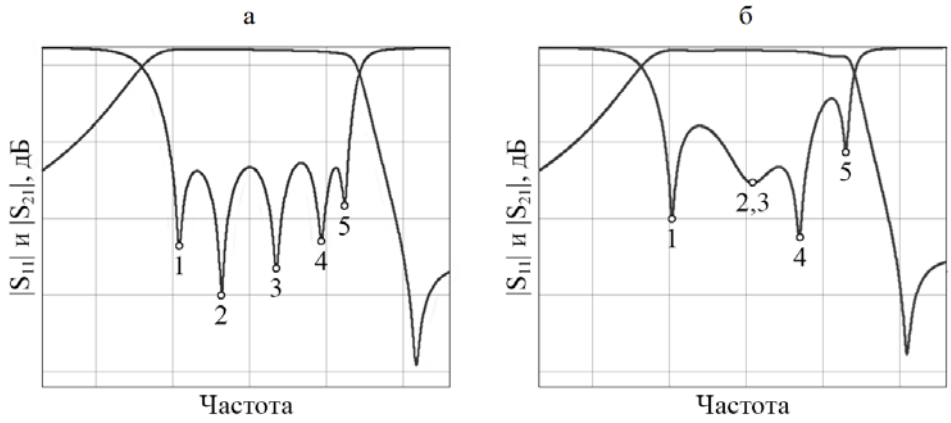


Рис. 1. АЧХ фильтра пятого порядка, настроенного оптимально (*а*) и со слившимися 2 и 3 пиками S_{11} (*б*)

При параметрическом синтезе фильтров, который является одним из методов автоматизированного проектирования таких устройств, часто возникают ситуации, когда часть соседних пиков сливаются в один и таких «слившихся» пиков может быть несколько. Один из возможных примеров такого слияния показан на рис. 1, *б*. В этом примере вследствие ослабления взаимодействия между средними резонаторами фильтра пятого порядка (в микрополосковых фильтрах, например, такое происходит при чрезмерном увеличении зазоров между этими резонаторами) произошло слияние пиков 2 и 3.

В дальнейшем слившиеся пики будут называться *составными*, а «не слившиеся» – *простыми*. Очевидно, что если количество пиков равно порядку фильтра, то все эти пики являются простыми. Отметим также, что вследствие слияния пиков исчезают и максимумы между ними. Такие максимумы будут называться *мнимыми*.

На практике, ограничиваясь только анализом модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, даже опытный разработчик не всегда сможет определить, какие из пиков являются простыми, а какие составными, особенно в условиях, когда резонаторы фильтра имеют невысокую собственную добротность или конструкция фильтра имеет асимметричную форму (речь, в первую очередь, идет о погрешностях при изготовлении фильтров). В таких случаях даже простые пики будут неострыми и их будет трудно отличить от составных. Эта задача еще более усложняется при необходимости идентификации пиков в автоматическом режиме.

В настоящей работе предложен новый метод идентификации пиков S_{11}, основанный на анализе комплексного коэффициента S_{11}. Чтобы понять его суть рассмотрим графики модуля $|S_{11}|$ и аргумента $\varphi_{11} = \mathrm{Arg}(S_{11})$ коэффициента отражения фильтра, в которых все пики являются простыми (рис. 2, *а*, *б*). В этом случае каждому пику на графике $|S_{11}|$ с частотой f_i ($i = 1...n$) соответствует точка перегиба на графике φ_{11}, характеризующаяся максимальным положительным градиентом фазы. Очевидно, что в этих точках вторая производная φ_{11} равна нулю.

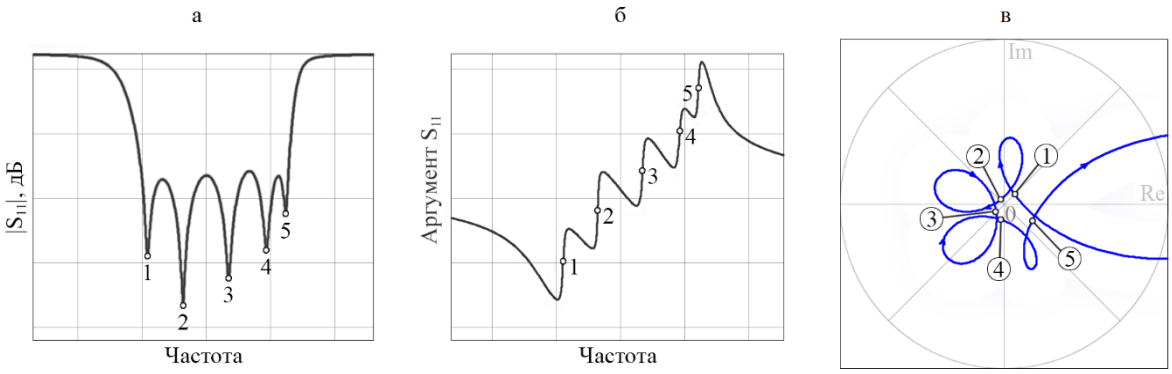


Рис. 2. Графики частотной зависимости модуля и аргумента коэффициента отражения оптимально настроенного фильтра пятого порядка, а также график S_{11} в полярной системе координат

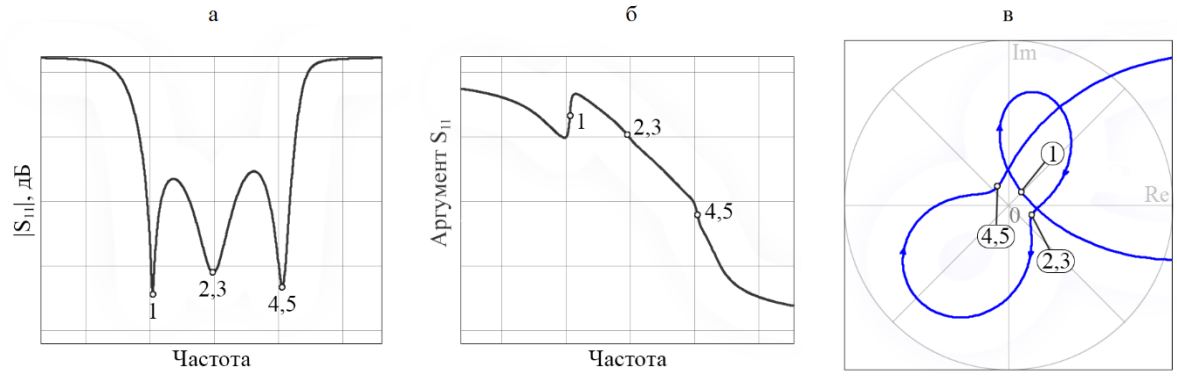


Рис. 3. Графики частотной зависимости модуля и аргумента коэффициента отражения фильтра пятого порядка с двумя слившимися пиками, а также график S_{11} в полярной системе координат

При рассмотрении S_{11} на комплексной плоскости видно, что график S_{11} между пиками образует петлю (рис. 2, *в*), на которой самая дальняя от начала координат точка соответствует максимуму отражения между пиками. Видно также, что касательные к графику на частотах пиков и максимумов отражения расположены перпендикулярно радиус-вектору S_{11}, что позволяет предположить обязательное наличие экстремума производной φ_{11} вблизи пика. Также стоит отметить общую тенденцию S_{11} изгибаться по часовой стрелке.

При слиянии пиков на графике $|S_{11}|$ соответствующие им положительные максимумы производной φ_{11} исчезают (рис. 3, *а*, *б*). Однако это происходит не всегда. В редких случаях составной пик продолжает соотноситься с положительным максимумом производной φ_{11}, что может затруднить его обнаружение.

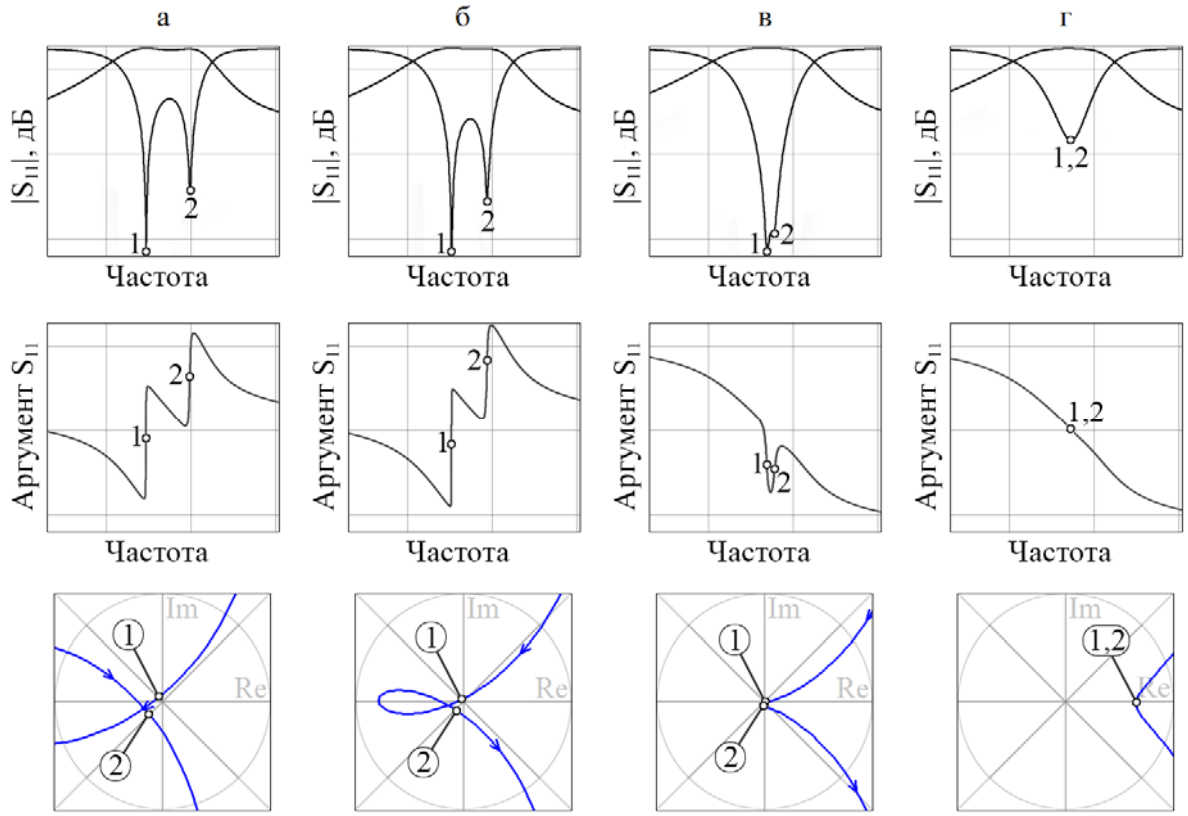


Рис. 4. Графики частотных зависимостей модуля и аргумента S_{11}, а также S_{11} в полярной системе координат, демонстрирующие процесс слияния пиков коэффициента отражения фильтра второго порядка

Более детально процесс слияния пиков удобно рассмотреть на примере фильтра второго порядка. Анализ комплексного коэффициента отражения показывает, что при сближении пиков соответствующая им петля на графике S_{11} начинает уменьшаться, превращаясь в участок, изгибающийся против часовой стрелки. Данный процесс в дальнейшем будет называться *вырождением петли*, а образовавшийся участок – *вырожденным*. Вырожденный участок начинает приближаться к началу координат (рис. 4, *а*, *б*), и в момент прохождения им начала координат происходит полное слияние простых пиков и, соответственно, появление вместо них составного, находящегося в центре вырожденного участка (рис. 4, *в*, *г*). Производная аргумента S_{11} при этом меняет свой знак на отрицательный.

Таким образом, можно предположить, что вырожденность петли на графике S_{11} в участок, изгибающийся против часовой стрелки, всегда является признаком составного пика. Отсутствие же такой вырожденности и положительный максимум производной аргумента S_{11} являются признаками простого пика.

На основе данного метода была написана программа, позволяющая в автоматическом режиме идентифицировать резонансные пики коэффициентов отражения, которая применялась при настройке АЧХ полосковых и микрополосковых полосно-пропускающих фильтров на регулярных резонаторах. Данная программа позволяет однозначно определять слившиеся пики в подавляющем большинстве случаев.

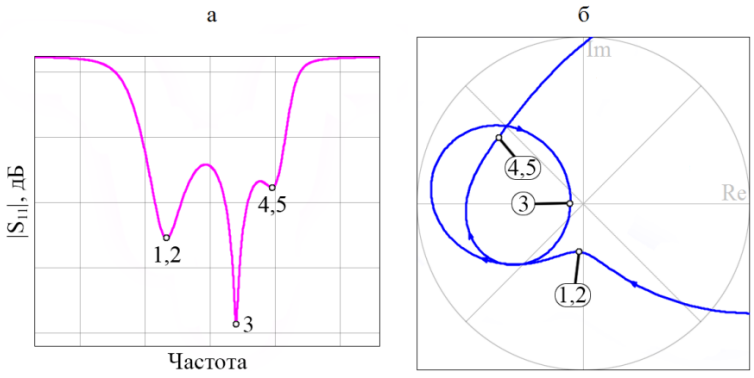


Рис. 5. Возможность определить слившийся пик 1, 2 только по фазе

Вместе с тем был выявлен ряд недостатков метода, которые предполагается устранить в дальнейшем. Так, при слишком сильном слиянии пиков (например, когда связь резонаторов намного меньше критической) кривая S_{11} составного пика на комплексной плоскости выгибается настолько сильно, что выделение в районе пика участка с неправильным направлением изгиба становится невозможным (рис. 5, *а*, *б*). Тем не менее при этом пику будет соответствовать отрицательный минимум производной аргумента S_{11}, позволяющий идентифицировать его как составной.

Проблемным моментом также можно считать прохождение вырожденным участком начала координат (рис. 4, *в*). В этом случае на графике аргумента S_{11} можно заметить, что одному из простых пиков соответствует признак составного пика, а именно отрицательная производная φ_{11}. В этом случае можно проверить, находятся ли пики на вырожденном участке, и после подтверждения предположения рассматривать пики как один составной.

В целом при невозможности определения составных пиков по графику модуля S_{11} использование описанного метода позволяет идентифицировать пики, используя либо график аргумента S_{11}, либо график S_{11} на комплексной плоскости, либо используя оба графика.

Таким образом, в работе показано, что при настройке фильтров анализ комплексных коэффициентов отражения позволяет идентифицировать слившиеся пики, что может быть полезным в системах автоматизированного проектирования фильтров.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОД ДЛЯ ДВУХДИАПАЗОННОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ

С. И. Бойчук, В. И. Демченко, А. Е. Коровкин, Д. Я. Раздоркин, А. В. Шипулин

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130
E-mail: rniirs@rniirs.ru

Существуют потребности в одновременном приеме/передаче сигналов и осуществлении мониторинга сигналов в двух широко разнесенных частотных диапазонах с обеспечением требуемых кросс-поляризационных характеристик антенн. В этой связи необходимо создание двухдиапазонных первичных облучателей, обеспечивающих эффективное облучение зеркальных антенн в двух широко разнесенных рабочих диапазонах и имеющих высокую поляризационную чистоту. Решение этой задачи актуально при создании станций наземного сегмента систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) в случае, когда необходимо использовать одну зеркальную антенну для передачи сигналов управления и приема сигналов телеметрии по двум ортогонально поляризованным каналам в двух разнесенных диапазонах частот.

Введение. Одним из путей повышения пропускной способности систем связи и передачи информации, повышения эффективности средств мониторинга является применение земных и бортовых зеркальных антенн, одновременно работающих в двух частотных диапазонах с использованием ортогонально-поляризованных сигналов, как круговых, так и линейных составляющих.

В качестве первичных облучателей двухдиапазонных зеркальных антенн широкое применение находят разновидности гофрированных (ребристых) конических рупоров, которые в рабочих диапазонах частот имеют следующие характеристики:

– амплитудные диаграммы направленности (АДН) с круговой симметрией;

– низкий уровень боковых лепестков;

– квазистационарный (мало зависящий от частоты) фазовый центр;

– высокий уровень согласования с питающими волноводами.

Использование ортогонально-поляризованных сигналов диктует повышенные требования к поляризационной развязке приемных и передающих каналов двухдиапазонных антенных систем в рабочих диапазонах частот. Это предопределяет необходимость применения первичных облучателей с высокой поляризационной чистотой, показателем которой является уровень максимумов лепестков кросс-поляризационных АДН для 45-градусной плоскости в рабочих диапазонах частот. При этом уровень кросс-поляризационных лепестков считается приемлемым, если он не превышает минус 30 - 35 дБ относительно максимума АДН на основной поляризации в каждом рабочем диапазоне частот.

Целью доклада является исследование двухдиапазонного рупорного облучателя с комбинированным преобразователем мод, обеспечивающего совмещение двух диапазонов частот и имеющего более высокие характеристики (ширина полос рабочих частот, уровень кросс-поляризационного излучения) по сравнению с аналогами.

Решаемые задачи:

1. Разработка двухдиапазонного рупорного облучателя с комбинированным преобразователем мод с расширенными частотными характеристиками.

2. Анализ характеристик двухдиапазонного гофрированного рупора.

Основная часть. Как известно [1], поляризационная чистота гофрированного облучателя зависит, во-первых, от удовлетворения балансному гибридно-модовому условию для моды HE_{11} в апертуре рупора, во-вторых, от степени минимизации уровня преобразования в моды EH_{12} и HE_{1n} ($n > 1$) вдоль всей длины рупора. При этом следу-

ет иметь в виду, что мода EH_{12} вносит основной вклад в кросс-поляризационные лепестки.

Балансное гибридно-модовое условие для моды HE_{11} и минимальный уровень преобразования в моду EH_{12} достигается при обращении в нуль проводимости на границе гофрированной поверхности.

Для гофрированных конических рупоров с двумя разнесенными рабочими диапазонами частот близкая к нулю поверхностная проводимость в каждом диапазоне частот может быть достигнута, если гофрированная поверхность рупора будет образована чередующимися канавками различной глубины. При этом глубина канавок будет являться функцией разноса диапазонов частот.

Применение такой гофрированной поверхности в коническом рупоре соответствует наиболее простой оптимизации его электрических характеристик в двух рабочих диапазонах с их произвольным разносом, находящимся в пределах от 1:1,3 до 1:2 [2].

Однако реализуемый разнос рабочих диапазонов и относительные полосы рабочих частот каждого рабочего диапазона гофрированного конического рупора с канавками различной глубины зависит не только от параметров гофрированной поверхности, но и от реализации модового преобразователя, осуществляющего его возбуждение. Недостатком такого рупора являются узкие полосы диапазонов частот и недостаточный уровень развязки в нем [3–5].

Для решения задачи расширения диапазонных свойств рупора предлагается двухдиапазонный облучатель с комбинированным преобразователем мод, состоящий из рупора (позиция 1, рис. 1), модового преобразователя (позиция 2, рис. 1) и возбуждающего устройства (позиция 3, рис. 1).

В состав рупора входят:

– коническая секция с регулярной гофрированной поверхностью, образованной чередующимися канавками глубиной $H_0 = \lambda_{CP}^H/4$ и $h_0 = \lambda_{CP}^B/4$, где λ_{CP}^H и λ_{CP}^B соответственно длины волн в свободном пространстве, соответствующие центральным частотам нижнего и верхнего частотных диапазонов;

– примыкающая к ней на диаметре $D^R \approx 1{,}5\lambda_{CP}^H$ радиальная секция с гофрированной поверхностью, образованной чередующимися канавками с постоянной глубиной h_0 и с переменной глубиной H, изменяющейся от H_0 до $H_M = 1{,}05\lambda_H^H/4$ с постоянным дискретом $\Delta H = (H_M - H_0)/P$, где λ_H^H – длина волны в свободном пространстве, соответствующая нижней частоте низкого диапазона, а P – количество канавок глубиной H, при этом ширина s и период чередования канавок w постоянны;

– модовый преобразователь, выполненный в виде гофрированной конической секции с углом расширения β, равным 4°, которая имеет $2N+1$ канавок различной конфигурации.

В модовом преобразователе $N+1$ канавок имеют ширину s, период чередования w и глубину h_0, расположенные между ними N канавок с тем же периодом чередования имеют переменное ступенчатое сечение глубиной $H_1 + H_2 = H_M$, при этом отношение глубины внутренней ступеньки H_1 к глубине внешней ступеньки H_2 постоянно и составляет 1:2, а ширина внутренней и внешней ступенек, S_n^{H1} и S_m^{H2}, изменяется по законам:

$$S_n^{H1} = s\left(2 - \frac{n-1}{N}\right),\ \ n = 1, 2, ..., N+1,$$

$$S_m^{H2} = \frac{s}{3}\left(2 + \frac{m-1}{M}\right),\ m = 1, 2, ..., M+1,\ M = 2N/3.$$

Возбуждающее устройство представляет собой волноводную структуру, включающую гофрированный волновод, состоящий из последовательно соединенных конической секции с углом расширения α, равным 12°, и цилиндрической секции диаметром, равным $0{,}75\lambda_{CP}^{H}$, при этом коническая секция начинается с круглого волновода диаметром равным $0{,}75\lambda_{CP}^{B}$, который является портом высокого диапазона частот, и содержит на боковой поверхности диаметрально расположенные прямоугольные волноводы с фильтрами нижних частот, которые имеют широкую стенку *a*, равную $0{,}8\lambda_{CP}^{H}$, и узкую стенку *b*, равную $0{,}1a$, соединены с суммирующим устройствам, образующим порт низкого диапазона частот, и связаны с гофрированным волноводом продольными щелями длиной *l*, равной $0{,}475\lambda_{CP}^{H}$ и шириной *t*, равной $0{,}05l$, при этом диаметр гофрированного волновода на середине щелей D^{l} равен $0{,}63\lambda_{CP}^{H}$, а поверхность гофрированного волновода образована канавками шириной s, периодом чередования $w/2$ и глубиной h_0, за исключением первых G канавок, считая от круглого волновода, глубина которых изменяется от h_M равной $\lambda_B^B/2$ до h_0 с постоянным дискретом $\Delta h = (h_M - h_0)/G$.

Указанный выбор параметров обеспечивает построение двухдиапазонного облучателя с комбинированным преобразователем мод полосы частот с отношением центральных частот $1:Q$ $(3{,}75 \le Q \le 4{,}65)$ и относительными полосами нижнего и верхнего диапазонов не менее $\left(2/3Q + 1/3Q^2\right)\times 100\%$ и $\left(1/3Q + 1/2Q^2 + 1/Q^3\right)\times 100\%$ соответственно и характеристиками по уровням кросс-поляризационного излучения не более минус 30 дБ.

Достигнутые характеристики превосходят соответствующие характеристики существующих аналогов [3–5]:

– относительные полосы частот расширены более чем в два раза от центральной частоты,

– уровень кросс-поляризационного излучения снижен не менее чем на 10 дБ.

На рис. 1 приведено сечение двухдиапазонного облучателя с комбинированным преобразователем мод. На рис. 2 и 3 приведены результаты экспериментальных измерений КСВН и кросс-поляризационной развязки двухдиапазонного облучателя.

Принцип работы двухдиапазонного облучателя с комбинированным преобразователем мод (рис. 1) состоит в следующем.

Облучатель с комбинированным преобразователем мод состоит из рупора 1, модового преобразователя 2 и возбуждающего устройства 3 без суммирующего устройства низкого диапазона, прямоугольных волноводов 3.1, фильтров нижних частот (ФНЧ) 3.2, продольных щелей 3.3, гофрированного волновода 3.4 и круглого волновода 4.

Подводимая от устройства суммирования (деления) возбуждающего устройства 3 электромагнитная энергия низкого диапазона частот по двум прямоугольным волноводам 3.1 через ФНЧ 3.2, возбуждая продольные щели 3.3 возбуждающего устройства 3 модами H_{10}, преобразуется в моду H_{11} круглого волновода 4, не возбуждая других мод, так как глубина канавок h_0 достаточна мала $(\le \lambda/15)$, а диаметр гофрированного

волновода 3.4 не превышает $0{,}8\lambda$, которая, распространяясь в направлении раскрыва рупора 1, трансформируется гофрированной поверхностью модового преобразователя 2 с выбранными параметрами в гибридную моду HE_{11}, не допуская возникновения моды HE_{12} и других нежелательных мод высшего порядка. Далее распространение гибридной моды HE_{11} к раскрыву рупора 1 без трансформации в другие моды поддерживается благодаря выбранным параметрам гофрированной поверхностью рупора 1.

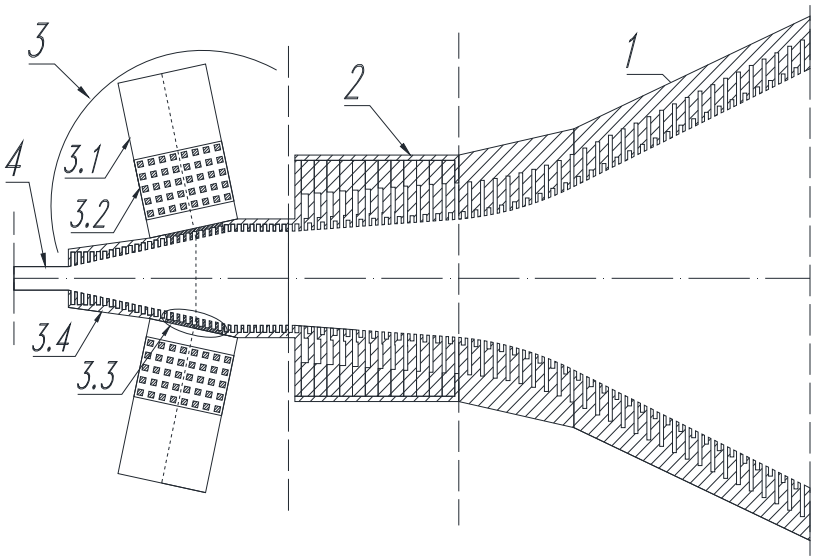
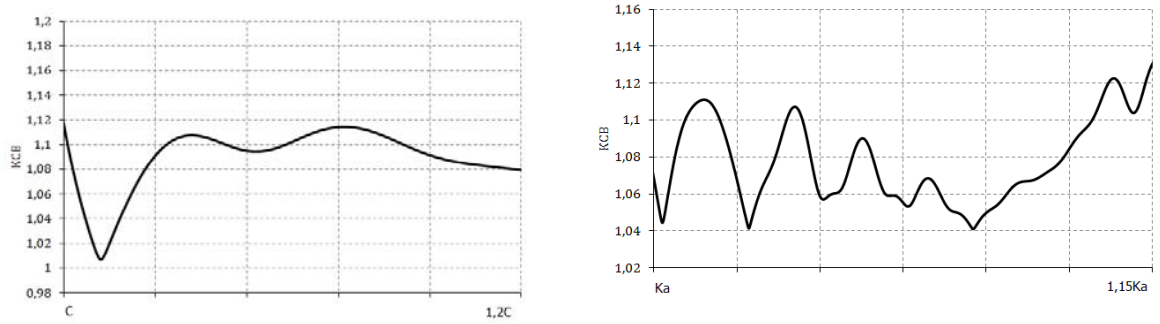


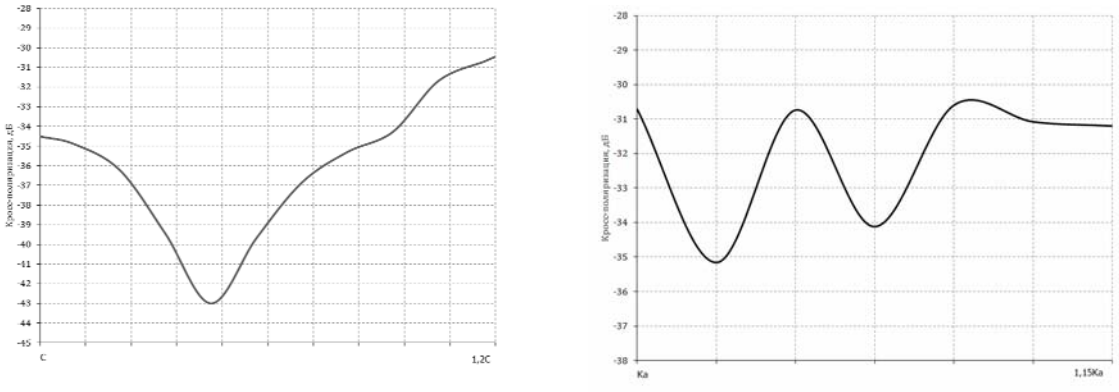
Рис. 1. Взаимное положение рабочих полос совмещаемых диапазонов
и областей существования «быстрых волн» при совмещении четырех диапазонов частот

Подводимая к порту высокого диапазона частот возбуждающего устройства 3 в виде моды H_{11} круглого волновода 4, распространяясь в гофрированном волноводе 3.4, преобразуется в гибридную моду HE_{11}. Далее распространение этой моды к раскрыву рупора 1 без трансформации в другие моды поддерживается благодаря выбранным параметрам гофрированных поверхностей модового преобразователя 2 и рупора 1. Продольные щели 3.3 в возбуждающем устройстве 3 ввиду их узости $\sim 0{,}2\lambda_{CP}^{B}$ не оказывают возмущающего действия на распространение моды HE_{11}, а наличие ФНЧ 3.2 препятствует отводу электромагнитной энергии через продольные щели 3.3.



а *б*

Рис. 2. Частотная зависимость КСВН (*а*, *б*) при совмещении диапазонов частот:
а – в полосе частот диапазона С; *б* – в полосе частот Ka



а *б*

Рис. 3. Частотная зависимость КРП (*а*, *б*) при совмещении диапазонов частот:
а – в полосе частот диапазона С; *б* – в полосе частот диапазона Ка

Таким образом, раскрыв рупора 1 возбуждается гибридными модами HE_{11}, что обеспечивает получение осесимметричных амплитудных диаграмм направленности на основной поляризации при низком уровне кросс-поляризационных лепестков в обоих диапазонах частот.

Выводы

1. Использование предложенного комбинированного преобразователя мод обеспечивает построение двухдиапазонного облучателя на основе гофрированного рупора с совмещением частотных диапазонов с произвольным соотношением центральных частот и расширенными рабочими полосами.

2. Изготовленный и исследованный двухдиапазонный рупорный облучатель обеспечивает расширение относительной полосы частот более чем в два раза от центральной частоты и снижение уровня кросс-поляризационного излучения более 30 дБ.

Список литературы

1. Clarricoats P.J.B., Olver A.D. Corrugated Horns for Microwave Antennas. Peter Peregrinus Ltd, 1984.

2. Olver A.D., Kezhong P. Yang and Clarricoats P.J.B.. Dual-depth corrugated horn design.

3. Ghosh S., Adatia N., Watson B.K. Hybrid-mode feed for multiband application having a dual-depth corrugation boundary // Electronics Letters. September 1982. P. 860–862.

4. U.S. Patent № 6720933 Б2. Dual band satellite communication antenna feed. April 13, 2004.

5. U.S. Patent № 6005528. Dual band feed with integrated mode transducer, December 21, 1999.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОДИАПАЗОННОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ НА БАЗЕ ГОФРИРОВАННОГО РУПОРА

А. Е. Коровкин

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130
E-mail: rniirs@rniirs.ru

Вопросы построения облучающих систем для зеркальных антенн являются одними из наиболее актуальных при разработке многодиапазонных (трех и более совмещаемых диапазонов частот) антенн. Сложность решения данных вопросов определяется не только необходимостью эффективного облучения зеркала для получения высокой шумовой добротности в нескольких частотных диапазонах, но и необходимостью формирования пеленгационной характеристики с параметрами, обеспечивающими устойчивое сопровождение спутников связи на низких круговых орбитах.

Введение. Современные антенные системы, включая зеркальные антенны (ЗА), должны обеспечивать высокую эффективность применения в составе радиоэлектронных комплексов, в частности, высокие значения шумовой добротности и кросс-поляризационной развязки, точности автосопровождения источника радиоизлучения и другие характеристик.

Реализация характеристик ЗА в значительной степени определяется параметрами первичного облучателя. Наиболее высокие значения требуемых параметров обеспечиваются при использовании круглых гофрированных рупоров. Однако в известных работах приводятся только результаты разработок и экспериментального исследования характеристик рупорных облучателей, и практически не рассматриваются вопросы, связанные с их разработкой в качестве облучающей системы многодиапазонных ЗА (МЗА).

Целью доклада является исследование эффективности облучающей системы МЗА на основе гофрированных рупоров.

Решаемые задачи:

1. Разработка методики первичного выбора параметров гофрированного рупора по заданным параметрам ДН.

2. Анализ характеристик четырехдиапазонного гофрированного рупора.

Основная часть. Поле в раскрыве круглого гофрированного рупора может быть представлено с использованием соотношений [1]

$$E_x = J_0\left(\frac{\nu_{11}}{R}\cdot r\right) - J_2\left(\frac{\nu_{11}}{R}\cdot r\right)\cdot\cos(2\varphi)\cdot\frac{X-Y}{k\cdot R},$$
$$E_y = J_2\left(\frac{\nu_{11}}{R}\cdot r\right)\cdot\sin(2\varphi)\cdot\frac{X-Y}{k\cdot R}, \qquad (1)$$

где $J_0(\bullet)$, $J_2(\bullet)$ – функции Бесселя первого рода нулевого и второго порядков соответственно; k – волновое число свободного пространства; X и Y – нормированные импеданс и проводимость гофрированной структуры; ν_{11} – корень функции Бесселя нулевого порядка; R – радиус раскрыва рупора.

Для гофрированной структуры с достаточной для практических целей точностью можно положить $X = 0$, а нормированную проводимость в наиболее простом случае определить выражением [2]

$$Y = -\frac{i \cdot T}{t}\left\{\frac{1}{tg(k \cdot h)} + \frac{1}{k \cdot L \cdot \sin\Theta}\right\}, \tag{2}$$

где L и Θ – длина и угол при вершине конической части гофрированного рупора.

Компоненты векторной ДН $F_\theta(\Theta, \Phi)$ и $F_\varphi(\Theta, \Phi)$ при указанном распределении полей в раскрыве могут быть представлены с помощью соотношений

$$\begin{aligned} F_\theta(\Theta, \Phi) &= \cos\Theta\cos\Phi \cdot I_1(\Theta, \Phi) + \frac{X - Y}{k \cdot R}\cos\Theta \cdot \sin\Phi \cdot I_2(\Theta, \Phi), \\ F_\varphi(\Theta, \Phi) &= -\sin\Phi \cdot I_1(\Theta, \Phi) + \frac{X - Y}{k \cdot R}\cos\Phi \cdot I_2(\Theta, \Phi), \end{aligned} \tag{3}$$

где интегралы $I_1(\Theta, \Phi)$ и $I_2(\Theta, \Phi)$ определяются выражениями

$$\begin{aligned} I_1(\Theta, \Phi) &= \int_0^R J_0\left(\frac{\nu_{11}}{R} r\right) r \int_0^{2\pi} \exp\left(-ikr\sin\Theta\cos(\Phi - \varphi)\right) d\varphi dr, \\ I_2(\Theta, \Phi) &= \int_0^R J_2\left(\frac{\nu_{11}}{R} r\right) r \int_0^{2\pi} \exp\left(-ikr\sin\Theta\cos(\Phi - \varphi)\right) d\varphi dr. \end{aligned} \tag{4}$$

Разложение функций Бесселя и экспоненциальной функции, входящих в подынтегральные выражения в (4) позволяют вычислить в квадратурах компоненты векторной ДН [3, 4]. Сравнение с ДН, полученными на основе использования пакетов прикладных программ и данными экспериментальных измерений, показало совпадение получаемых результатов с известными с требуемой для практического применения точностью.

Результаты вычислений компонент векторной ДН при различных значениях проводимости гофрированной структуры приведены на рис. 1.

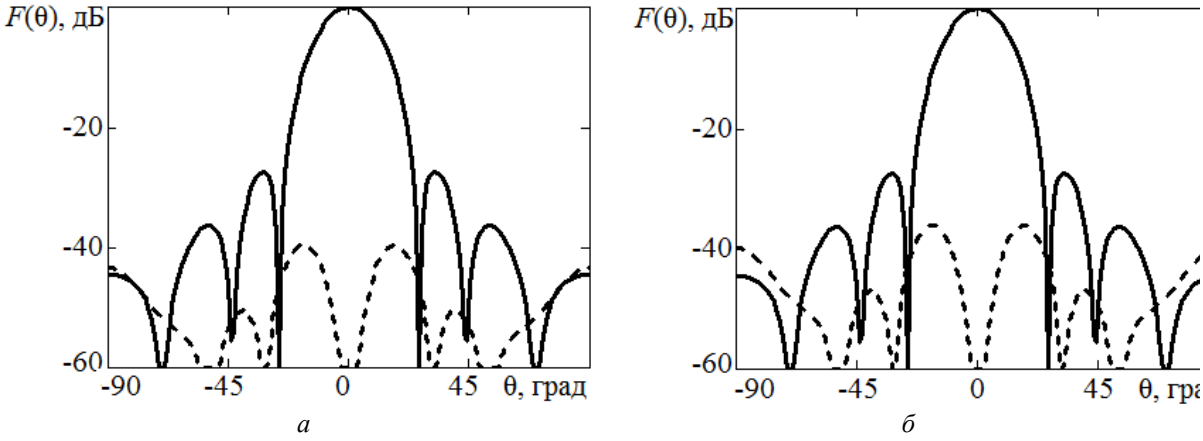


Рис. 1. Сечения ДН гофрированного рупора с раскрывом $R = 2\lambda$ при различных значениях нормированной проводимости гофрированной структуры: *а* – Y = 0,125; *б* – Y = 0,25

Приведенные на рис. 1 результаты иллюстрируют взаимосвязь проводимости гофрированной структуры рупора Y с параметрами ДН облучающей системы. Это позволяет на этапе разработки рупора определить допустимые значения проводимости гофрированной структуры и тем самым сократить процесс разработки.

На рис. 2 показаны канавки специальной (двухступенчатой) формы, на основе которых реализуется гофрированная структура рупора.

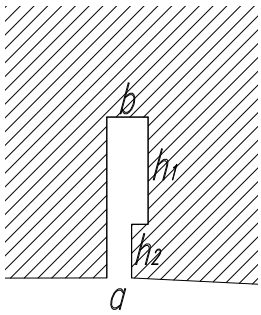
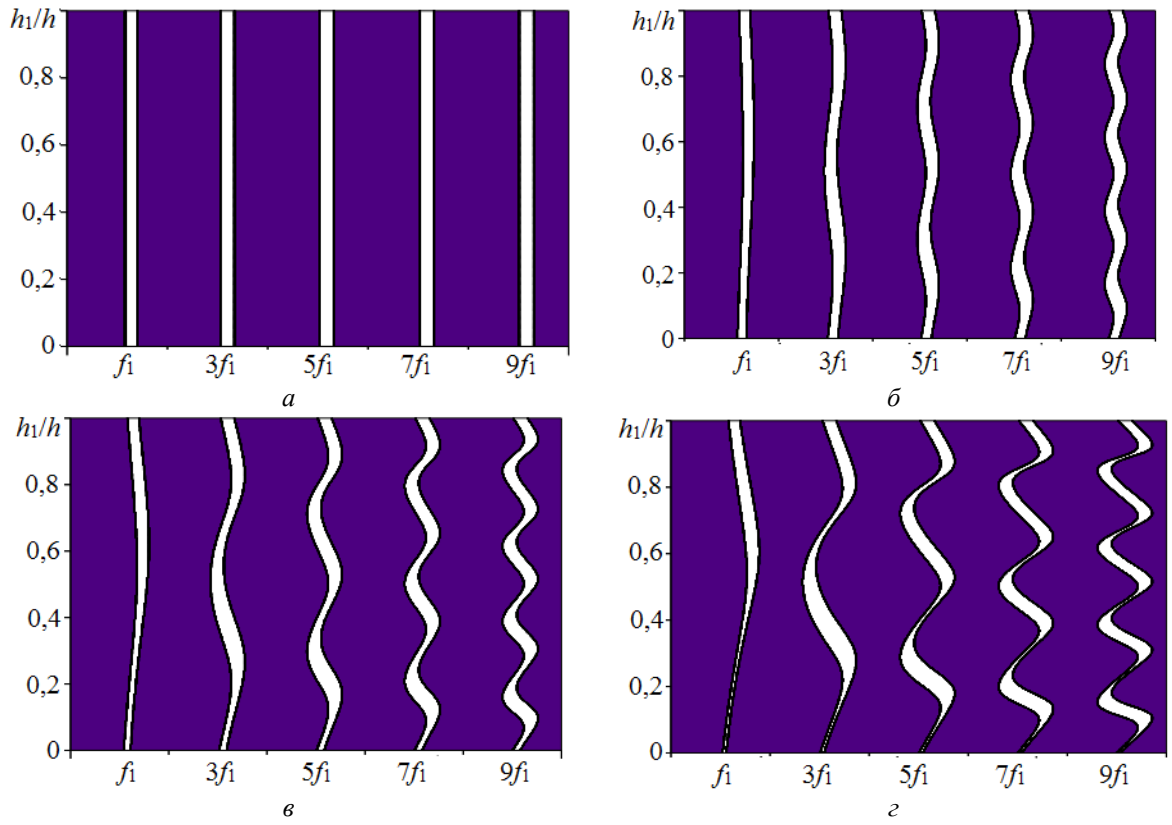


Рис. 2. Параметры канавок специальной формы

Выражение (5) определяет проводимость получаемой структуры.

$$Y = i(1 - t/T)\left\{\frac{1 - (b/a)tg(k \cdot h_1) \cdot tg(k \cdot h_2)}{(b/a)tg(k \cdot h_1) + tg(k \cdot h_2)} + (k \cdot R)^{-1}\right\}. \qquad (5)$$

На рис. 3 приведены частотные зависимости проводимости Y при различных параметрах приведенной гофрированной структуры. Светлым тоном отмечены области существования быстрых волн, соответствующих режиму излучения рупора.



. 3. Области с нормированной проводимостью –0,5 < Y < 0 гофрированной структуры рупора с раскрывом $R = 2\lambda$:
а – $b = a$; *б* – $b = 0{,}75a$; *в* – $b = 0{,}5a$; *г* – $b = 0{,}25a$

Анализ приведенных результатов показывает, что с использованием двухступенчатых канавок возможна вариация проводимости гофрированной структуры в широких пределах. При этом при уменьшении ширины нижней части канавки вариация проводимости гофрированной структуры увеличивается. Кроме того, изменение знака проводимости гофрированной структуры (изменение полосы частот, в которой могут при выбранных параметрах существовать «быстрые волны») происходит различным образом в разных частотных диапазонах. Указанное обстоятельство позволяет принципиально решать задачи совмещения частотных диапазонов с произвольным соотношением центральных (нижних) частот.

Полученные результаты совместно с опытом разработки облучателей на основе гофрированных рупоров позволили предложить следующую методику первичного выбора параметров при разработке гофрированного рупора:

1. По заданным с учетом ограничений параметрам рефлектора, контррефлектора и уровню облучения края рефлектора (контррефлектора) определяется радиус раскрыва рупора [5, 6].

2. Для заданного раскрыва рупора или длины и угла при вершине рупорной части по заданным значениям КПР и условию максимизации КИП определяются значения проводимости гофрированной структуры $Y_{доп}$ в каждом из совмещаемых частотных диапазонов, обеспечивающие реализацию указанных требований в указанных диапазонах частот.

3. Полученные значения проводимости в совмещаемых диапазонах определяют исходные значения параметров гофрированной структуры.

4. С использованием пакетов моделирования из условия обеспечения требуемого согласования облучателя с фидерным трактом и минимизации изменения положения фазового центра в совмещаемых диапазонах частоты проводится уточнение параметров гофрированной структуры в соответствии с выбранными показателями качества.

На рис. 4, 5 приведены результаты разработки четрехдиапазонного рупора с соотношением центральных частот 1/2/3,2/5,3.

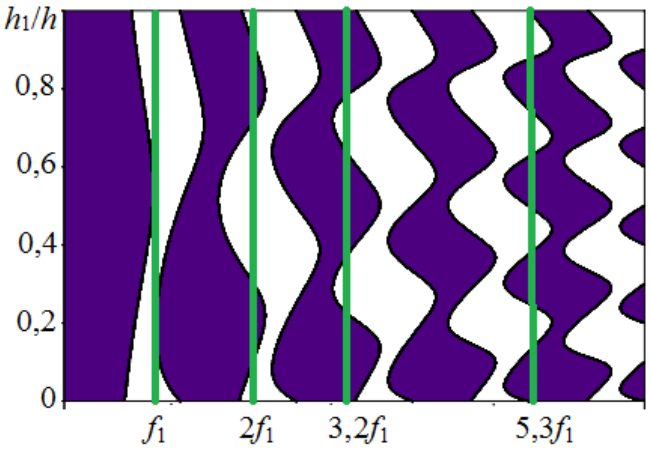


Рис. 4. Взаимное положение рабочих полос совмещаемых диапазонов
и областей существования «быстрых волн» при совмещении четырех диапазонов частот

Приведенные на рис. 4 графики позволили обосновать предварительный выбор параметров h_1/h гофрированной структуры для четырехдиапазонного рупора в диапазоне значений 0,65…0,70. Измеренные частотные зависимости КСВН четырехдиапазонного рупора приведены на рис. 5.

Полученные результаты показывают, что вариация параметров канавок позволяет обеспечить хорошее согласование рупора в четырех совмещаемых диапазонах. При этом достигаемый коэффициент поляризационной развязки составляет не менее 25 дБ.

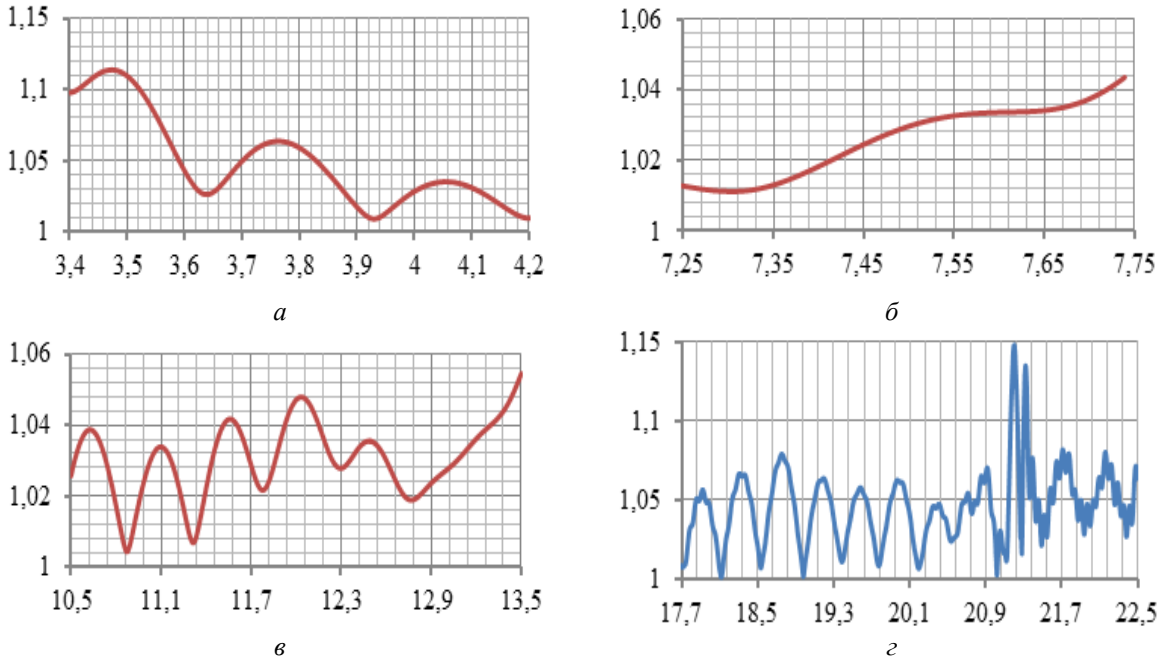


Рис. 5. Частотная зависимость КСВН облучателя (мода HE_{11}) при совмещении диапазонов частот:
а – в полосе частот диапазона f_1; *б* – в полосе частот $2f_1$;
в – в полосе частот диапазона $3{,}2f_1$; *г* – в полосе частот диапазона $5{,}3f_1$

Выводы

1. Разработанная методика первичного выбора параметров гофрированного рупора позволяет значительно сократить объем вычислительных затрат при разработке облучающих систем многодиапазонных зеркальных антенн на основе гофрированных рупоров.

2. Выполненные численные исследования подтвердили эффективность предложенной методики при разработке облучающих систем многодиапазонных зеркальных антенн с различным числом и соотношением центральных частот совмещаемых диапазонов.

Список литературы

1. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. Hoboken, New Jersey: John Willey & Sons, 2005. 1136 p.

2. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Многодиапазонные облучатели зеркальных антенн на основе конических гофрированных рупоров // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 19–23.

3. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я. Выбор показателей и критерия эффективности облучателя многодиапазонной зеркальной антенны системы спутниковой связи // IX Всерос. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радионавигация». 23–25 ноября 2015 г. Сб. докладов. М.: Изд. JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С. 52–57.

4. Райзер Ю.П. Физика газового разряда: науч. издание. 3-е изд. перераб и доп. М.: Интеллект, 2009. 736 с.

5. Фельдштейн А.Л., Ярвич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967.

ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ СО ШЛЕЙФНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Д. С. Левкин[1], И. С. Кононов[1], М. О. Савишников[2], В. С. Денисенко[2], Я. Ф. Бальва[3]

[1]*Сибирский государственный университет науки и технологий им. М. Ф. Решетнева*
660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
[2]*Сибирский федеральный университет*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
[3]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок
E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

Рассмотрена новая конструкция полоскового шпилькового резонатора со шлейфным элементом. На основе предложенной конструкции синтезирован миниатюрный полосно-пропускающий фильтр шестого порядка с высокой частотной селективностью за счет наличия на его амплитудно-частотной характеристике нулей коэффициента передачи, которые располагаются симметрично по обе стороны от центра полосы пропускания.

Полосковые и микрополосковые полосно-пропускающие фильтры получили широкое распространение в СВЧ-аппаратуре благодаря своей миниатюрности, надежности, простоте и технологичности в производстве. К основным недостаткам традиционных конструкций таких фильтров относят трудности получения высокой крутизны склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также протяженной высокочастотной полосы заграждения. Учитывая тот факт, что собственная добротность полосковых резонаторов сравнительно невелика, применение нерегулярных резонаторов и наращивание числа звеньев для повышения селективности фильтров и расширения полосы заграждения не всегда возможно, так как это приводит к значительному росту затухания в полосе пропускания. Поэтому разработка новых конструкций фильтров с целью получения предельно высоких характеристик – это важная и актуальная задача.

Одним из известных способов увеличения крутизны склонов АЧХ фильтров является включение в микрополосковые резонаторы шлейфных элементов [1]. Однако традиционные конструкции таких устройств характеризуются сравнительно большими размерами и неширокой высокочастотной полосой заграждения. В настоящей работе исследуются фильтры на основе новой конструкции миниатюрного полоскового шпилькового резонатора на подвешенной подложке со шлейфным элементом, топология проводников которого показана на рис. 1.

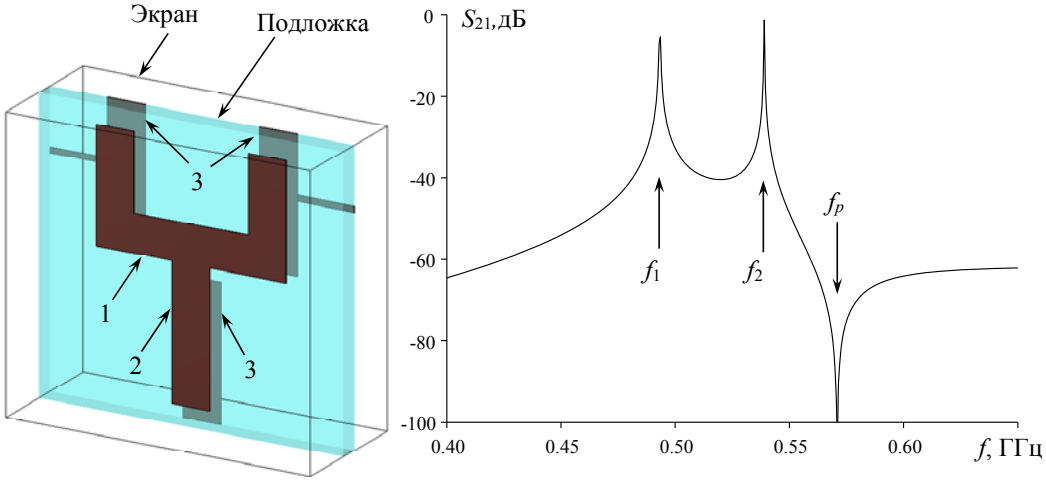


Рис. 1. Топология проводников исследуемого полоскового резонатора
и его амплитудно-частотная характеристика при слабой связи с линиями передачи

Резонатор образован шпильковым полосковым проводником *1* на одной стороне подложки, к центру которого подключен шлейфный элемент *2*. На второй стороне подложки расположены полосковые проводники *3*, замкнутые одним концом на экран. Эти проводники расположены напротив разомкнутых концов полосковой структуры на первой стороне подложки и вместе с ними образуют квазисосредоточенные емкости, которые существенно уменьшают размеры резонатора. На этом же рисунке приведена АЧХ исследуемого резонатора, рассчитанная в программе электродинамического анализа для случая его слабой связи с линиями передачи. Данная АЧХ получена при следующих конструктивных параметрах полосковой структуры: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$; толщина подложки 0,25 мм; расстояние от экранов до поверхности подложки 3 мм, ширина полосковых проводников 1 мм. Видно, что исследуемый резонатор является трехмодовым с близкими собственными частотами f_1, f_2, и f_p. Исследования показали, что первые две моды f_1 и f_2 участвуют в формировании полосы пропускания фильтра на основе такого резонатора, а третья мода f_p формирует ноль коэффициента передачи на АЧХ вблизи полосы пропускания.

На основе предложенной конструкции были синтезированы однорезонаторные фильтры второго порядка с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 0{,}5$ ГГц и одинаковой относительной шириной полосы пропускания $\Delta f / f_0 = 12$ %. Фильтры отличались длинной шлейфного элемента, которая определяла положение нуля коэффициента передачи справа либо слева от полосы пропускания. На рис. 2 представлены рассчитанные АЧХ этих фильтров, полученные при следующих конструктивных параметрах: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$; толщина подложки 0,25 мм; расстояние от экранов до поверхности подложки 3 мм; ширина полосковых проводников 1 мм. КСВН в полосе пропускания фильтров не более 1,5.

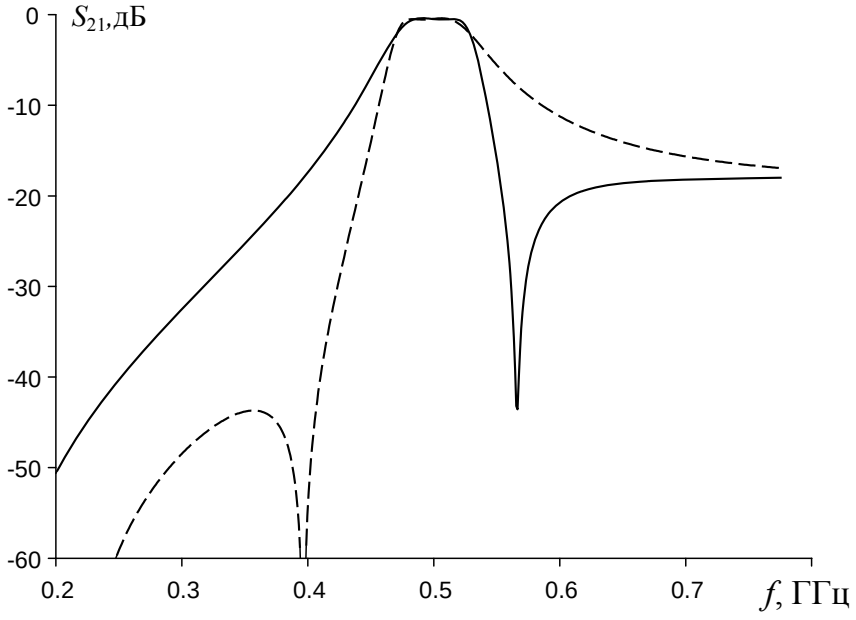


Рис. 2. АЧХ полосовых фильтров на основе шпилькового резонатора со шлейфным элементом

Из представленных зависимостей видно, что, подбирая конструктивные параметры резонатора, можно менять положение нуля коэффициента передачи, тем самым существенно улучшая крутизну одного из склонов полосы пропускания.

Наряду с однорезонаторными фильтрами второго порядка в работе также были исследованы двухрезонаторные и трехрезонаторные фильтры. Было обнаружено, что в многорезонаторных конструкциях подбором длины шлейфных элементов можно реализовать АЧХ с несколькими нулями коэффициента передачи, которые располагаются по обе стороны от центра полосы пропускания. На рис. 3 представлена АЧХ трехрезонаторного фильтра, синтезированного в программе электродинамического анализа с основными конструктивными параметрами такими же, как были указаны ранее для рис. 2. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 0{,}5$ ГГц при относительной ширине полосы пропускания $\Delta f / f_0 = 12$ %.

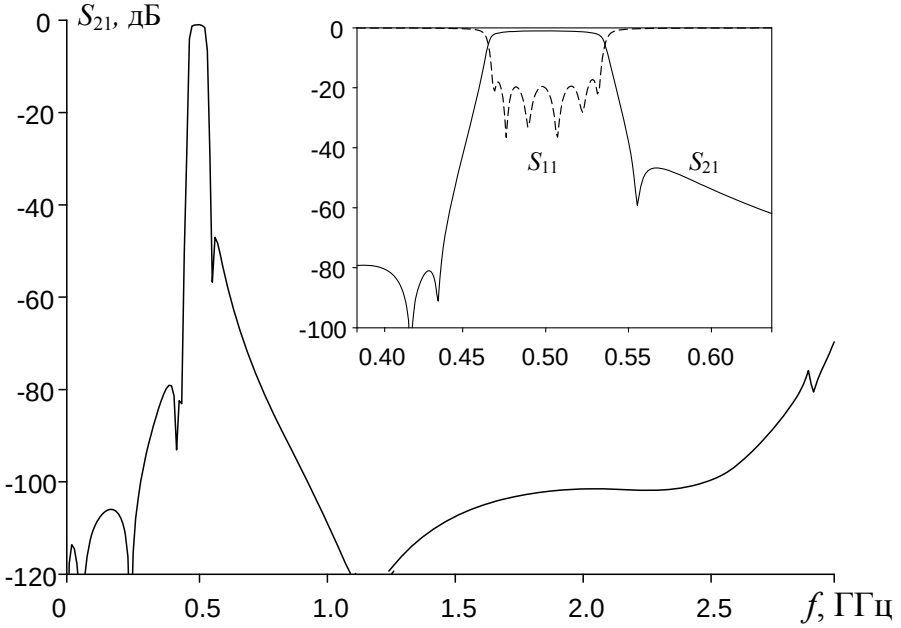


Рис. 3. АЧХ трехрезонаторного фильтра шестого порядка

Видно, что разработанный фильтр имеет не только высокую крутизну склонов АЧХ, но и протяженную высокочастотную полосу заграждения, которая по уровню затухания 60 дБ простирается до частоты $6 f_0$. Минимальные вносимые потери в полосе пропускания не превышают 1 дБ. Габариты полосковой структуры 31 мм × 14,5 мм.

Таким образом, проведенные исследования показали, что предложенная конструкция полоскового фильтра на шпильковых резонаторах со шлейфами является перспективной. По массогабаритным показателям, протяженности полосы заграждения и потерям в полосе пропускания она имеет большие преимущества по сравнению с фильтрами, которые строятся каскадным соединением более простых двухзвенных конструкций, а также с многозвенными фильтрами традиционных конструкций.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.575.21.0142.

Список литературы

1. Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. Фильтр на основе каскадированных двухзвенных секций, образованных микрополосковыми резонаторами со шлейфами. В кн. 10-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: Вебер, 2000. С. 367–368.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ НАГРУЗКА

Г. Г. Савенков, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: gleb_savenkov@inbox.ru

Представлена двухканальная СВЧ-нагрузка для диапазона частот 0–10 ГГц, выполненная на основе неотражающего частотно-разделительного устройства, содержащего отрезки симметричных и несимметричных линий. В низкочастотном канале в качестве диссипативного элемента использован сосредоточенный планарный пленочный резистор. В высокочастотном канале использована микрополосковая линия передачи с большими потерями.

В настоящее время для работы с радиопередающими устройствами различного назначения необходимы широкополосные аттенюаторы и нагрузки высокого уровня мощности. Данное измерительное оборудование может также найти применение для проверки параметров спутниковых бортовых комплексов, современных цифровых систем связи и радиоканалов телекоммуникационных сетей. Одним из перспективных методов построения мощных СВЧ-нагрузок является применение планарных пленочных резисторов с диэлектрической подложкой из бериллиевой керамики, обеспечивающей эффективный отвод рассеиваемой мощности на внешний радиатор. Данный метод построения нагрузок по существу базируется на микрополосковой технологии, получившей большое распространение при изготовлении современных СВЧ-устройств. Как известно [1, 2], для увеличения рассеиваемой СВЧ-мощности необходимо увеличивать площадь резистивного слоя планарного пленочного резистора. Однако в этом случае также увеличивается паразитная емкость, что, в соответствии с теорией широкополосного согласования, приводит к уменьшению потенциально достижимой полосы частот при заданном уровне согласования [2]. Для устранения этого противоречия в работе предлагается двухканальное построение широкополосной нагрузки на основе частотно-разделительного устройства с псевдодополняющими фильтрами, реализованными в распределенном элементном базисе [3]. При этом в низкочастотном канале используется сосредоточенный пленочный резистор, граничная частота которого находится выше частоты стыковки фильтров частотно-разделительного устройства. В высокочастотном канале в качестве распределенного нагрузочного элемента предложено использовать отрезок микрополосковой линии значительной длины с большими диссипативными потерями. Конструктивно это реализуется как длинный резистивный слой, ширина которого соответствует волновому сопротивлению линии без потерь. За счет интенсивного затухания падающих и отраженных волн такой распределенный резистивный элемент оказывается хорошо согласованным на высоких частотах. На низких частотах согласование ухудшается, но в этом случае за счет фильтрующих свойств частотно-разделительного устройства входная СВЧ-мощность поступает в низкочастотный канал. Таким образом, частотно-разделительное устройство с сосредоточенным и распределенным нагрузочными элементами представляет собой широкополосную неотражающую нагрузку.

На рис. 1 показана схема двухканальной СВЧ-нагрузки, а на рис. 2 показана 3D-модель микрополосковой линии с большими диссипативными потерями. Для улучшения согласования в области низких частот использовано разбиение микрополосковой линии на два участка с возрастающей величиной погонного сопротивления потерь. Для обеспечения работоспособности частотно-разделительного устройства в диапазоне частот до 10 ГГц фильтр нижних частот и фильтр верхних частот выполнены на отрезках короткозамкнутых и разомкнутых линий передачи, волновое сопротивление каждого из

которых в $\sqrt{2}$ раз больше номинального сопротивления нагрузки. Паразитная емкость сосредоточенного планарного пленочного резистора мощностью 50 Вт, используемого в низкочастотном канале, составляет 0,4 пФ.

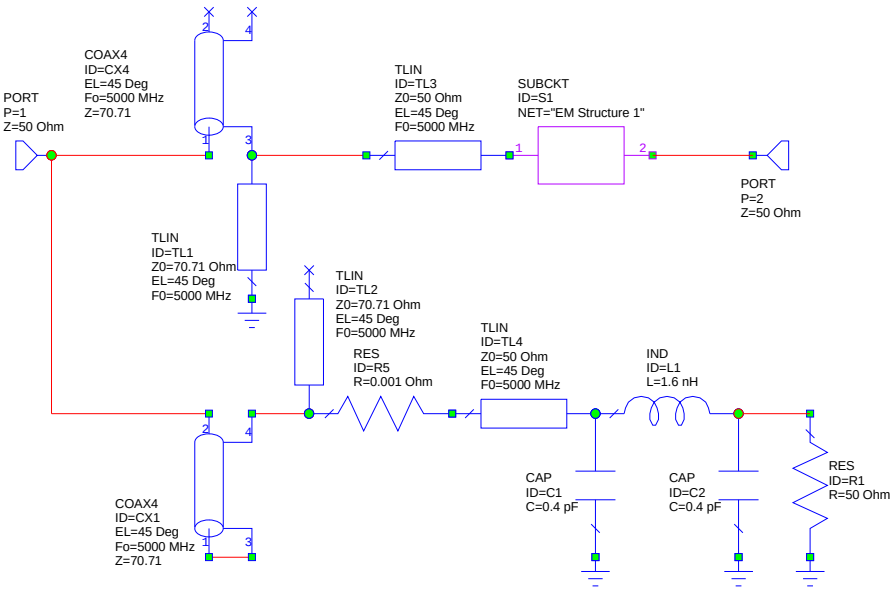


Рис. 1. Схема двухканальной СВЧ нагрузки

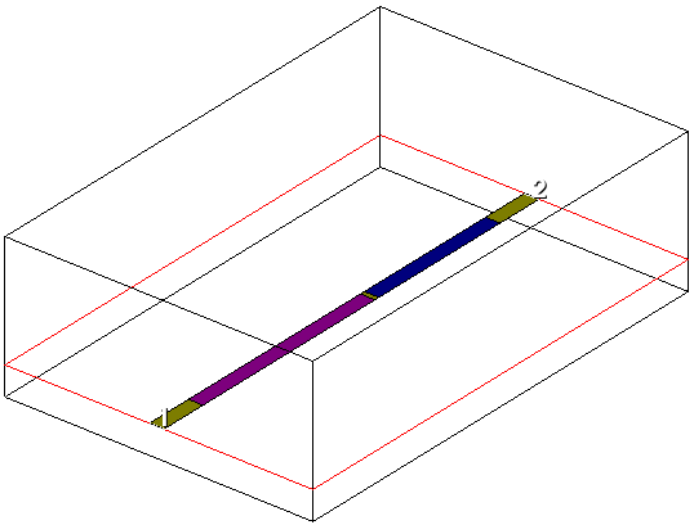


Рис. 2. 3D-модель микрополосковой линии с большими потерями (SUBCKT)

На рис. 3 представлены результаты компьютерного моделирования частотной зависимости коэффициента стоячей волны (VSWR) для двухканальной нагрузки с номинальным сопротивлением 50 Ом и параметрами, указанными на схеме (рис. 1). Как видно из графика (рис. 3), двухканальная нагрузка объединяет полосу частот сосредоточенного планарного резистора (50 Ом) и полосу частот распределенного резистивного элемента в виде микрополосковой линии с большими потерями.

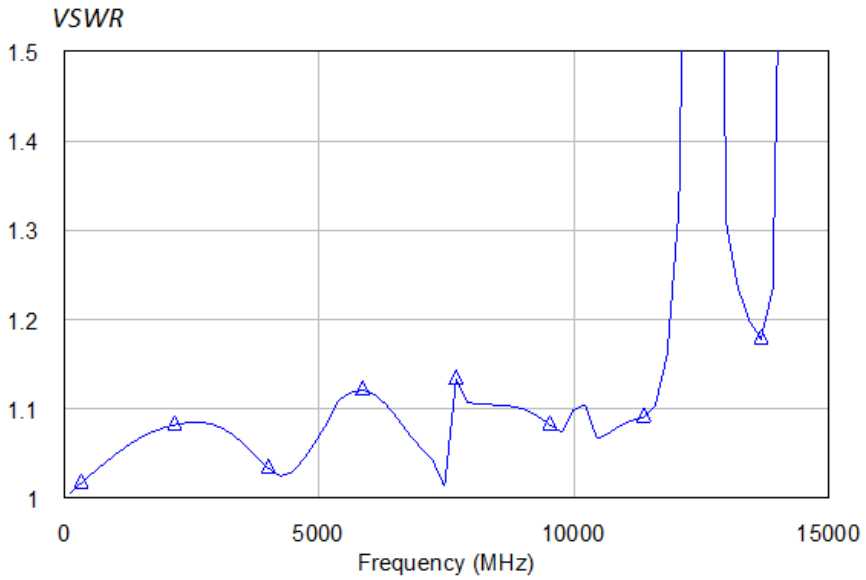


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны

Таким образом, предложенный в данной работе двухканальный метод построения широкополосных СВЧ-нагрузок большой мощности обеспечивает допустимую входную мощность СВЧ-сигнала на уровне 50 Вт в полосе частот 0–10 ГГц.

Список литературы

1. Разинкин В.П., Хрусталев В.А., Матвеев С.Ю. Широкополосные управляемые СВЧ-устройства высокого уровня мощности: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. 316 с. (серия «Монография НГТУ»).

2. Синтез согласующих цепей для пленочных СВЧ-нагрузок и аттенюаторов / В.П. Разинкин, Г.Г. Савенков, М.Г. Рубанович, В.В. Югай // Вопросы радиоэлектроники, серия общетехническая. 2017. № 4. С. 77–80.

3. Алексев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение. М.: Радио и связь, 1981. 136 с.

МНОГОМОДОВЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР И ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА ЕГО ОСНОВЕ

М. О. Савишников[1], А. А. Баскова[1], А. М. Сержантов[1, 2] (научный руководитель)

[1]*Сибирский федеральный университет*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
[2]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок
E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

Исследована новая конструкция многомодового полоскового резонатора. На основе предложенной конструкции разработаны широкополосные полосно-пропускающие фильтры, характеризующиеся значительной миниатюрностью и высокими частотно-селективными свойствами.

Известно, что важнейшими элементами радиотехнических систем приема и обработки широкополосных сигналов являются широкополосные полосно-пропускающие фильтры. Главные требования, предъявляемые к конструкциям таких фильтров – высокие частотно-селективные свойства, миниатюрность и технологичность в производстве. Всем этим требованиям в значительной мере удовлетворяют полосковые и микрополосковые фильтры [1]. Как известно, для увеличения ширины полосы пропускания в традиционных конструкциях многозвенных полосковых фильтров требуется существенное уменьшение зазоров между полосковыми проводниками для обеспечения необходимой связи резонаторов. В результате возникают большие технологические сложности при изготовлении малых зазоров, а также уменьшается электрическая прочность фильтров. Кроме того, уровень подавления в полосах заграждения таких фильтров в большинстве случаев небольшой. В настоящей работе исследуется новая конструкция многомодового полоскового резонатора, позволяющая реализовывать на ее основе широкополосные фильтры, в значительной степени свободные от указанных недостатков.

Топология проводников исследуемого многомодового полоскового резонатора показана на рис. 1. Резонатор образован крестообразным проводником, конец которого закорочен на экран на одной поверхности подложки, и регулярными полосковыми проводниками, одним концом замкнутыми на экран на второй поверхности подложки.

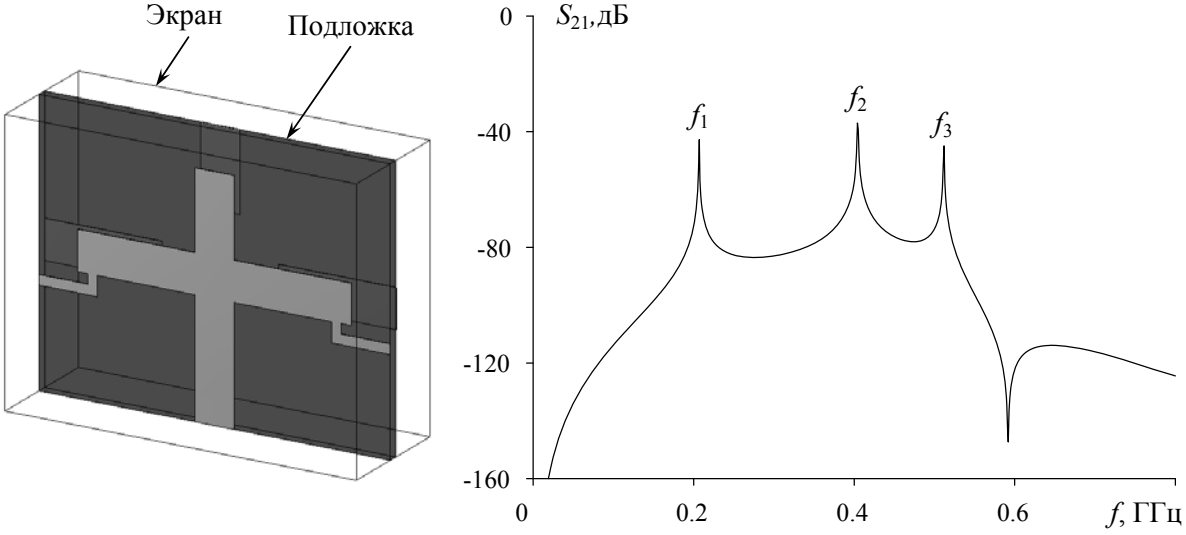


Рис. 1. Топология проводников многомодового полоскового резонатора
и его амплитудно-частотная характеристика при слабой емкостной связи с линиями передачи

На этом же рисунке приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) исследуемого резонатора, рассчитанная для случая его слабой емкостной связи с линиями передачи. АЧХ резонатора получена при следующих конструктивных параметрах полосковой структуры: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$; толщина подложки 0,25 мм; расстояние от экранов до поверхности подложки 3,5 мм, ширина полосковых проводников 2,5 мм.

Видно, что исследуемый резонатор является трехмодовым с близкими собственными частотами f_1, f_2 и f_3. Для установления структуры собственных мод колебаний в программе электродинамического анализа были рассчитаны распределения высокочастотных токов в проводниках многомодового резонатора на указанных частотах (рис. 2).

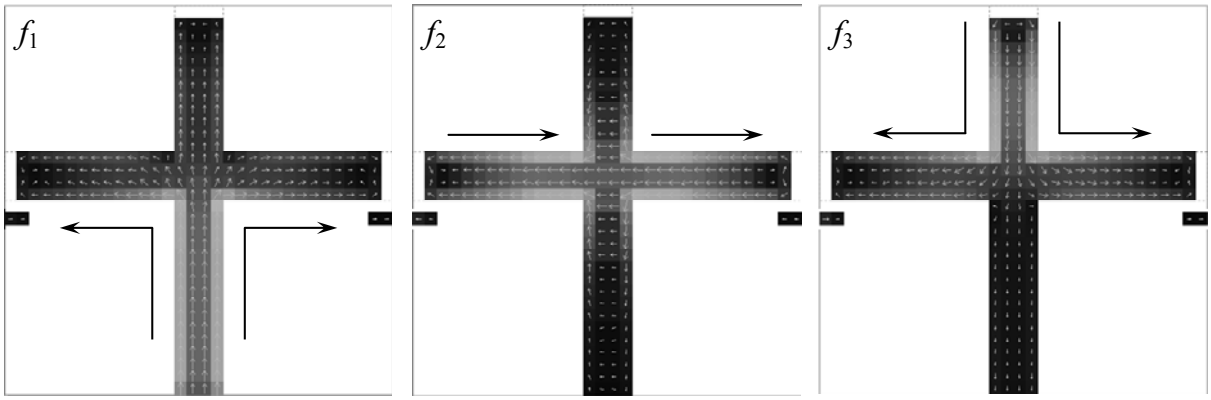


Рис. 2. Распределение высокочастотных токов в проводниках многомодового резонатора на частотах первых трех мод колебаний (стрелки показывают направления токов)

Исследования показали, что размеры рассматриваемого многомодового резонатора можно значительно уменьшить, введя скачки ширины крестообразного полоскового проводника (рис. 3).

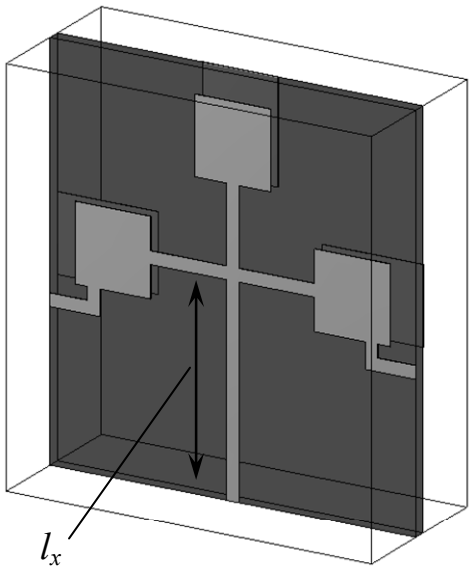


Рис. 3. Топология проводников миниатюризованного многомодового резонатора

На основе такого резонатора были синтезированы широкополосные фильтры с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 1$ ГГц для нескольких значений относи-

тельной ширины полосы пропускания $\Delta f / f_0$. На рис. 4 представлены АЧХ синтезированных фильтров, полученные при следующих конструктивных параметрах: относительная диэлектрическая проницаемость подложки ε = 80; толщина подложки 0,25 мм; расстояние от экранов до поверхности подложки 3,5 мм; ширина узких участков крестообразного полоскового проводника 0,12 мм, широких – 0,62 мм. КСВН в полосе пропускания фильтров не более 1,5. Размеры полосковой структуры составляли 6 мм × 10 мм.

Из представленных зависимостей видно, что на основе предложенной конструкции многомодового резонатора реализуются сверхширокополосные фильтры с протяженной (до частот не менее $4f_0$) и глубокой полосой заграждения. Обнаружено, что величина относительной ширины полосы пропускания фильтров в первую очередь определяется положением точки l_x соединения проводников в крест, относительно заземленного конца крестообразного проводника, причем зависимость близка к линейной.

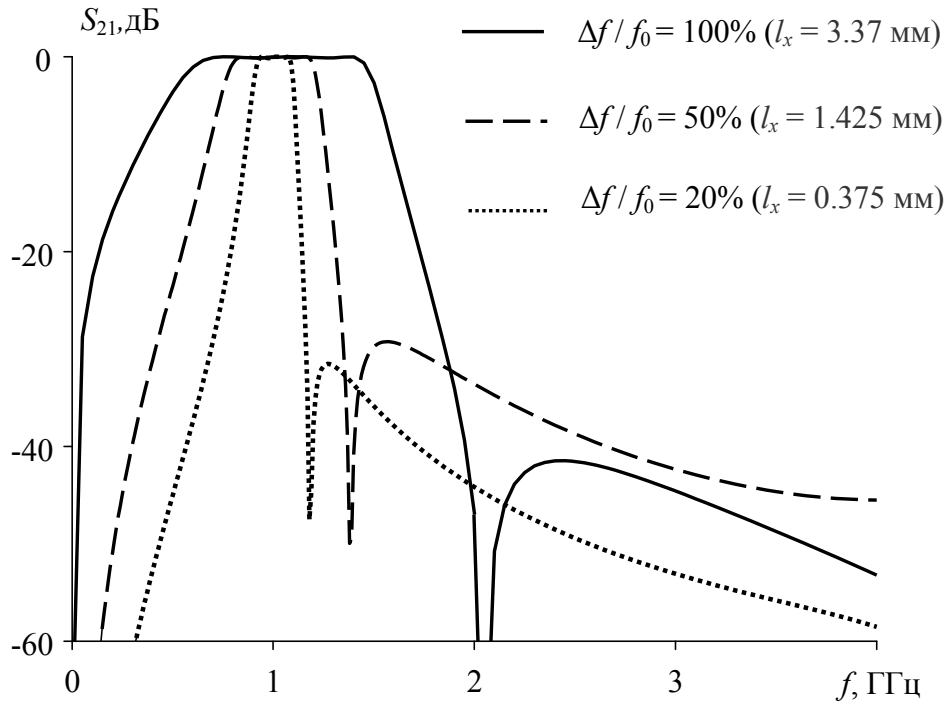


Рис. 4. АЧХ широкополосных фильтров на основе миниатюризованного многомодового резонатора

Таким образом, результаты проведенных исследований показывают перспективность применения предложенного многомодового полоскового резонатора для создания широкополосных полосно-пропускающих фильтров с высокими частотно-селективными свойствами.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.575.21.0142.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Широкополосный микрополосковый фильтр / Тр. 11-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2001 г. С. 501–502.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ФИКСИРОВАННЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ НА СВЯЗАННЫХ СТУПЕНЧАТЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ КЛАССА II СО ШЛЕЙФОМ

П. П. Куцько[1], В. П. Мещанов[2], К. А. Саяпин[2], Д. Н. Шерстюков[3]

[1]*Мытищинский научно-исследовательский институт радиоизмерительных приборов*
141002, г. Мытищи Московской обл., ул. Колпакова, 2а
[2]*ООО Научно-производственное предприятие «НИКА-СВЧ»*
410002, г. Саратов, ул. Московская, 66
E-mail: sayapin_kirill@mail.ru
[3]*Министерство обороны Российской Федерации*

Решена задача синтеза сверхширокополосных фиксированных фазовращателей на основе связанной ступенчатой линии передачи класса II с короткозамкнутым шлейфом. На основе полученных решений разработан микрополосковый фиксированный фазовращатель с номинальным фазовым сдвигом $\varphi_0 = 90°$ и коэффициентом перекрытия рабочего диапазона частот □=3. Результаты эксперимента находятся в удовлетворительном согласии с моделированием.

В современной контрольно-измерительной и приемо-передающей аппаратуре высока потребность в широкополосных устройствах фазового смещения. В связи с этим является актуальным исследование фиксированных фазовращателей (ФФ), функциональное назначение которых заключается в обеспечении заданного фазового сдвига между сигналами на выходах опорного канала (ОК) и фазосдвигающего канала (ФК) в рабочей полосе частот.

Целью данной работы является теоретическое и экспериментальное исследование структуры ФФ, образованной каскадным включением чередующихся отрезков связанных и несвязанных линий передачи (ЛП) класса II [1] с несогласованной нагрузкой в виде короткозамкнутого шлейфа. Исследования ФФ на основе связанных ЛП класса II проводились ранее [2], однако без использования в их структуре шлейфа. Между тем короткозамкнутый шлейф в структуре ФК дополняет математическую модель варьируемыми параметрами, а также позволяет уменьшить коэффициент связи между связанными линиями [3], что упрощает технологию изготовления.

В качестве исходной выбрана трехступенчатая структура ФФ (рис. 1). Заданное номинальное значение фазового сдвига $\varphi_0 = 90°$, коэффициент перекрытия рабочего диапазона частот □=3.

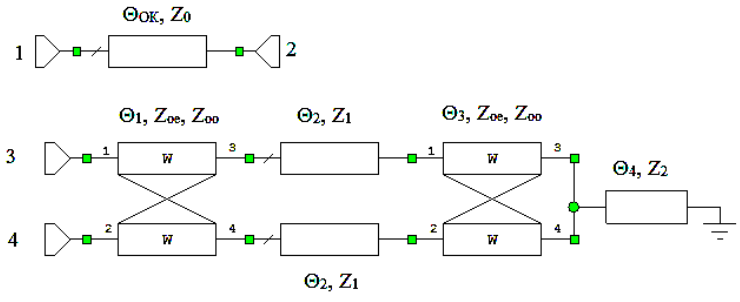


Рис. 1. Модель фазовращателя в приближении Т-волн

Задача параметрического синтеза ставилась в виде двухкритериальной минимаксной задачи

$$\min_{\bar{A}} \max_{f\in[f_1,f_2]} (\varphi_0 - \varphi(f,\bar{A})),$$

$$\min_{\overline{\boldsymbol{A}}} \max_{f\in[f_1,f_2]} \text{КСВН}(f,\overline{\boldsymbol{A}}),$$

где φ_0 – заданное номинальное значение фазового сдвига; $\text{КСВН}(f,\overline{\boldsymbol{A}})$ – коэффициент стоячей волны по напряжению плеч фазовращателя; $\varphi(f,\overline{\boldsymbol{A}})$ – фазочастотная характеристика (ФЧХ) фазовращателя; f_1, f_2 – граничные частоты рабочего диапазона; $\overline{\boldsymbol{A}} = (Z_{00}, Z_{oe}, Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_{\text{ОК}})$ – вектор варьируемых параметров, включающий в себя волновые сопротивления отрезков связанных ЛП при четном Z_{oe} и нечетном Z_{oo} типах возбуждения, волновые сопротивления отрезков одиночной ЛП Z_1 и шлейфа Z_2, электрические длины отрезков связанных θ_1, θ_3, одиночных линий передачи θ_2 и шлейфа θ_4.

Результаты синтеза в приближении Т-волн показали, что отклонение фазочастотной характеристики от заданного номинального значения составляет 0,14º, а значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) не превышает 1,18.

Используя полученные оптимальные значения электрических параметров в качестве начального приближения, была построена микрополосковая схемотехническая модель, рассчитанная на 90-градусный номинальный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот 0,5–1,5 ГГц. Так как решения в приближении Т-волн не учитывают особенностей распространения волн в средах с неоднородным диэлектрическим заполнением, наблюдается отклонение ФЧХ микрополосковой схемотехнической модели от ФЧХ модели в приближении Т-волн. В связи с этим для улучшения частотных характеристик потребовалось решить дополнительную задачу параметрической оптимизации, поставленную в виде

$$\min_{\overline{\boldsymbol{AL}}} \max_{f\in[0.5,1.5]} (\varphi_0 - \varphi(f,\overline{\boldsymbol{AL}})),$$
$$\min_{\overline{\boldsymbol{AL}}} \max_{f\in[0.5,1.5]} \text{КСВН}(f,\overline{\boldsymbol{AL}}),$$

где $\overline{\boldsymbol{AL}}$ – вектор варьируемых параметров, включающий в себя геометрические размеры отрезков одиночных и связанных ЛП фазосдвигающего канала, а также длину ОК. Решение задачи оптимизации позволило добиться требуемых частотных характеристик фиксированного фазовращателя: уклонение ФЧХ составляет 0,65º, максимальное значение КСВН не превышает 1,28.

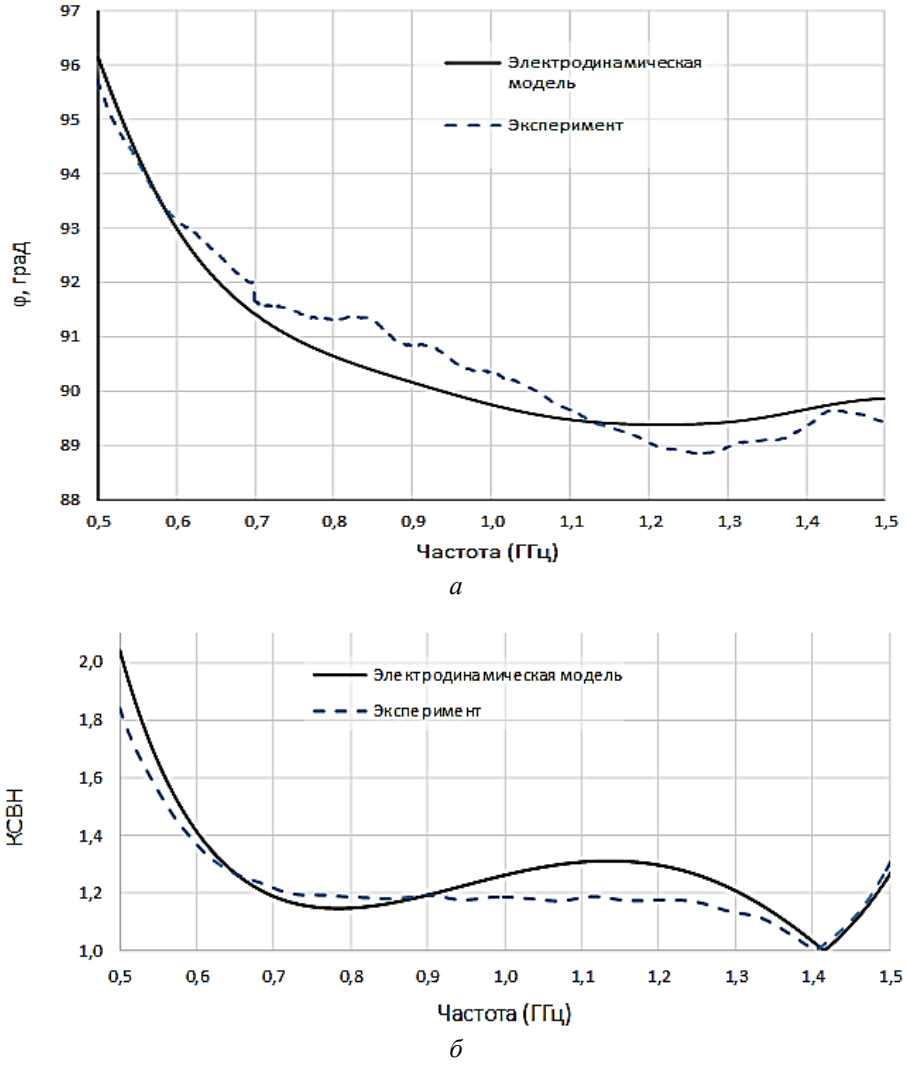
С целью уточнения результатов моделирования была построена модель на основе топологии схемотехнической модели, с небольшими корректировками геометрических размеров, в симуляторе AWR AXIEM и проведено электродинамическое моделирование. Полученные частотные характеристики приведены на рис. 2.

Для подтверждения результатов моделирования был изготовлен экспериментальный образец фазовращателя. В качестве подложки использовался материал RO4003C с диэлектрической проницаемостью □=3,55 и толщиной 0,813 мм, толщина металлизации составляет 18 мкм.

Как показали результаты измерений, проведенных с помощью векторного анализатора цепей R&S ZVA-40, в диапазоне частот 0,6–1,5 ГГц при экспериментальном номинальном значении фазового сдвига 91º отклонение ФЧХ составляет 2º, значение КСВН не превышает 1,4.

Таким образом, предложенная структура фиксированного фазовращателя продемонстрировала приемлемые частотные характеристики при удовлетворительном соответствии экспериментальных данных с результатами моделирования. Использование короткозамкнутого шлейфа позволило улучшить частотные характеристики и решить проблему сильной связи в распределенных связанных линиях. Кроме того, за счет ис-

пользования ЛП класса II габаритные размеры ФФ существенно уменьшены по сравнению с аналогичными структурами класса I.



а

б

Рис. 2. Частотные характеристики фиксированного фазовращателя: *а* – ФЧХ; *б* – КСВН

Список литературы

1. Мещанов В.П., Тупикин В.Д., Чернышев С.Л. Коаксиальные пассивные устройства / Под общей ред. В.П. Мещанова. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1993. 416 с.

2. Мещанов В.П., Метельникова И.В., Фокеев Л.Г. Оптимальный синтез ступенчатых фазовращателей II класса // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28. № 12.

3. Алексеев В.И., Ануфриев А.Н., Мещанов В.П., Семенчук В.В., Шикова Л.В. Новая структура сверхширокополосных фиксированных фазовращателей на основе ступенчатых связанных линий передачи со шлейфами // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 5. С. 508–514.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

Д. А. Тюфякин, А. С. Загородний, В. Г. Нечаев

Научно-производственная фирма «Микран»
634041, г. Томск, пр. Кирова, 51д
E-mail: tufyakin.da@micran.ru

Статья посвящена детекторам проходящей мощности СВЧ-сигналов. В работе представлены два типа детекторов на основе низкобарьерных диодов: направленные, содержащие схему направленного моста, и ненаправленные. Приведены основные отличия, принцип работы и предложения по применению. Представлены разработанные в АО «НПФ «Микран» детекторы с частотным диапазоном от 10 МГц до 32 ГГц и динамическим диапазоном до 80 дБ.

Введение

Одним из важнейших параметров при измерении в радиоаппаратуре СВЧ-диапазона является мощность. Большинство современных сенсоров мощности содержат в качестве преобразовательного элемента термопары или диодные детекторы. По сравнению с калориметрическими, термисторными и другими методами, диодные детекторы обладают рядом преимуществ: способность обеспечивать большой диапазон рабочих частот, малое время реакции, возможность обеспечения высокого уровня чувствительности. Основные характеристики детекторов зависят от используемых в их составе диодов. Наиболее часто используются низкобарьерные диоды с нулевым смещением и диоды Шоттки [1, 2].

Большинство современных датчиков мощности при измерениях выступают в качестве согласованной нагрузки и детектируют мощность, рассеиваемую на 50-омной нагрузке. Однако нередко важно контролировать мощность сигнала в линии передачи без отключения от нагрузки. Для подобных задач применяют детекторы проходящей мощности (ДПМ).

Детекторы проходящей мощности

Наиболее важными характеристиками ДПМ являются диапазон рабочих частот, вносимые потери, динамический диапазон, КСВ и неравномерность частотной характеристики.

Существует два типа детекторов проходящей мощности, а именно направленные и ненаправленные. В первом типе в схему детектора включен резистивный мост, обеспечивающий разделение падающей волны от отраженной, во втором типе детектор включается непосредственно в линию передачи без направленного моста. Направленность детектора определяет отношение детектируемого напряжения при прямом включении к напряжению при инверсном включении [3]. Под инверсным понимается подключение источника к СВЧ-выходу МИС, а к СВЧ-входу – согласованной нагрузки. На практике коэффициент отражения всегда отличен от нуля, то есть волновое сопротивления нагрузочного элемента не равно 50 Ом, что снижает уровень детектируемой мощности. Упрощенная схема направленного детектора состоит из преобразовательного элемента и резистивного моста (рис. 1).

Детектор реализован на основе направленного моста. За счет подбора номиналов сопротивлений R1-R3 обеспечивается развязка между портами. Таким типом детектора, производимым научно-производственной фирмой «Микран», является модель серии MD902. Для оценки работы преобразователя в СВЧ-диапазоне используют коэффициент передачи и отражения (рис. 2).

Для обеспечения необходимого коэффициента ответвления и КСВ в схеме детектора на проход стоит резистор номиналом 5 Ом, позволяющий обеспечить уровень по-

терь мощности в начале частотного диапазона не выше одного децибела. Вносимые потери в зависимости от частоты варьируются в диапазоне от минус 1 дБ до минус 3 дБ.

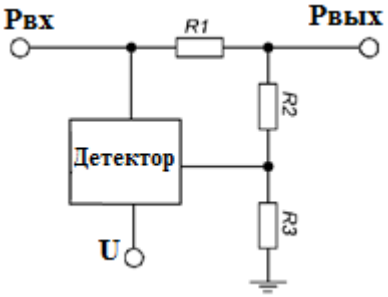
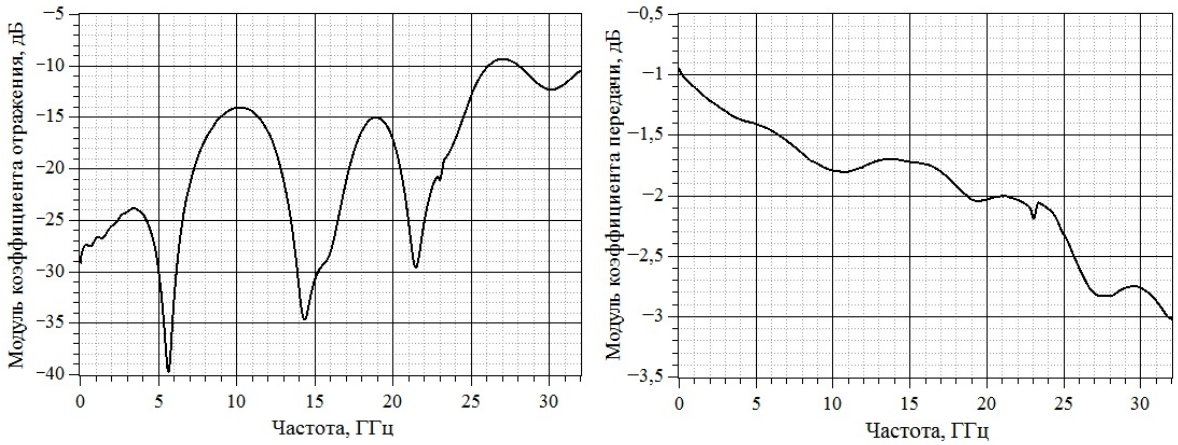


Рис. 1. Упрощённая схема направленного детектора



а *б*

Рис. 2. Возвратные потери (*а*) и коэффициент передачи (*б*) детектора серии MD902

Чувствительность детектора проходящей мощности мала из-за наличия в схеме сопротивлений, определяющих его направленные свойства, и ограничивая диапазон входной мощности от минус 40 до плюс 15 (рис. 3).

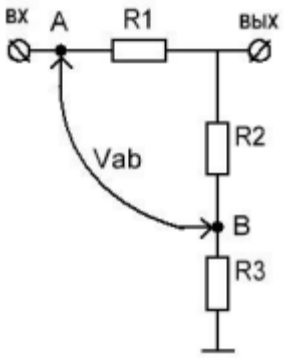


Рис. 3. Упрощенная схема направленного детектора

Напряжение, возникающее между точка A и B, детектируется и равно $V = 0{,}18 \cdot V_{\text{вх}}$. При этом значение коэффициента ответвления составит примерно 15 дБ [4].

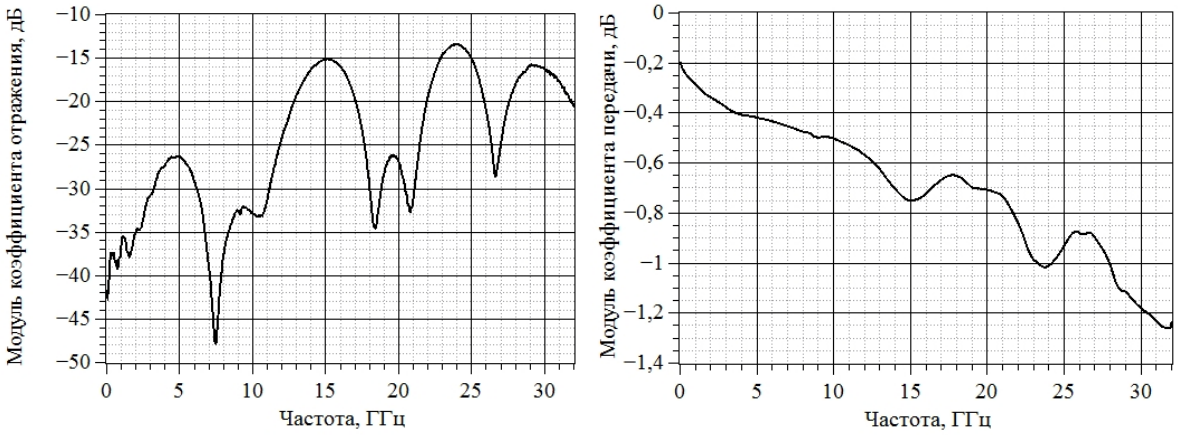
В схеме ненаправленного детектора (рис. 4) нет резистивного моста, что тем самым приводит к снижению уровня вносимых потерь. В детекторах такого типа проис-

ходит преобразование мощности как падающей, так и отраженной волны. Вследствие этого возникает необходимость обеспечения точного согласования схемы с нагрузкой для уменьшения влияния на чувствительный элемент.



Рис. 4. Структурная схема детектора MD907

У такого типа детектора в диапазоне частот от 100 МГц до 23 ГГц вносимые потери не превышают 1 дБ, а возвратные потери не превышают 15 дБ (рис. 5).



а *б*

Рис. 5. Возвратные потери (*а*) и коэффициент передачи (*б*)

Все ранее указанные параметры для MD907 сохраняются при хорошем уровне согласования МИС. Сравнение детекторных характеристик СВЧ блоков MD907 и MD902, представлено ниже (рис. 6).

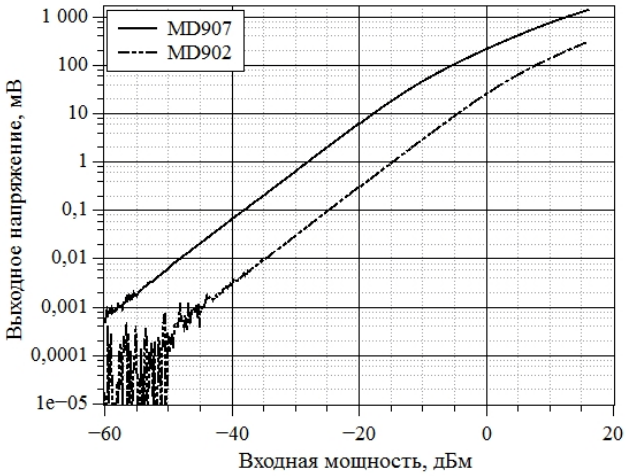


Рис. 6. Детекторные характеристики

Также одним из основных параметров является стабильность уровня детектируемого напряжения от частоты (рис. 7).

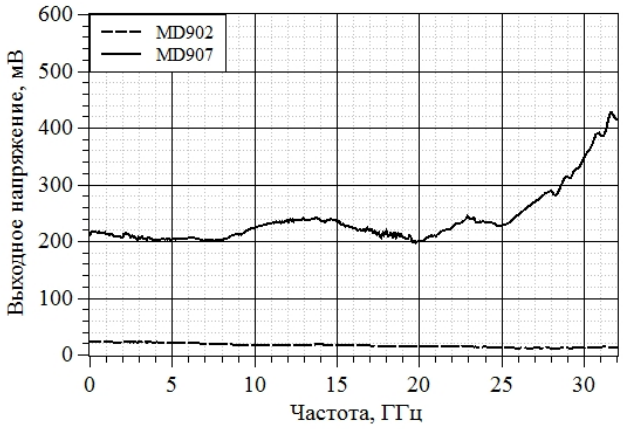


Рис. 7. Зависимость детектируемого напряжения от частоты

Детектор MD902 имеют минимальную частотную нестабильность в широком диапазоне частот. MD907 работает стабильно в диапазоне до 27 МГц.

Уровень детектируемого напряжения у двух типов преобразователей разный. Связано это с тем, что в детекторе MD907 падающая волна не ответвляется, теряя часть мощности, в отличие от детектора MD902. Ниже представлен график направленности для MD902 (рис. 8).

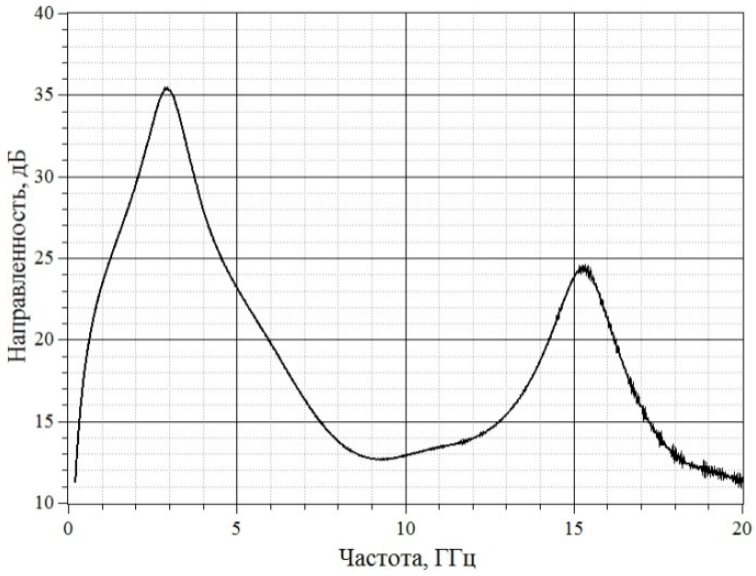


Рис. 8. График направленности MD902

Направленность у детектора MD902 не хуже 12 дБ, это связано с низким влиянием отраженной волны на чувствительный элемент. В результате динамическая характеристика, полученная при инверсном включении, имеет низкий уровень детектируемого напряжения.

На рисунке представлен СВЧ-блок детектора, содержащего МИС MD902, соединённую с подводящими микрополосками при помощи разварочных проволочек (рис. 9).

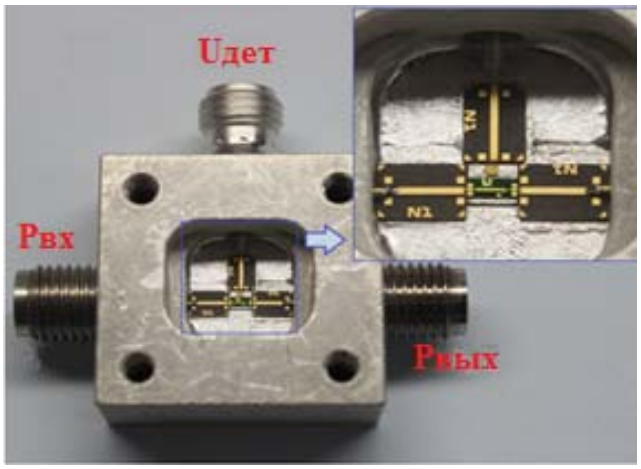


Рис. 9. Детектор проходящей мощности

Заключение

Детекторы проходящей мощности широко используются в системах СВЧ-мониторинга, а также в схемах автоматического управления усилением. В представленных в данной статье детекторах более широкие динамические и частотные диапазоны по сравнению с имеющимися на рынке аналогами. Каждый из представленных типов детекторов может использоваться в измерительном оборудовании с частотным диапазоном от 10 МГц до 32 ГГц и выше.

Детектор MD907 обеспечивает измерение мощности от минус 50 дБм до плюс 15 дБм. Направленный детектор MD902, благодаря наличию резистивного моста, может использоваться в системах с плохим согласованием, при условии учета вносимых потерь. Детектор серии MD907 из-за отсутствия направленности, рекомендуется включать в цепи, у которых волновое сопротивление близко к 50 Ом, то есть при условии хорошего согласования дальнейшего тракта для обеспечения минимальных вносимых потерь. При подключении рассогласованной нагрузки на выход МИС её технические характеристики ухудшаются, а отраженная и падающая волны в равной степени будут оказывать влияние на детектор, затрудняя процесс измерений.

Список литературы

1. Hrobak M. et.al. Planar Zero Bias Schottky Diode Detector Operating in the E-and W-Band. Microwave Conference (EuMC). 2013. P. S179–S182.

2. Юнусов И.В., Ющенко А.Ю., Плотникова А.М., Арыков В.С., Загородний А.С. Сверхвысокочастотные низкобарьерные детекторные диоды на основе p-n-перехода // Физика. 2012. № 9/2.

3. Ehlers R. Low-loss directional bridge, Patents US 2006/0197627 A1, Pub. Date: Sep. 7, 2006.

4. Диссертационная работа на имя соискателя учёной степени канд. техн. наук: Загороднего Андрея Сергеевича «Измерители мощности сигналов СВЧ и КВЧ диапазонов на основе диодных детекторов» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tusur.ru/export/sites/ru.tusur.new/ru/science/education/diss/2014/54-1.pdf.

5. Modeling and Application of Microwave Detector Diodes / A.S. Zagorodny, A.V. Drozdov, N.N. Voronin, I.V. Yunusov // 14 International conference and seminar of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices(EDM), 2013: Conference Proceedings, 2013. P. 96–99. ISBN 978-5-7782-2094-9.

МЕТОД БЕСКОНТАКТНОГО КОНТРОЛЯ ТОЛЩИНЫ ЛЕДЯНОГО ПОКРОВА РЕК

И. И. Горелкин, М. М. Абулкасымов, А. С. Шостак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: login_ilya_ru@inbox.ru

Исследуется изменение модуля коэффициента отражения волны при нормальном падении на исследуемую поверхность в зависимости от диэлектрических характеристик слоёв. Также проанализирована возможность использования данной зависимости с целью определения толщины ледяного покрова рек и составлена структурная схема предполагаемого устройства.

В настоящее время в связи с широкой популярностью использования ледовых переправ в зимнее время, а также в связи с частыми случаями ухода транспорта под лёд, задача определения параметров ледового покрытия рек приобретает глубокий практический интерес. В данной статье предлагается определять толщину льда радиолокационным методом, используя зависимость изменения модуля коэффициента отражения от диэлектрических характеристик слоёв.

Безопасную толщину льда в сантиметрах можно увидеть на рис. 1, при этом чем тяжелее объект (совокупность объектов) на переправе, тем больше должна быть толщина льда, а при толщине льда менее 7 сантиметров движение опасно.

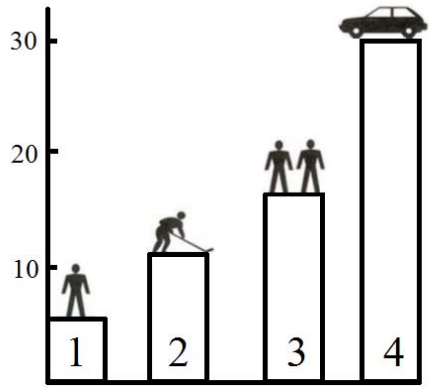


Рис. 1. Минимально допустимая толщина льда для: 1 – одиночный пешеход (7 см); 2 – каток (12 см); 3 – пешая переправа (15 см); 4 – одиночная легковая машина (30 см)

Наиболее простым и популярным способом определения толщины льда до сих пор является бурение лунок дискретно через каждые 50–100 м. Однако данный метод не является безопасным в связи с тем, что, как показывает практика, толщина льда может существенно меняться по профилю: до 30 см в радиусе 2 м. Данное обстоятельство означает, что толщина льда на одном участке может варьироваться от допустимой для движения техники, до недопустимой, когда имеется угроза провалиться под лёд.

Исходя из этого, необходимо постоянно производить и измерения толщины льда на поверхности реки и соответственно производить измерения его толщины. С этой целью были проведены теоретические исследования отраженных сигналов от поверхности реки.

Модель расположения слоёв представлена на рис. 1. Слой с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 1^*$ представляет собой полупространство – воздух, слой с

комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 2^*$ является исследуемой неоднородностью (лёд), полупространство с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 3^*$ – вода, h – толщина слоя, $\vec{\Pi}$ – Вектор Пойнтинга.

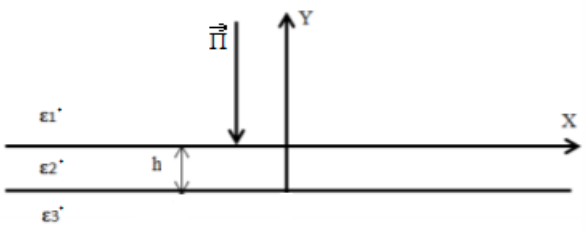


Рис. 1. Модель расположения слоёв для исследования зависимости коэффициента отражения от наличия слоя толщиной h

С целью исследования характеристик однородных и неоднородных сред радиолокационным методом используются дециметровые и сантиметровые диапазоны частот. В основном методы, основанные на использовании сантиметровых диапазонов волн, строятся, опираясь на концепцию плоских волн [1], а в УКВ-диапазонах используются линейные антенны. В статьях [2–4] имеются расчёты входных сопротивлений в зависимости от электрических и геометрических характеристик неоднородных сред. Использование сантиметровых и дециметровых диапазонов длин волн характеризуется точностью измерения толщин слоёв. В данном случае имеется необходимость обеспечить точность измерения толщин льда в сантиметрах, в связи с этим необходимо применять волны сантиметровых диапазонов. Исходя из этого был выбран частотный диапазон 3–7 ГГц, в котором требуется определить коэффициенты отражения (Rотр) от исследуемой среды.

В общем виде конечное выражение для определения коэффициентов отражения Rотр имеет следующий вид [1]:

$$R(f,\varepsilon) := \frac{r12 + r23 * e^{-2*\frac{i*2*\pi*\sqrt{\varepsilon 2}}{\lambda(f)}*h}}{1 + r12 * r23 * e^{-2*\frac{i*2*\pi*\sqrt{\varepsilon 2}}{\lambda(f)}*h}}, \quad (1)$$

где

$$r12 := \frac{-(\sqrt{\varepsilon 1} - \sqrt{\varepsilon 2})}{\sqrt{\varepsilon 1} + \sqrt{\varepsilon 2}}, \quad (2)$$

$$r23 := \frac{-(\sqrt{\varepsilon 2} - \sqrt{\varepsilon 3})}{\sqrt{\varepsilon 2} + \sqrt{\varepsilon 3}}. \quad (3)$$

Вычисления производятся для различных значений комплексной диэлектрической проницаемости слоев, которые принимают значения 80–0,05j для воды и 3,5–0,05j для льда. Данные слои имеют толщину h.

По формуле (1) были рассчитаны модули коэффициента отражения в частотном диапазоне 3–7 ГГц. Наличие льда представлено дискретным слоем с толщиной h. Толщина реки не имеет значения.

Из рис. 2 можно заметить, что наличие наледи, даже тонких слоев, значительно изменяет зависимость Rотр от частоты, при этом имеется зависимость изменения числа экстремумов на кривой 2, 3 и 4, от толщины исследуемого слоя льда в сантиметрах. В

данном случае толщине 5 см соответствует 5 экстремумов на кривой 2. При отсутствии льда кривая остается прямой (кривая 1).

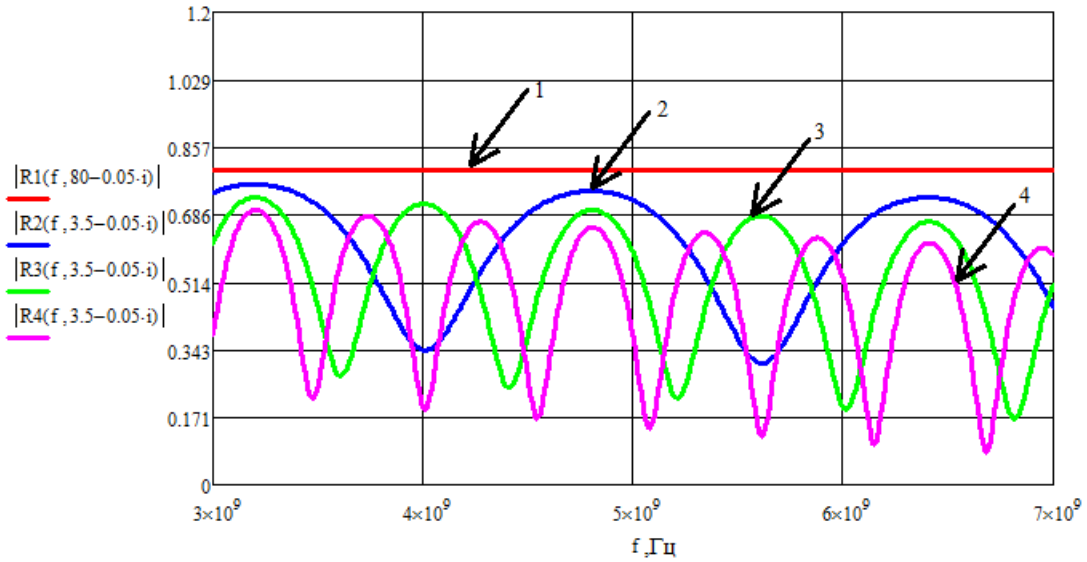


Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на реке
(1 – вода без льда; 2 – лед с толщиной 5 см; 3 – лед с толщиной 10 см; 4 – лед с толщиной 15 см)

После обобщения и систематизации теоретических расчётов в процессе выполнения задачи была разработана структурная схема (рис. 3). В состав данной схемы входят следующие элементы: генератор качающей частоты СВЧ; передатчик; передающая рупорная антенна; приёмная рупорная антенна; приёмник; детектор; усилитель низких частот (УНЧ); устройство обработки информации (УОИ); дисплей.

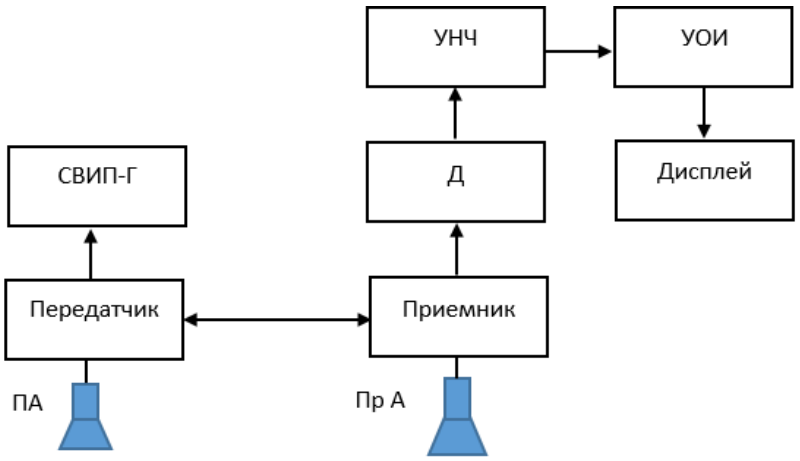


Рис. 3. Структурная схема устройства

По итогу данного исследования были достигнуты следующие результаты:

- исследована зависимость влияния воды и льда с толщиной h на величину коэффициента отражения для сигнала в частотном диапазоне 3–7 ГГц;
- доказано, что наличие различных слоёв с различной комплексной диэлектрической проницаемостью ε^* на реке оказывает влияние на коэффициент отражения электромагнитной волны;

- определена возможность измерения толщины льда на реке радиолокационным методом: путём нахождения зависимости коэффициента отражения от частоты в диапазоне 3–7 ГГц;
- определено наличие зависимости изменения количества экстремумов на кривой 2, 3 и 4 от изменения толщины льда.
- разработана структурная схема устройства.

Список литературы

1. Абулкасымов М.М., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Метод неразрушающего контроля состояния взлетно-посадочной полосы // Материалы XVII междунар. науч.-техн. конф. «Измерение, контроль, информатизация». Барнаул: АлтГТУ, 2016. С. 217–219.

2. Шостак А.С., Гончаров А.В., Першанин Д.А. Контроль однородных и неоднородных сред с помощью линейных антенн // Томск: Изв. Вузов. Физика. 2010. С. 265–266.

3. Дорохов В.И., Шостак А.С. Контроль толщины диэлектриков на СВЧ // Кн. Электромагнитные методы исследования и контроля материалов. Томск: Изд-во. Том. ун-та, 1977. 199 с.

4. Дорохов В.И., Шостак А.С. Контроль гомогенности неоднородных смесей // Кн. Электромагнитные методы исследования и контроля материалов. Томск: Изд-во. Том. ун-та, 1977. С. 128–131.

МЕТОД БЕСКОНТАКТНОГО КОНТРОЛЯ ОБЛЕДЕНЕНИЯ ВЗЛЁТНО-ПОСАДОЧНОЙ ПОЛОСЫ

И. И. Горелкин, М. М. Абулкасымов, В. П. Зайцев,
А. С. Шостак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: login_ilya_ru@inbox.ru

Исследуется формирование коэффициента отражения волны при нормальном падении на поверхность взлетно-посадочной полосы аэродрома в зависимости от диэлектрических параметров дождя и льда. Актуальность данного исследования объясняется тем, что одним из важных факторов обеспечения безопасности летательных аппаратов, при отрицательной температуре окружающего воздуха является своевременный и точный контроль обледенения взлетно-посадочной полосы.

Безопасность полетов летательных аппаратов (ЛА) в сложных метеоусловиях зависит от своевременного и точного прогноза погоды, получаемого в центрах управления воздушным движением (УВД) и на борту ЛА, а также от своевременного и достоверного контроля состояния взлетно-посадочной полосы (ВПП) [1].

Существует несколько методов контроля изменения толщины слоя льда: рентгеновский, ультразвуковой, радиоизотопный, оптический и другие методы измерений. В данной статье рассмотрим радиолокационный метод.

Для контроля однородных и неоднородных сред радиоволновым методом применяются частоты дециметровых и сантиметровых диапазонов. Как правило, методы на основе сантиметровых диапазонов волн строятся на основе концепции плоских волн [1], а в УКВ применяют линейные антенны. В работах [2–4] даются расчёты входных сопротивлений от электрических и геометрических характеристик неоднородных сред. Применение дециметровых и сантиметровых диапазонов определяется точностью измерения толщин слоев. В нашем случае требуется обеспечить точность определения толщин льда долями сантиметров, в этом случае необходимо применение волн сантиметровых диапазонов.

Наиболее опасным фактором, который уменьшает безопасность ЛА при приземлении на ВПП, является появление льда, так как он снижает коэффициент сцепления φ. При коэффициенте сцепления φ < 0,3 полеты прекращаются. Исходя из этого, необходимо постоянно производить исследования на предмет наличия льда на ВПП. С этой целью были проведены теоретические исследования отраженных сигналов от неоднородностей ВПП в трех вариантах: 1) при отсутствии неоднородностей; 2) при наличии слоя льда; 3) при наличии слоя дождевой воды.

Модель расположения слоёв представлена на рис. 1. Слой с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 1^*$ представляет собой воздушное пространство, слой с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 2^*$ является исследуемой неоднородностью (лёд-вода), слой с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon 3^*$ – асфальтное покрытие ВПП, h – толщина слоя, $\vec{\Pi}$ – вектор Пойнтинга.

Требуется определить коэффициент отражения (Rотр) от исследуемой среды в зависимости от длины волны в частотном диапазоне 6–8 ГГц.

Выражение для определения коэффициентов отражения Rотр имеет следующий вид:

$$R(f,\varepsilon) := \frac{r12 + r23 * e^{-2*\frac{i*2*\pi*\sqrt{\varepsilon 2}}{\lambda(f)}*h}}{1 + r12 * r23 * e^{-2*\frac{i*2*\pi*\sqrt{\varepsilon 2}}{\lambda(f)}*h}}, \quad (1)$$

где

$$r12 := \frac{-(\sqrt{\varepsilon 1} - \sqrt{\varepsilon 2})}{\sqrt{\varepsilon 1} + \sqrt{\varepsilon 2}}, \quad (2)$$

$$r23 := \frac{-(\sqrt{\varepsilon 2} - \sqrt{\varepsilon 3})}{\sqrt{\varepsilon 2} + \sqrt{\varepsilon 3}}. \quad (3)$$

Вычисления производятся для различных значений комплексной диэлектрической проницаемости слоев, которые принимают значения 80–0,5j для воды, 5–0,5j для асфальтного покрытия ВПП и 3,5–0,5j для льда. Данные слои имеют толщину h.

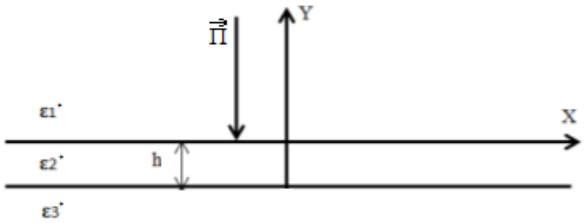


Рис. 1. Модель расположения слоёв для исследования зависимости коэффициента отражения от наличия слоя толщиной h

По формуле (1) были рассчитаны модули коэффициента отражения в частотном диапазоне 6–8 ГГц. При отсутствии неоднородности толщина асфальта не имеет значения.

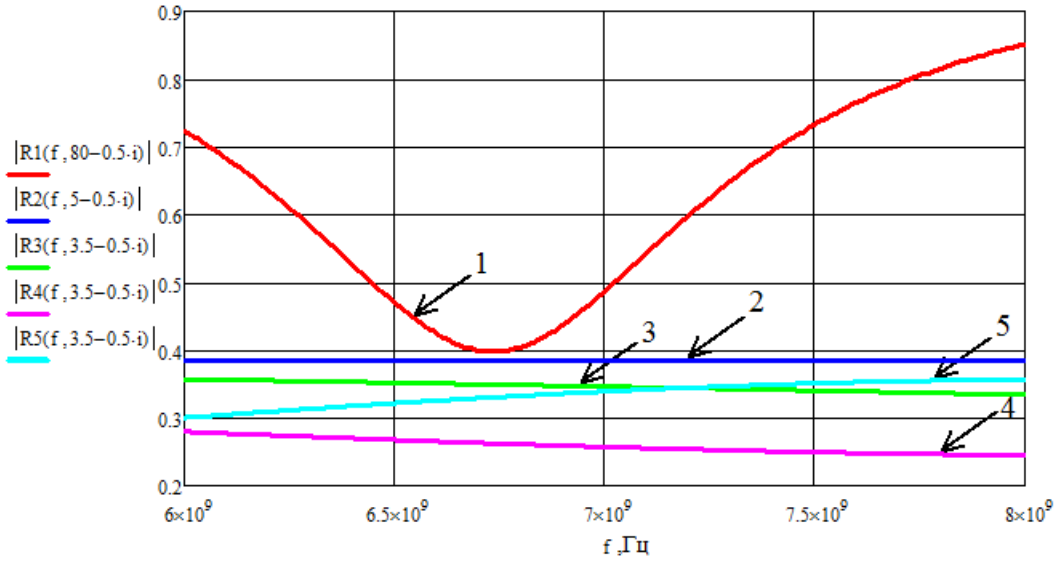


Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты на ВПП (1 – вода с толщиной 0,25 см; 2 – ВПП без неоднородности; 3 – лед с толщиной 0,25 см; 4 – лед с толщиной 0,5 см; 5 – лед с толщиной 1 см)

Из рис. 2 видно, что наличие дождя и наледи, даже тонких слоев, значительно изменяет зависимость Rотр от частоты по отношению к пустой ВПП. Однако, если учесть что кривая 1 и 3 получены при исследовании слоёв с толщиной 0,25 см, разница в них существенна. Данный момент позволяет сделать вывод о возможности определе-

ния наличия льда на ВПП радиолокационным методом, с помощью исследования зависимости коэффициента отражения от частоты.

Обобщение и систематизация теоретических расчётов в процессе выполнения задачи позволили разработать структурную схему (рис. 3). В состав данной схемы входят следующие элементы: генератор качающей частоты СВЧ; передатчик; передающая рупорная антенна; приёмная рупорная антенна; приёмник; детектор; усилитель низких частот (УНЧ); устройство обработки информации (УОИ); блок памяти (БП); дисплей.

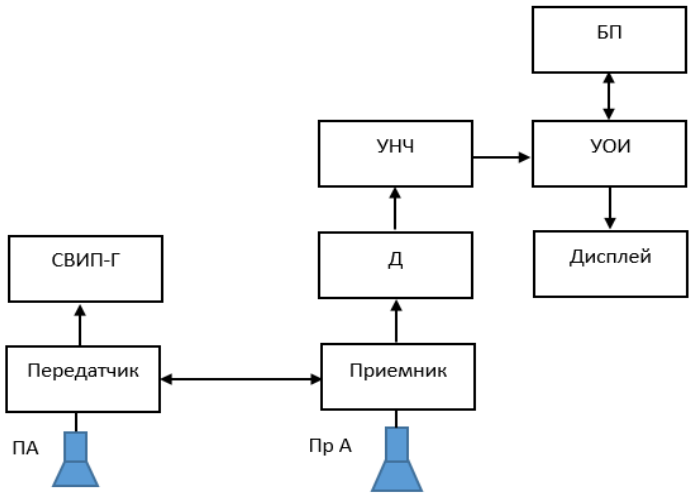


Рис. 3. Структурная схема устройства

В ходе данного исследования были достигнуты следующие результаты:

- была исследована зависимость влияния воды и льда с толщиной h на величину коэффициента отражения для сигнала в частотном диапазоне 6–8 ГГц;
- доказано, что наличие различных слоёв с различной комплексной диэлектрической проницаемостью ε^* на ВПП оказывает влияние на коэффициент отражения электромагнитной волны;
- определена возможность определения наличия льда на ВПП радиолокационным методом: путём нахождения зависимости коэффициента отражения от частоты в диапазоне 6–8 ГГц;
- разработана структурная схема устройства.

Список литературы

1. Абулкасымов М.М., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Метод неразрушающего контроля состояния взлетно-посадочной полосы // Материалы XVII междунар. науч.-техн. конф. «Измерение, контроль, информатизация». Барнаул: АлтГТУ, 2016. С. 217–219.

2. Шостак А.С., Гончаров А.В., Першанин Д.А. Контроль однородных и неоднородных сред с помощью линейных антенн // Томск: Изв. вузов. Физика. 2010. С. 265–266.

3. Дорохов В.И., Шостак А.С. Контроль толщины диэлектриков на СВЧ // Кн. Электромагнитные методы исследования и контроля материалов. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1977. 199 с.

4. Дорохов В.И., Шостак А.С. Контроль гомогенности неоднородных смесей // Кн. Электромагнитные методы исследования и контроля материалов. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1977. С. 128–131.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА Г-ОБРАЗНЫХ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ МЕМБРАНАХ

Н. А. Копылова, Д. К. Огородников, Д. А. Нестеров,
А. Ф. Копылов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kopaph@yandex.ru

Приведены результаты экспериментального исследования и численного моделирования амплитудно-частотных характеристик трех полосно-пропускающих фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) с Г-образной формой резонансной щели: однозвенного, трехзвенного и четырехзвенного. Приведены конструкции фильтров. Показано, что в диапазоне частот 5…8,5 ГГц фильтры обеспечивают затухания за полосой прозрачности до 30 дБ при уровне вносимых потерь в полосе прозрачности от 0,2 до 1 дБ.

Несмотря на широкое применение в технике СВЧ миниатюрных микрополосковых фильтров, при разработке и исследовании фильтрующих структур СВЧ-диапазона наблюдается интерес к волноводным фильтрам, в частности, выполненным на основе комбинаций волноводных секций и металлических мембран [1–3]. В настоящей работе речь пойдет об исследовании частотных характеристик фильтров на тонких металлических мембранах, которые расположены перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны в волноводе, называемых фильтрами на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) [4].

Исследованные нами фильтры выполнены на чередующихся каскадно включенных между собой волноводно-щелевых мембранах с различной геометрией и размерами щелей. Первый из исследованных фильтров представляет собой однокаскадную структуру с Г-образной щелью, топологический рисунок которой представлен на рис. 1. ВЩМ имеет толщину около 0,25 мм и зажимается между двумя отрезками волновода перпендикулярно направлению распространения электромагнитной волны в волноводе. Отрезки волновода, между которыми зажата мембрана, представляют собой входной и выходной волноводно-коаксиальные переходы (ВКП) с рабочего сечения волновода 35×15 мм на коаксиальный разъем типа *N*. Ширина щели выбрана равной 1 мм, длина короткой части щели, расположенной параллельно узкой стенке волновода, выбрана равной 8 мм, длина длинной части щели, расположенной параллельно широкой стенке волновода, выбрана равной 20 мм.

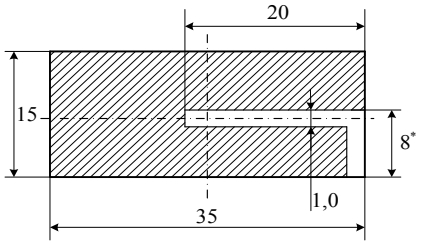


Рис. 1. Топология одиночной металлической мембраны с Г-образной щелью (схема построения первого фильтра)

Второй фильтр – трезвенный, схема его построения показана на рис. 2. Фильтр набран как сэндвич-структура из трех ВЩМ: первая, аналогичная ВЩМ первого

фильтра, вторая – волноводная проставка с рабочим сечением 35×15 мм и толщиной 15 мм, третья – вновь ВЩМ с Г-образной щелью, аналогичная ВЩМ первого фильтра.

Третий фильтр – четырехзвенный, схема его построения показана на рис. 3. Этот фильтр, так же как и второй, представляет собой сэндвич-структуру, но теперь из четырех ВЩМ: первая ВЩМ с Г-образной щелью, аналогичная ВЩМ первого фильтра, вторая ВЩМ – с рабочим сечением 35×22 мм и толщиной 6 мм, третья ВЩМ – волноводная проставка с рабочим сечением 35×15 мм и толщиной 3 мм, четвертая ВЩМ – вновь ВЩМ с Г-образной щелью, аналогичная ВЩМ первого фильтра.

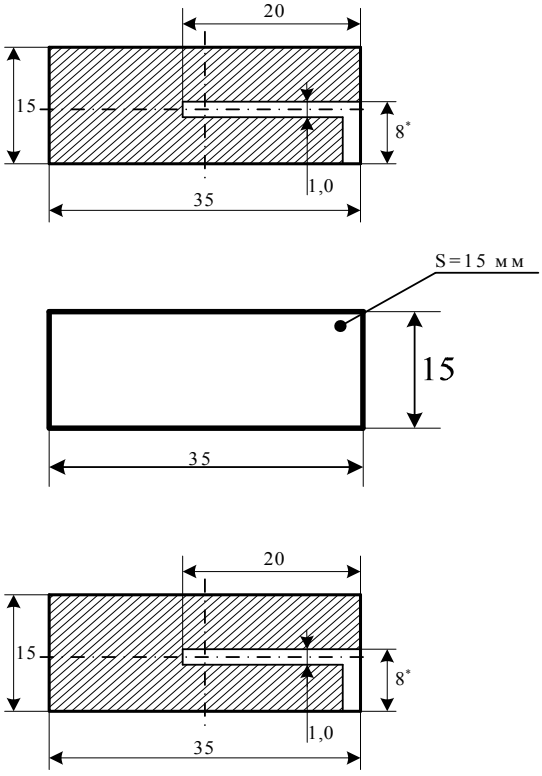


Рис. 2. Схема построения второго фильтра

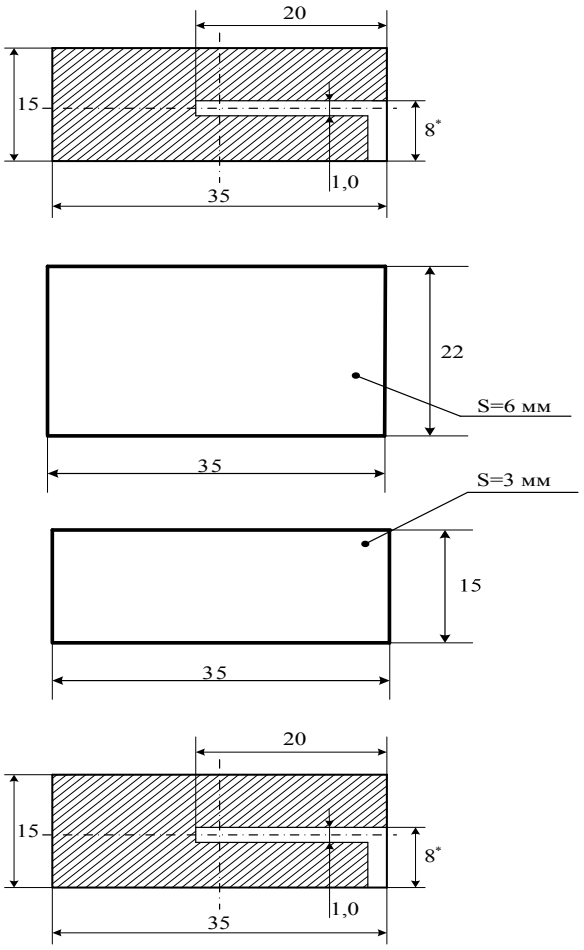


Рис. 3. Схема построения третьего фильтра

На рис. 4, 5 и 6 приведены результаты электродинамического расчета и экспериментального измерения амплитудно-частотных характеристик первого, второго и третьего фильтров соответственно. По вертикальной оси на этих рисунках отложены значения величины модуля коэффициента передачи по напряжению $|K_U|$ в дБ, по горизонтальной – значения частот от 5 до 9 ГГц. Расчетные точки нанесены звездочками и для наглядности соединены прерывистой кривой; экспериментальные значения величины $|K_U|$ нанесены жирными точками и соединены сплошной линий.

Измерения проводились по стандартной методике на скалярном измерителе модулей коэффициентов передачи по напряжению $|K_U|$ и КСВН аналогового типа.

Анализ АЧХ всех фильтров показывает, что эти фильтры являются полосно-пропускающими с различной величиной избирательности. Естественно, избирательность фильтров увеличивается с увеличением числа их звеньев.

Как видно из рис. 4, АЧХ одиночной ВЩМ представляет собой полосно-пропускающую характеристику с достаточно явно выраженным затуханием за полосой пропускания – до 15 дБ на крайних частотах диапазона как по результатам экспериментальных измерений, так и результатам моделирования. Соотношение результатов моделирования АЧХ и экспериментальных результатов можно определить как полное качественное совпадение этих АЧХ с некоторым смещением экспериментальных АЧХ в область более высоких частот. При этом потери в полосе пропускания от 6,42 ГГц до 6,75 ГГц составляли 0,08…0,71 дБ.

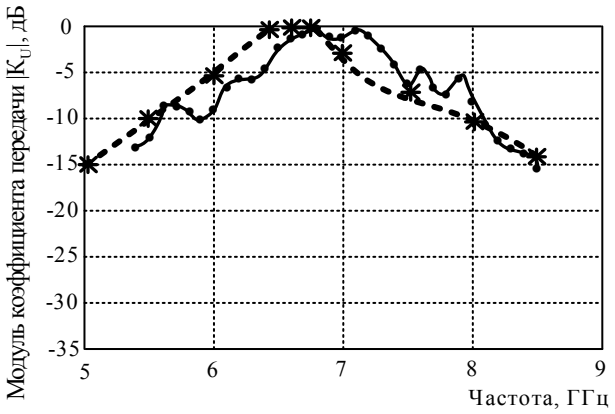


Рис. 4. АЧХ первого фильтра (однозвенного)

АЧХ трехзвенного фильтра, показанная на рис. 5, демонстрирует существенно более ярко выраженные частотоизбирательные свойства, чем АЧХ однозвенного. Так, затухание на крайних частотах в исследуемом диапазоне у трехзвенного фильтра достигает 26 дБ как по результатам измерений, так и по результатам расчетов. При сравнении экспериментальной и расчетной кривых АЧХ трехзвенного фильтра наблюдается картина, аналогичная той, что наблюдалась для однозвенного фильтра – полное качественное совпадение кривых АЧХ при некотором смещении экспериментальной кривой в сторону более высоких частот относительно расчетной. Потери в полосе пропускания от 6,4 ГГц до 6,9 ГГц составляли 0,15…0,74 дБ.

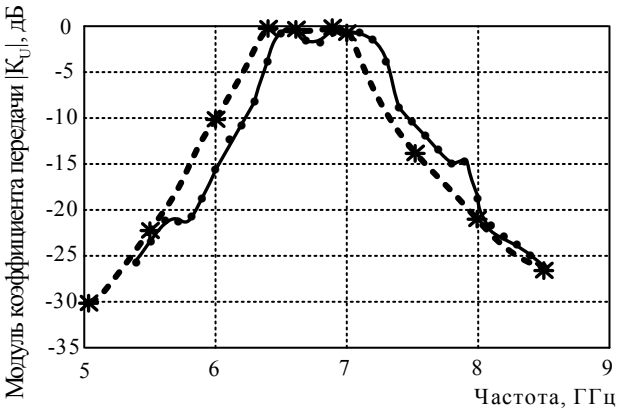


Рис. 5. АЧХ второго фильтра (трехзвенного)

Еще более ярко выражены частотоизбирательные свойства третьего фильтра (см. рис. 6) – измеренная величина затухания на крайней верхней частоте в исследуемом

диапазоне достигает 29 дБ при существенном сужении полосы пропускаемых частот относительно первого и второго фильтров.

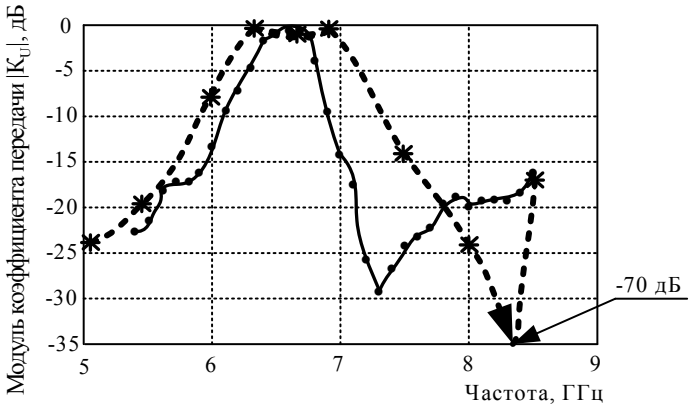


Рис. 6. АЧХ третьего фильтра (четырехзвенного)

В то же время следует отметить, что тенденция полного качественного совпадения экспериментальных и расчетных кривых АЧХ, которая наблюдалась для однозвенного и трехзвенного фильтров, для четырехзвенного фильтра существенно нарушена. Это ярко проявляется на верхних частотах среза в области 7,2…8,5 ГГц. В самом деле, величина затухания, полученного расчетным путем, оказывается около 70 дБ тогда, когда экспериментальное значение едва достигает 30 дБ. При этом значительно различаются частоты максимального затухания – для экспериментальной кривой это около 7,3 ГГц, для расчетной – около 8,3 ГГц, а также полосы пропускания для расчетной и экспериментальной кривых. Так, по экспериментальным данным полоса пропускания по уровню $|K_U| = –6$ дБ составляет: для первого, однозвенного фильтра, от 6,15 ГГц до 7,5 ГГц, или 1,35 ГГц; для второго, трехзвенного фильтра, от 6,35 ГГц до 7,35 ГГц, или 1,0 ГГц; для третьего, четырехзвенного фильтра, от 6,25 ГГц до 6,85 ГГц, или 0,6 ГГц. По расчетным данным соответствующие величины для однозвенного фильтра составляют от 4,95 ГГц до 7,05 ГГц, или около 1,1 ГГц, трехзвенного фильтра составляют от 6,2 ГГц до 7,1 ГГц, или около 0,9 ГГц, для четырехзвенного фильтра от 6,05 ГГц до 7,15 ГГц, или 1,1 ГГц. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных показывает, что различие в определении характерных частот и основных величин, характеризующих параметры четырехзвенного фильтра, становится неприемлемым и вызывает ряд вопросов на тему того, все ли существенные факторы, значительно влияющие на АЧХ, включены в систему при расчете? Мы полагаем, что наиболее важным фактором, который не был учтен при моделировании, является наличие двух ВКП – входного и выходного, которые могут существенно влиять на характеристики всей системы. Естественно, при проведении дальнейших исследований необходимо принять во внимание действие этого фактора и включить в систему при моделировании его учет. Для четырехзвенного фильтра потери в полосе пропускания от 6,3 ГГц до 6,95 ГГц составляли 0,2…1,29 дБ.

Отметим, что при сравнении между собой АЧХ однозвенного, трехзвенного и четырехзвенного фильтров видно, что при увеличении числа звеньев происходит увеличение затухания за полосой пропускания, а также приближение верхней частоты максимального затухания к полосе пропускания фильтра.

Величины коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН), измеренные со входа фильтров, были следующими: для первого, однокаскадного фильтра, в диапазоне

частот 6,7…7,0 ГГц – от 1,1 до 1,64; для второго, трехкаскадного фильтра, в диапазоне частот 6,5…7,15 ГГц – от 1,28 до 1,62; для третьего, четырехкаскадного фильтра, в диапазоне частот 6,45…6,75 ГГц – от 1,29 до 1,5. Как видно из этих данных, при увеличении числа каскадов в фильтрах происходит увеличение минимального значения КСВН входа при уменьшении величины КСВН входа в полосе частот минимального затухания.

Представленные результаты исследования амплитудно-частотных характеристик фильтров на волноводно-щелевых мембранах позволяют надеяться на дальнейшее улучшение их частотоизбирательных характеристик, которое возможно, вероятно, при использовании процедур и программ оптимизации показанных в настоящей работе конструкций.

Кроме этого, мы полагаем, что представленные в настоящей работе фильтры на волноводно-щелевых мембранах могут быть основой для построения малогабаритных фильтров середины сантиметрового диапазона длин волн, так как имеют в этом диапазоне существенно меньшие габариты, чем фильтры на отрезках длинных линий в волноводах. Использование же методов электродинамического моделирования позволит проектировать такие фильтры с заранее заданными свойствами.

Список литературы

1. Snyder R. V., Mortazawi A., Hunter I., Bastioli S., Macchiarella G., Wu K. Present and Future Trends in Filters and Multiplexers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2015. 10. P. 3324–3360.

2. Addamo G., Orta R., Virone G., Peverini O. A., Taskone R. Radial Transmission-Line Approach for the Analyses of Ring Loaded Slots in Circular Waveguide // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2015. 5. P. 1468–1474.

3. Leal-Sevillano C. A., Montejo-Garai J. R., Ruiz-Cruz J., A., Rebollar J. M. Wideband Equivalent Circuit for Multi-Aperture Multi-Resonant Waveguide Irises // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2016. 3. P. 724–732.

4. Natalia Kopylova, Alexei Kopylov, and Yuri Salomatov. Experimental investigation of frequency characteristics of the multistage slot membranes waveguide filters // V International Forum for Young Scientists "Space Engineering", Tomsk, Russia, April 18-20, 2017, MATEC Web of Conferences 102, 01025 (2017). DOI: https://doi.org/10.1051/matecconf/201710201025

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ НЕСПЛАВНЫХ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ К ГЕТЕРОСТРУКТУРЕ AlGaN/GaN ПРИ НАГРЕВЕ ДО 700 °С

В. Ю. Павлов, А. Ю. Павлов, Д. Н. Слаповский

Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники РАН
117105, Москва, Нагорный проезд, 7, стр. 5
E-mail: vl-pavlov@mail.ru

Представлены результаты исследования деградации удельного контактного сопротивления к сильнолегированному GaN и морфологии несплавных омических контактов, формируемых к гетероструктурам AlGaN/GaN при температурах до 700 °С. В качестве контактной металлизации омического контакта использовалась композиция Cr/Pd/Au, показавшая наилучшее значение удельного контактного сопротивления, без изменения морфологии при максимально используемой температуре 400–450 ºС в технологическом цикле изготовления транзисторов и схем на их основе.

В России, как и за рубежом, технологии создания изделий сверхвысокочастотной (СВЧ) электроники отнесены к критическим технологиям. Особенность текущего момента – новые технологии СВЧ-электроники только разрабатываются, элементная база только создается, рынки только формируются [1]. При освоении частотного диапазона выше 10 ГГц был сделан вывод о необходимости проведения исследований по оптимизации ряда технологических операций изготовления СВЧ-транзисторов и схем на их основе. При разработке монолитных интегральных схем на нитридных структурах (МИС) сантиметрового и миллиметрового частотных диапазонов идет внедрение технологии несплавных омических контактов [2, 3].

На сегодняшний день наиболее распространена технология несплавных омических контактов к гетероструктурам AlGaN/GaN – технология эпитаксиально доращиваемого сильнолегированного GaN в окнах под омические контакты через предварительно сформированную маску [4].

Для изготовления несплавных омических контактов к гетероструктурам AlGaN/GaN с эпитаксиально доращиваемым сильнолегированным GaN необходимо выполнить следующие этапы: формирование «жесткой» маски под рост сильнолегированного GaN, эпитаксиальный рост сильнолегированного GaN, селективное удаление маски и нанесение через резистивную маску контактной металлизации. Для реализации этих этапов проводится нижеописанная последовательность технологических операций. Перед формированием электрической изоляции гетероструктура покрывалась тонким диэлектрическим слоем SiN_x (5 нм) в смеси газов SiH_4/N_2 плазмохимическим методом при температуре 300 °С. При этом SiN_x являлся защитным слоем активной области гетероструктуры и частью будущей диэлектрической маски под эпитаксиальный рост GaN.

Для формирования электрической изоляции через фоторезистивную маску плазмохимически последовательно удалялся тонкий слой диэлектрика в смеси газов SF_6/O_2 и активные слои гетероструктуры в смеси газов BCl_3/Ar на глубину 70–80 нм. После удаления фоторезистивной маски травления электрической изоляции плазмохимически в смеси газов SiH4/N2O при температуре 300 °С осаждался диэлектрик SiO_2 толщиной

145 нм, в котором формировался рисунок окон роста сильнолегированного GaN. Для формирования маски под рост в нанесенном двухслойном диэлектрике SiN_x/SiO_2 плазмохимически в смеси газов SF_6/O_2 через фоторезистивную маску удалялись диэлектрики с последующим плазмохимическим травлением барьерного слоя AlGaN в смеси газов BCl_3/Ar через ту же фоторезистивную маску на глубину ниже уровня двумерного электронного газа. На гетероструктуру с полученной двухслойной диэлектрической маской осуществлялся селективный рост сильнолегированного GaN методом аммиачной молекулярно-лучевой эпитаксии при температуре 800–850 °С. Удаление диэлектрической маски проводилось жидкостным химическим травителем на основе плавиковой кислоты. С помощью двухслойной фоторезистивной маски и нанесением в вакууме термическим методом контактной металлизации Cr/Pd/Au формировался омический контакт к сильнолегированному GaN. Хром (Cr) выбран в качестве контактного слоя металлизации к полупроводнику, палладий (Pd) введен как диффузионный барьер, а Au – как защитный химически неактивный верхний контактный слой металлизации омического контакта.

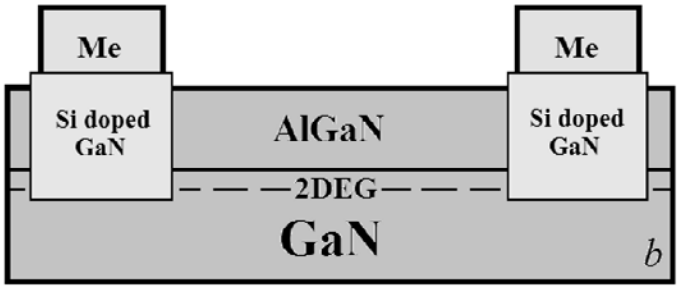


Рис. 1. Схематическое изображение использования доращиваемого сильнолегированного GaN при формировании несплавных омических контактов к AlGaN/GaN с заглублением до уровня 2DEG

После формирования металлизации омического контакта используемый состав не требует сплавления. Получаемые омические контакты имеют маленькое значение удельного контактного сопротивления (0,15 Ом·мм) и гладкую морфологию. При проведении дальнейших операций технологического цикла изготовления СВЧ-транзисторов и схем на их основе происходит нагрев сформированного омического контакта до температур 400–450 °С. Поэтому встала необходимость оценить изменения удельного контактного сопротивления и морфологию сформированных несплавных омических контактов к нитридным гетероструктурам при рабочих температурах технологических процессов и критически возможного роста температуры до 600–700 °С. Оценивалось изменение удельного контактного сопротивления между контактной металлизацией и сильнолегированным GaN, так как рост значения удельного сопротивления к двумерному электронному газу гетероструктуры при росте температур воздействия связывают с миграцией золота к границе полупроводника за счет процессов диффузии.

Образцы с несплавными омическими контактами к сильнолегированному GaN подвергались нагреву в установке быстрого термического отжига STE RTA79 от 300 до 700 °С с шагом 100 °С в течение 15 минут в инертной среде азота. До и после термического воздействия на каждом образце оценивалось значение удельного контактного сопротивления омических контактов и изменение морфологии. Для каждого температурного воздействия использовался не подвергаемый нагреву образец.

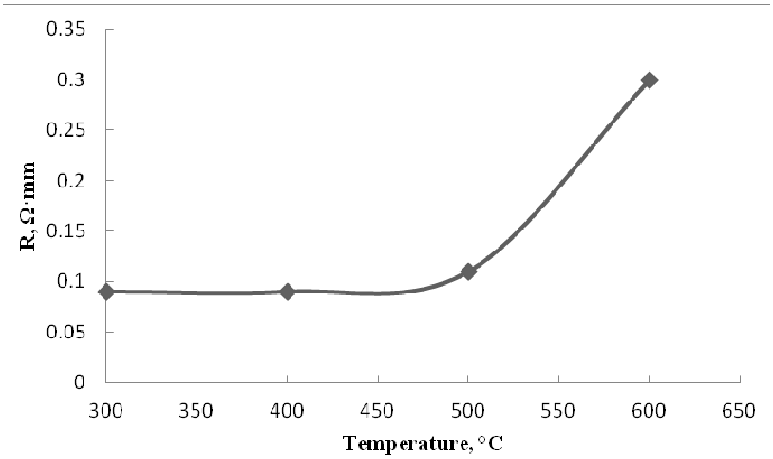


Рис. 2. Зависимость удельного контактного сопротивления к сильнолегированному GaN от температуры

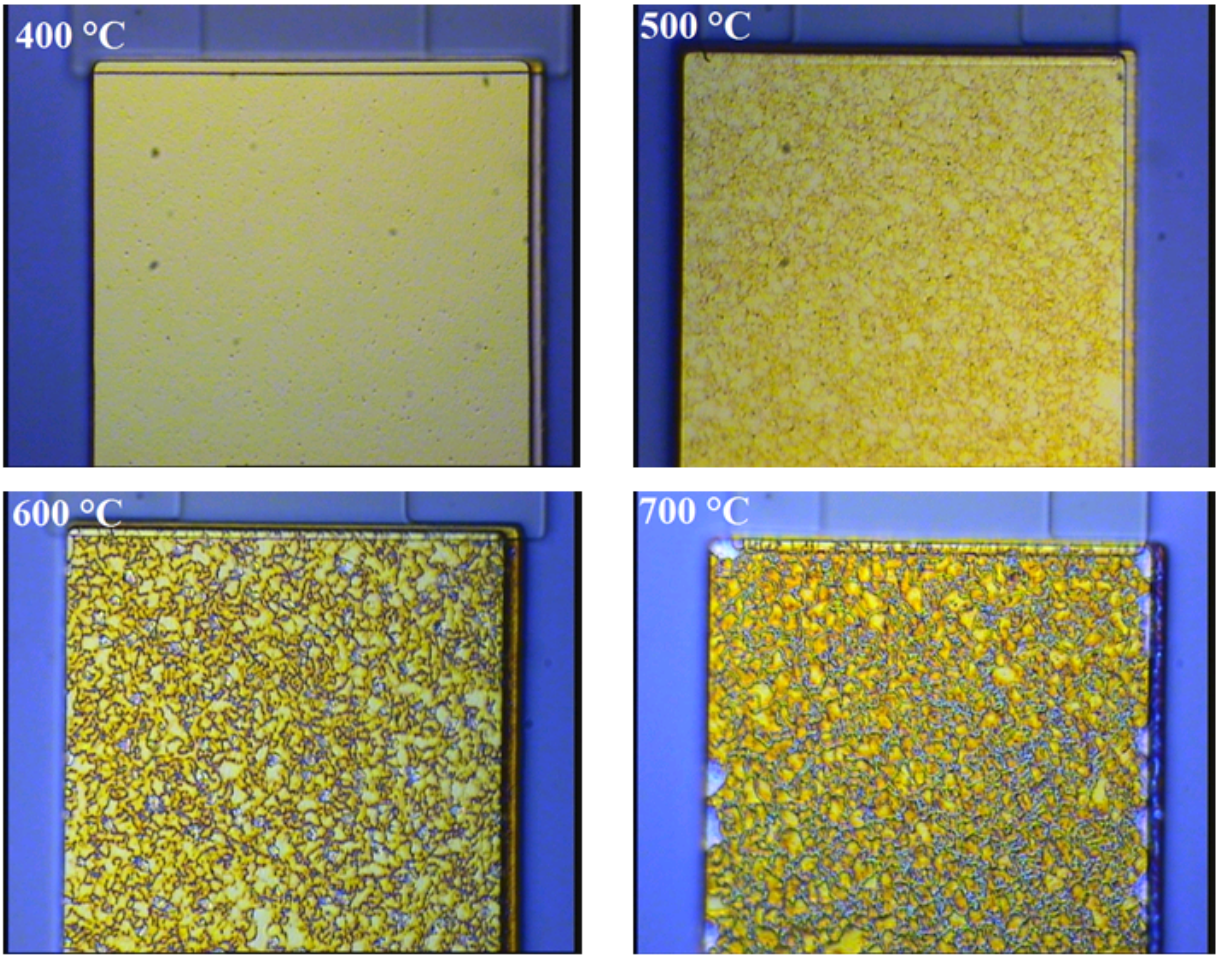


Рис. 3. Фотографии с оптического микроскопа морфологии несплавных омических контактов Cr/Pd/Au при 400 °C, 500 °C, 600 °C, 700 °C

В результате проведенного эксперимента установлено, что при нагреве несплавных омических контактов к эпитаксиально доращиваемому сильнолегированному GaN происходит рост значения удельного контактного сопротивления металл-полупроводник Cr/Pd/Au-n^{+}GaN при температурах от 450–500 °C. До этих температур

сопротивление не меняется. Зависимость удельного контактного сопротивления к сильнолегированному GaN от температуры представлена на рис. 2. Аналогичная зависимость наблюдается в отечественной работе [5] для составов металлизаций Ti/Au, Ti/Al/Mo/Au, осажденных на селективно дорощенный методом химического осаждения из газовой фазы с использованием металлоорганических соединений n^+AlGaN. Как отмечают сами авторы, несмотря на то, что металл нижнего слоя металлизации для обоих составов был одинаков (титан), контактное сопротивление несплавных контактов отличается. Авторы это связывают как с неоднородностью толщины слоя n^+, так и с различной толщиной самого слоя титана (толщина титана в металлизации Ti/Au меньше, чем в Ti/Al/Mo/Au). Последнее предположение косвенно подтверждает факт деградации характеристик Ti/Au контакта при отжиге, наблюдаемый при температуре отжига 400 °C. Диффузия золота вглубь полупроводника и окисление титана могут быть процессами, ответственными за такую деградацию.

В работе [6] также связывают деградацию контактного сопротивления с миграцией золота к границе металлизации омического контакта с полупроводником при нагреве, что приводит к ухудшению морфологии и в итоге пропаданию омичности контакта к полупроводнику. Для металлизации Cr/Au омичность пропала при температуре 700 °C.

Фотографии морфологии после нагрева до температур 400 °C, 500 °C, 600 °C, 700 °C для металлизации состава Cr/Pd/Au, полученные с оптического микроскопа в ходе оценки деградации несплавных омических контактов, представлены на рис. 3. Видно, что рельеф на золоте контактной металлизации появляется при температуре 500 °C и затем с ростом температуры начал развиваться. При этом для исследуемого состава металлизации Cr/Pd/Au до температур 600 °C сохраняется линейная вольтамперная характеристика.

Таким образом, показано, что введение диффузионного слоя палладия (Pd) позволяет увеличить температурный диапазон работы с несплавными омическими контактами по сравнению с другими составами композиций омических контактов по литературным данным [5, 6]. При рабочих температурах процессов технологического цикла изготовления СВЧ МИС до 450 °C не происходит деградации удельного контактного сопротивления к сильнолегированному GaN и изменения морфологии контактной металлизации Cr/Pd/Au.

Список литературы

1. Мальцев П., Шахнович И. СВЧ-технологии – основа электроники будущего тенденции и рынки // Электроника: НТБ. 2015. № 8. С. 72–85.

2. Разработка монолитных интегральных схем для Ка-, V- и W-диапазонов на основе нитрида галлия / Ю.В. Федоров, Д.Л. Гнатюк, А.С. Бугаев, О.С. Матвеенко, Р.Р. Галиев, А.В. Зуев, А.Ю. Павлов, С.В. Михайлович // Журнал «Микроэлектроника». 2016. Т. 45. № 2. С. 135–143.

3. Несплавные омические контакты для транзисторов с высокой подвижностью электронов на гетероструктурах ALGAN/GAN / А.Ю. Павлов, В.Ю. Павлов, Д.Н. Слаповский, С.С. Арутюнян, Ю.В. Федоров, П.П. Мальцев // Журнал «Микроэлектроника». 2017. Т. 46. № 5. С. 340–347.

4. Павлов В.Ю., Павлов А.Ю. Технология сплавных и несплавных омических контактов к гетероструктурам на основе GaN. Обзор // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18. № 10. С. 635–644.

5. Исследование свойств несплавных омических контактов к гетероструктуре AlGaNGaN / В.В. Скубо, П.Е. Сим, Л.Э. Великовский, Ю.Н. Поливанова, А.Ф. Цацульников // Доклады ТУСУР. 2015. № 4 (38). С. 76–78.

6. M.-L. Lee, J.-K. Sheu, C. C. Hu. Nonalloyed. Cr/Au-based Ohmic contacts to *n*-GaN // Applied Physics Letters. 2007. Vol. 91. P. 182106.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ СВЕТОПРОПУСКАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ ITO

А. А. Чистоедова, А. Е. Петрюк, С. В. Смирнов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: annechist@mail.ru

Исследованы механизмы электропроводности светопропускающих покрытий ITO, полученных методом магнетронного распыления из компактной мишени на ситалловые подложки с последующим высокотемпературным отжигом. Установлено наличие металлической проводимости, а также определены концентрация и подвижность носителей заряда в диапазоне температур от 25 до 150 °С.

Введение. Прозрачные оксидные пленки широко применяются в электронной технике: полупроводниковых солнечных элементах; тонкоплёночных резисторах; электролюминесцентных излучателях; в качестве различных электронных и оптических покрытий, стойких к истиранию и коррозии; газовых датчиках; а также при изготовлении жидкокристаллических, электролюминесцентных и плазменных дисплеев, сенсорных экранов.

Наибольшее распространение получили пленки оксида индия, легированного оловом (ITO). Пленки ITO получают различными методами: CVD при атмосферном (или низком) давлении, испарением в вакууме, магнетронным распылением, золь-гель методом и осаждением импульсным лазером. Преимущества метода магнетронного распыления заключаются в простоте получения покрытий, высокой скорости распыления, отсутствии перегрева подложек и малой степени загрязнения пленок.

ITO имеют наилучшее сочетание характеристик с точки зрения электрической проводимости и оптического пропускания. Однако до настоящего времени нет однозначного мнения о механизме электропроводности этих покрытий [1].

Цель работы: определение механизмов электропроводности, концентрации и подвижности основных носителей заряда.

Материалы и методы исследования. В качестве объектов исследований были выбраны образцы пленок ITO, полученные методом магнетронного распыления, толщиной приблизительно 100 нм. Пленки напылялись в среде аргона и кислорода с разным процентным содержанием кислорода на ситалловые подложки. После напыления производился их отжиг в атмосфере азота при температуре 600 °С в течение 25 минут. Образец № 1 – образец с 5 % содержанием кислорода в среде, образец № 2 – образец с 10 % содержанием кислорода в среде, образец № 3 – образец с 15 % содержанием кислорода в среде напыления.

Температурная зависимость сопротивления исследовалась с помощью нагревательной печи в диапазоне температур от комнатной до 150 °С. Далее проводились исследования электропроводности двухзондовым методом и концентрации и подвижности методом Холла в геометрии Ван-дер-Пау. Для этого на образцах были напылены алюминиевые контакты толщиной 100 нм.

Результаты. График температурной зависимости сопротивления представлен на рис. 1. Из графика следует, что с увеличением температуры сопротивление образцов ITO увеличивается. Такой вид зависимости характерен для металлической проводимости, которая обусловлена нестехиометрией состава пленки в сторону избытка атомов олова.

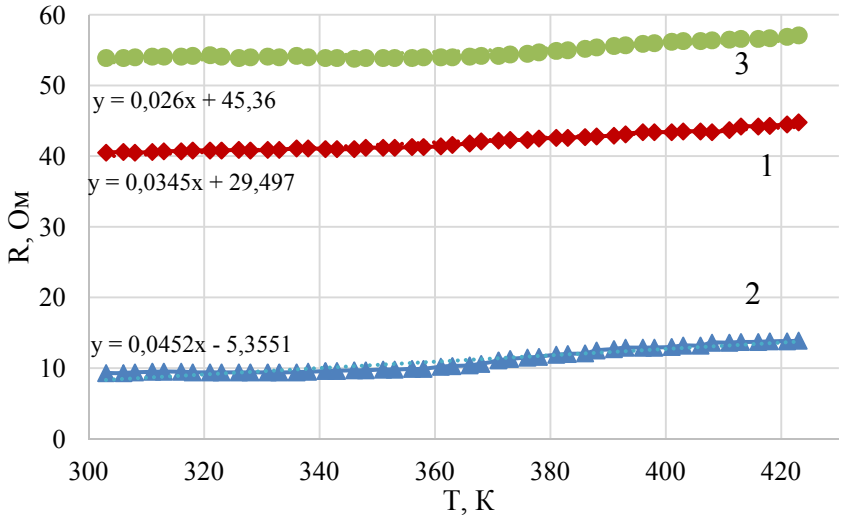


Рис. 1. Температурная зависимость сопротивления:
1 – образец № 1; 2 – образец № 2; 3 – образец № 3

В то же время атомы олова способы замещать ионы In^{3+} в структуре пленки, в результате чего освобождается электрон, который увеличивает концентрацию свободных носителей заряда, при этом увеличивается вероятность их рассеяния за счет ионизированного состояния примеси. Таким образом, управляя концентрацией олова, возможно изменять удельное сопротивление пленок в широком диапазоне [2].

Из зависимости (рис. 1) возможно определить температурный коэффициент сопротивления (как для металлической проводимости). Уравнения линий тренда приведены на графике.

Температурный коэффициент сопротивления рассчитывается по формуле (1):

$$\alpha = \frac{R - R_0}{R_0 \cdot (T - T_0)}, \tag{1}$$

где R_0 – сопротивление образцов при комнатной температуре; $\frac{R - R_0}{(T - T_0)}$ – тангенс угла наклона линии тренда (рис. 1); T_0 – комнатная температура.

Полученные значения температурного коэффициента сопротивления (ТКС): $\alpha_1 = \frac{0,0345}{40,5} = 8,5 \cdot 10^{-4}$; $\alpha_2 = \frac{0,0452}{9,3} = 4,9 \cdot 10^{-3}$; $\alpha_3 = \frac{0,026}{53,9} = 4,8 \cdot 10^{-4}$.

Данные значения ТКС по своему порядку соответствуют значениям ТКС для чистых металлов [3].

Концентрацию носителей заряда определяли методом Холла [4]. Данные для образца №1 представлены в таблице.

Концентрация основных носителей рассчитывается по формуле (2):

$$n = \frac{I \cdot B \cdot r_H}{U_H \cdot b \cdot q}, \tag{2}$$

где I – ток через образец; B – величина магнитной индукции; r_H – Холл-фактор, $r_H = 1,18$, так как рассеяние происходит преимущественно на фононах; b – ширина образца, $b = 7$ мм; q – заряд электрона.

Согласно знаку холловской ЭДС установлено, что основными носителями заряда являются электроны.

Таблица

Экспериментальные данные эффекта Холла для образца № 1

B, Тл	I, А	U_H, мВ	n, м$^{-3}$	R_H, м^3/Кл	μ, м^2/(В·с)
0,15	0,01	49,4	$3{,}2\cdot10^{19}$	0,23	$4{,}8\cdot10^{-3}$
0,2	0,01	49,5	$4{,}3\cdot10^{19}$	0,17	$3{,}6\cdot10^{-3}$
0,25	0,01	49,5	$5{,}3\cdot10^{19}$	0,14	$2{,}9\cdot10^{-3}$
0,3	0,01	49,6	$6{,}4\cdot10^{19}$	0,12	$2{,}4\cdot10^{-3}$
0,35	0,01	49,6	$7{,}4\cdot10^{19}$	0,1	$2{,}1\cdot10^{-3}$
0,4	0,01	49,7	$8{,}5\cdot10^{19}$	0,09	$1{,}8\cdot10^{-3}$
0,44	0,01	49,7	$9{,}3\cdot10^{19}$	0,08	$1{,}7\cdot10^{-3}$

Холловская подвижность носителей заряда рассчитывается по формуле (3):

$$\mu = \frac{1}{R_0 \cdot q \cdot n}. \qquad (3)$$

Усреднив полученные значения концентрации и подвижности, получаем:

$n_{ср} = 6{,}3\cdot10^{19}$ м$^{-3}$;

$\mu_{ср} = 2{,}8\cdot10^{-3}$ м^2/(В·с).

Выводы. Установлено, что пленки ITO, полученные методом магнетронного распыления, обладают высокой электропроводностью с металлическим типом проводимости. Определены концентрация и подвижность носителей заряда группы образцов, которые составили $n_{ср} = 6{,}3\cdot10^{19}$ м$^{-3}$, $\mu_{ср} = 2{,}8\cdot10^{-3}$ м^2/(В·с). Для уточнения механизма электропроводности необходимо провести комплексные исследования параметров электропроводности образцов с различным содержанием кислорода при пониженных температурах.

Список литературы

1. Закирова Р.М. Разработка метода модификации свойств ITO пленок ионно-лучевой обработкой при реактивном ВЧ магнетронном напылении: дис. … канд. физ.-мат. наук. Ижевск, 2013. С. 10–11.

2. Zhizhen Ma. Indium-Tin-Oxide for High-performance Electro-optic Modulation / Ma Zhizhen, Li Zhuoran, Liu Ke, Ye Chenran, J. Sorger Volker // Nanophotonics. 2015. P. 198–213.

3. Сахаров Ю.В., Троян П.Е., Жидик Ю.С. Исследование механизмов электропроводности пленок оксида индия, легированного оловом // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2015. Т. 3 (37). С. 85–88.

4. Киреев П.С. Физика полупроводников: учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1969. С. 285–293.

РЕЗОНАНСНЫЕ МЭМС-СТРУКТУРЫ НА АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ЛЭМБА: АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ

П. С. Маринушкин[1], А. А. Левицкий[1], Ф. А. Барон[2], Ф. В. Зеленов[2]

[1]Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
[2]АО «НПП «Радиосвязь»
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19
E-mail: PMarinushkin@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы моделирования СВЧ МЭМС-резонаторов, работающих на акустических волнах Лэмба. Выполнены расчеты для определения степени влияния конструктивных параметров и физических свойств пьезоэлектрических материалов (AlN, ZnO) на характеристики акустической волны Лэмба. Получены численные оценки, характеризующие зависимость коэффициента электромеханической связи резонаторов с произвольным соотношением размеров от конфигурации электродных структур.

В последние годы наблюдается неослабевающий интерес к исследованиям в области создания микрорезонаторов с использованием технологий микроэлектромеханических систем (МЭМС) [1]. Достоинствами МЭМС-резонаторов являются малые размеры, высокие значения добротности, хорошая устойчивость к ударным и вибрационным нагрузкам, низкая стоимость при серийном изготовлении.

Рабочие частоты микрорезонаторов на основе стержневых элементов с изгибными колебаниями, как правило, не превышают сотен мегагерц, так как размеры частотозадающих элементов, требуемые для более высоких частот, становятся труднореализуемыми. При этом динамический импеданс резонаторов с уменьшением их размеров возрастает, что затрудняет их сопряжение с высокочастотным трактом. С точки зрения возможности решения указанных проблем представляют интерес микроструктуры с «контурными» колебаниями [2–9], позволяющие создавать резонаторы с существенно более высокими собственными частотами и имеющие сравнительно низкое динамическое сопротивление, облегчающее их согласование.

В резонаторах с «контурными» колебаниями в качестве рабочей акустической волны используются волны Лэмба, распространяющиеся в тонких механически изолированных пьезоэлектрических пленках (толщиной не больше длины акустической волны) анизотропных кристаллов с гексагональной структурой типа вюрцита, например, нитрида алюминия AlN или оксида цинка ZnO. Для создания таких резонаторов используют подвешенные пьезоэлектрические звукопроводы, на поверхности которых формируют периодические структуры металлических электродов, образующих встречно-штыревые преобразователи (ВШП). Подвешенная конструкция звукопровода, благодаря образованной под ним полости, акустически изолирована от подложки (рис. 1).

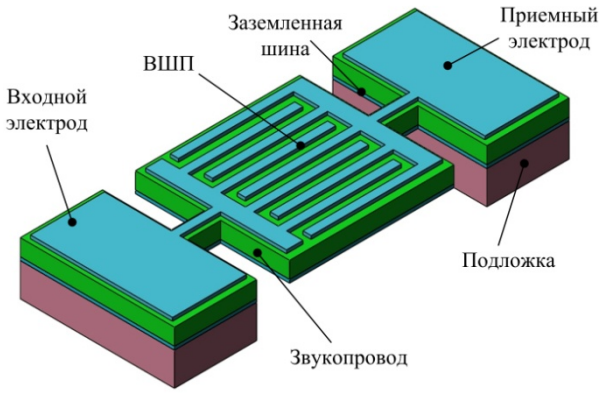


Рис. 1. Конструктивное исполнение резонатора с контурными колебаниями

Изменение длины, ширины и положения электродов на поверхности звукопровода позволяет формировать требуемые частотные характеристики резонаторов. В зависимости от схемы расположения электродов можно выделить ряд базовых электродных структур, применяемых в одновходовых (двухполюсных) резонаторах с контурными колебаниями (рис. 2), реализующих поперечное и продольное возбуждение акустических волн (рис. 2, *а* и рис. 2, *б*, *в* соответственно).

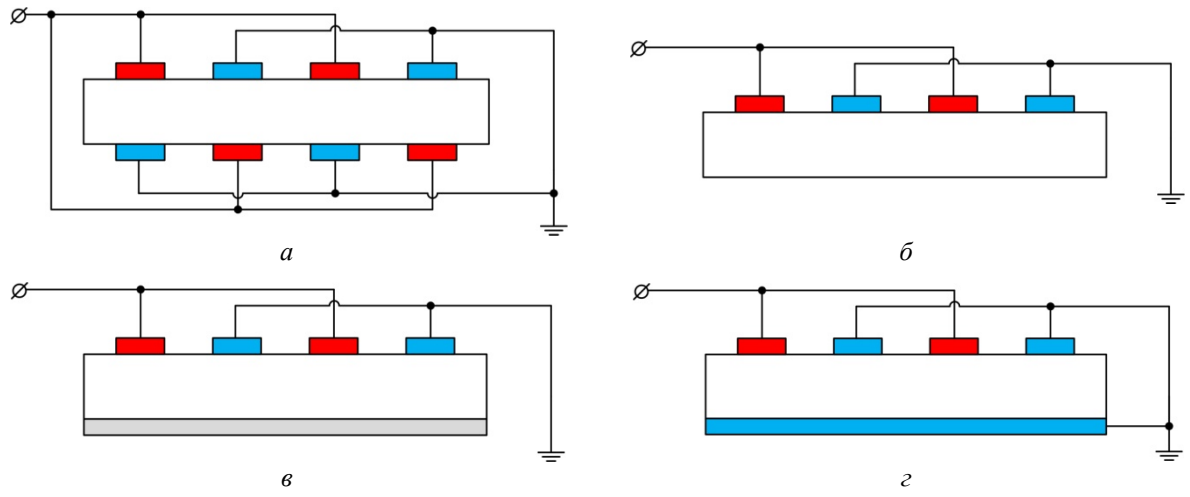


Рис. 2. Электродные конфигурации одновходовых резонаторов: *а* – двойной ВШП; *б* – одинарный ВШП; *в* – одинарный ВШП с изолированным (плавающим) нижним электродом; *г* – одинарный ВШП с заземленным нижним электродом

Для качественной характеризации микрорезонаторов применяют показатель произведения рабочей частоты на добротность $f \cdot Q$. Существует принципиальная возможность создания МЭМС-резонаторов на волнах Лэмба с добротностью 10^4–10^5 и рабочими частотами вплоть до 10 ГГц – за счет их особого конструктивного исполнения. Для этого снабженный ВШП пьезоэлектрический слой размещают на звукопроводе из высокодобротных материалов: сапфира (Al_20_3) [10], карбида кремния (SiC) [11]. Резонаторы, сконструированные по этому принципу, получили название LOBAR (Lateral Overtone Bulk Acoustic Resonators).

Для анализа акустических процессов необходимо в пределах расчетной области (рис. 3) решить связанную задачу электроупругости с соответствующими граничными условиями.

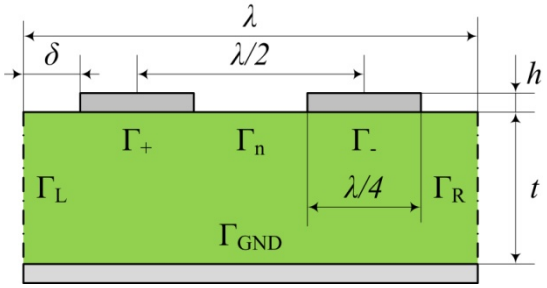


Рис. 3. Модель ячейки микрорезонатора на волнах Лэмба, соответствующая вариантам *б* и *г* на рис. 2

Система определяющих уравнений для пьезоэлектрических материалов, связывающая механическое напряжение **T** и деформацию **S** с напряженностью электрического поля **E** и электрическим смещением **D**, имеет вид [12, 13]:

$$\mathbf{T} = \mathbf{c}_E\mathbf{S} - \mathbf{e}\mathbf{E},$$

$$\mathbf{D} = \boldsymbol{\varepsilon}_S\mathbf{E} + \mathbf{e}^T\mathbf{S},$$

где $\mathbf{c}_E$ – тензор коэффициентов упругости-при постоянном электрическом поле; $\mathbf{e}$ – тензор пьезоэлектрических постоянных; $\boldsymbol{\varepsilon}_S$ – тензор диэлектрических констант, измеренных при постоянных деформациях; индекс T обозначает транспонированную матрицу.

Граничные условия на поверхностях электродов представляют собой условие Дирихле для электрического потенциала, соответствующее режиму возбуждения резонатора (Γ_+, Γ_-, Γ_{GND}). На свободных от электродов участках пьезоэлектрического слоя в качестве граничного условия принимается условие Неймана для нормальных поверхностных механических напряжений (Γ_n). На левой и правой границах модели задаются периодические граничные условия, заключающиеся в непрерывности нормальных компонент вектора электрического смещения, непрерывности тангенциальных компонент электрического поля, непрерывности нормальных механических напряжений и непрерывности механических смещений (Γ_L, Γ_R).

Численная модель, построенная на основе приведенной системы уравнений и соответствующих граничных условий, позволяет получить волновую картину в резонаторе. На рис. 4 приведены результаты расчета форм колебаний резонансной структуры, выполненной из AlN в конфигурации одинарного ВШП с заземленным нижним электродом с толщиной верхних и нижнего электродов – 0,1 мкм, пьезоэлектрического слоя – 2 мкм, $\lambda = 4$ мкм.

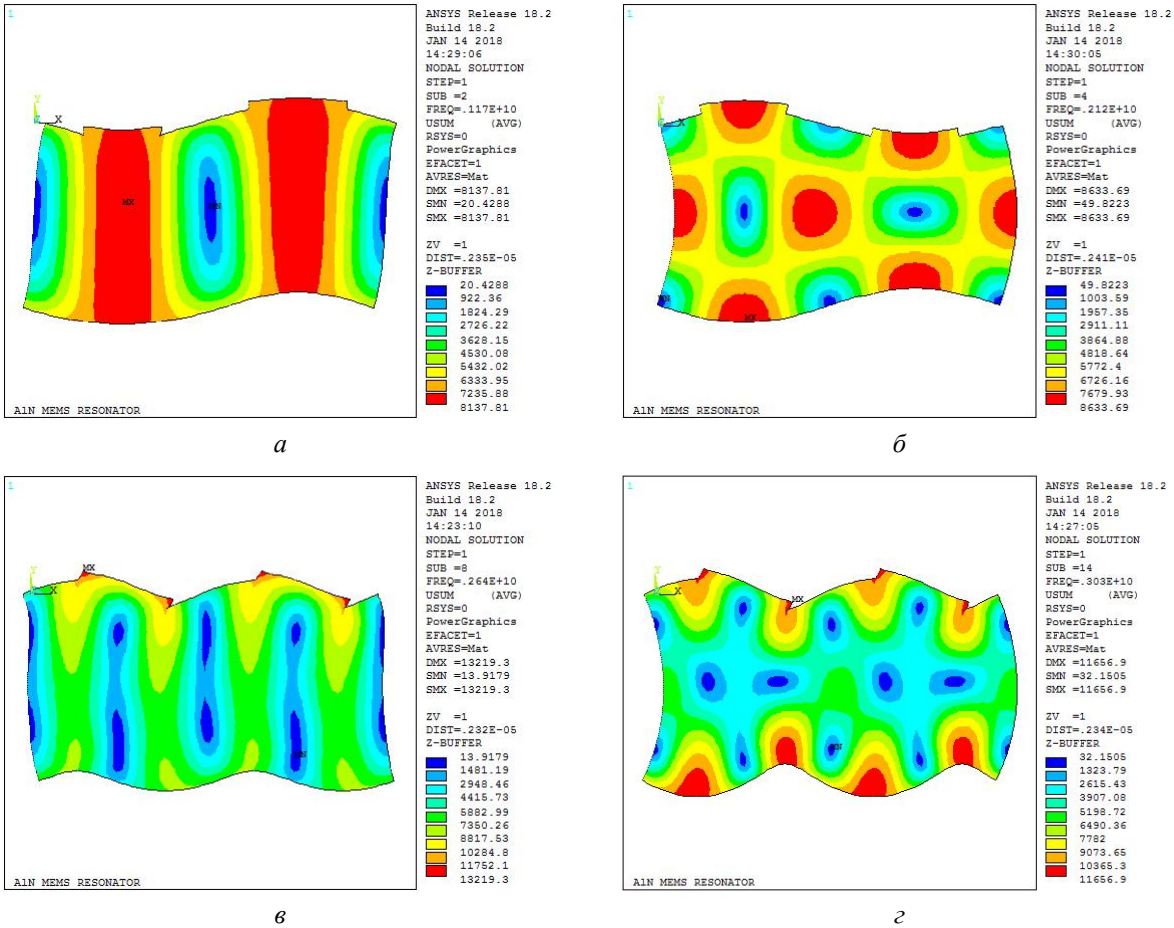


Рис. 4. Моды Лэмба: *а* – асимметричная A_0 (1,1725 ГГц); *б* – симметричная S_0 (2,1244 ГГц); *в* – асимметричная A_1 (2,64 ГГц); *г* – симметричная S_1 (3,03 ГГц)

На рис. 4 видны присущие волнам Лэмба особенности: волновая картина характеризуется двумя составляющими колебательных смещений, одна из которых параллельна направлению распространения волны, другая – перпендикулярна плоскости звукопровода. Моды, отличающиеся движением верхней и нижней поверхностей резонатора в одном и в противоположных направлениях, относятся к асимметричным и симметричным модам Лэмба соответственно.

Одной из основных задач разработки резонаторных элементов является обеспечение эффективного преобразования электрических сигналов в акустические и обратно, что определяется, главным образом, пьезоэлектрическими свойствами материала активного слоя, а также выбором конструктивных параметров – вида конфигурации ВШП, соотношения толщины электродов и пьезоэлектрической пленки и т. д. Критерием выбора наилучшего решения может служить эффективный коэффициент электромеханической связи k_{eff}^2.

Расчеты показывают, что наибольшей эффективностью акустического преобразования обладает электродная структура двойного ВШП, а наименьшей – одинарный ВШП с заземленным нижним электродом (см. рис. 2). В пленках нитрида алюминия коэффициент электромеханической связи для моды S_0 в резонаторах с двойным ВШП максимален при относительной толщине пленки $h/\lambda \approx 0{,}4$ и имеет величину ~ 5 %. Оксид цинка имеет более высокий коэффициент связи ($k_{eff}^2 \approx 11{,}5$ % при $h/\lambda \approx 0{,}3$).

Следует отметить, что, кроме того, двойной ВШП имеет значительно меньший уровень возбуждения паразитных волн (рис. 5). Наряду с рабочим типом колебаний, в микрорезонаторах может возбуждаться целый ряд паразитных колебаний, обуславливающих снижение добротности. Поэтому желательно обеспечить условия, чтобы полная энергия преимущественно концентрировалась на рабочей моде.

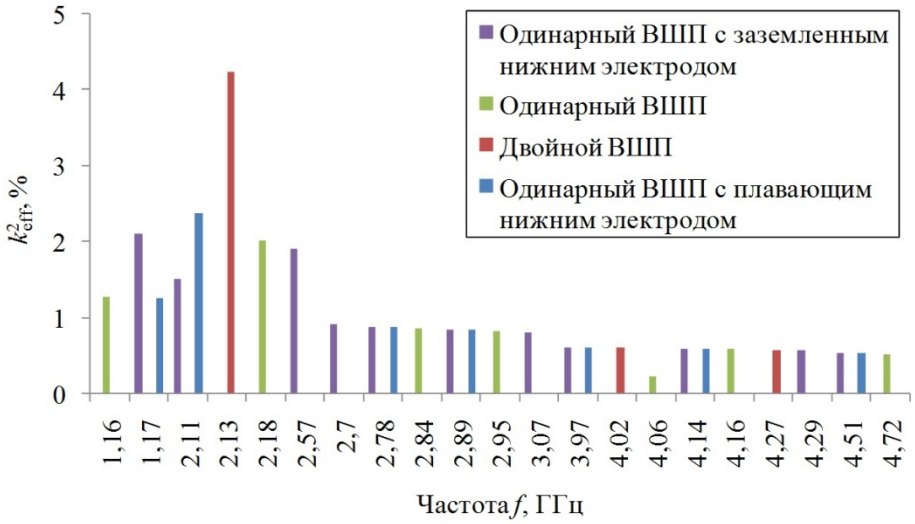


Рис. 5. Гистограмма зависимости k_{eff}^2 от частоты (материал звукопровода – нитрид алюминия, $h/\lambda = 0{,}5$)

Из рис. 5 видно, что двойной ВШП позволяет получить самое высокое значение коэффициента электромеханической связи и максимальное расстояние между резонансными частотами. При $h/\lambda = 0{,}5$ преимущественно возбуждается рабочая мода колебаний S_0, в то время как все другие моды в значительной степени подавляются.

Тем не менее сопутствующие сложности технологического процесса, в частности трудности выращивания высококачественных пленок и погрешности совмещения

верхнего и нижнего фотолитографических шаблонов, ограничивают возможности реализации резонаторов с двойными ВШП.

Наиболее простой технологией отличаются резонаторы с одинарными ВШП, требующие минимальное количество шаблонов и, соответственно, операций для изготовления. Поэтому в диапазоне частот свыше 1 ГГц, где возрастание требований к качеству пьезоэлектрического слоя затрудняет применение структур двойных ВШП, целесообразно использовать одинарные ВШП. На более низких частотах возможно применение двойных ВШП.

Полученные результаты позволяют определить основные направления создания МЭМС-резонаторов на частоты 5–10 ГГц, а также потенциально достижимые параметры качества.

Список литературы

1. Basu J., Bhattacharyya T. Microelectromechanical Resonators for Radio Frequency Communication Applications // Microsystem Technologies. 2011. 17. P. 1557–1580.

2. Y. Hou, M. Zhang, G. Han, C. Si, Y. Zhao, J. Ning. A review: Aluminum nitride MEMS contour-mode resonator // Journal of Semiconductors. 2016. 37. 101001.

3 Zou. J., Lam C.S. Electrode design of AlN Lamb wave resonators // 2016 IEEE International Frequency Control Symposium (IFCS). 2016. P. 1–5.

4. V. Pashchenko, R. Matloub, F. Parsapourkolour, P. Muralt, S. Ballandras, K. Haffner, Hybrid BAW/SAW AlN and AlScN thin film resonator, 1-4, 2016.

5. Tu C., Lee J. VHF-band biconvex AlN-on-silicon micromechanical resonators with enhanced quality factor and suppressed spurious modes // Journal of Micromechanics and Microengineering. 2016. 26. 065012.

6. G. Chen, C. Cassella, Z. Qian, G. E. Hummel, M. Rinaldi, Lithographically defined aluminium nitride cross-sectional Lamé mode resonators // Journal of Micromechanics and Microengineering. 2017. Vol. 2, Number 3.

7. M. Wei, A. Avila, I. Rivera, M. Baghelani, J. Wang, ZnO on nickel RF micromechanical resonators for monolithic wireless communication applications // Journal of Micromechanics and Microengineering. 2017. Vol. 27, Number 5.

8. Rinaldi M., Zuniga C., Piazza G. 5-10 GHz AlN Contour-Mode Nanoelectromechanical Resonators // 2009 IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. 2009. P. 916–919.

9. Gong S., Kuo N.-K., Piazza G. GHz AlN lateral overmoded bulk acoustic wave resonators with a $f \cdot Q$ of 1.17×10^{13} // 2011 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum. 2011. Proceedings [5977846].

10. Kuo N. K. et al., Micromachined sapphire GHz lateral overtone bulk acoustic resonators transduced by aluminum nitride // 2012 IEEE 25th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Paris, 2012. P. 27–30.

11. Gong S., Kuo N.-K., Piazza G. A 1.75 GHz piezoelectrically-transduced SiC lateral overmoded bulk acoustic-wave resonator // 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference TRANSDUCERS'11. 2011. P. 922–925.

12. Наседкин А.В. Волновые поля в анизотропных упругих средах с усложненными свойствами и методы конечно-элементного динамического анализа: дис. … д-ра физ.-мат. наук. Ростов-на-Дону, 2001. 271 с.

13. Соловьев А.Н. Прямые и обратные задачи для конечных упругих и электроупругих тел: дис. … д-ра физ.-мат. наук. Ростов-на-Дону, 2005. 296 с.

ФОРМИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ СОЛНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА НА ОСНОВЕ МАЛОЗАТРАТНОЙ ТЕХНОЛОГИИ

И. О. Писарев, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

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

Представлена каскадная структура солнечного элемента, сформированная на кремниевой подложке термическим вакуумным напылением слоя меди, электрохимическим ее окислением до Cu_2O и последующим нанесением прозрачного проводящего оксида InSnO экстракционно-пиролитическим методом. Показано, что наличие в структуре гетероперехода Cu_2O/InSnO увеличивает эффективность фотопреобразования в десятки раз.

Разработка эффективных средств преобразования солнечной энергии в электричество является актуальной проблемой сегодняшнего дня. Повышение эффективности фотопреобразования солнечных элементов и уменьшение затрат на производство настоятельно требуют поиска новых материалов и технологий, что обусловило интерес к пленочным каскадным структурам [1].

В данной работе авторами предложена структура, подложкой для которой является кремний *p*-типа с удельным сопротивлением 0, 01 Ом·см. Как известно, медь обладает хорошей адгезией по отношению к кремнию. Формирование слоя меди толщиной 0,2 мкм на кремниевой подложке осуществлялось методом термического вакуумного напыления на установке ВУП-2 с вакуумом 10^{-4} мм рт. ст.

Следующим этапом формирования структуры солнечного элемента явилось окисление меди. Самыми распространёнными методами получения этого полупроводника являются термическое и электрохимическое окисление меди. Авторы оказали предпочтение электрохимическому методу как менее энергоемкому. Для получения анодной закиси меди обычно применяют электролиты на основе серной кислоты и гидроксида калия, при этом наряду с оксидом Cu_2O формируется побочный CuO, который не столь фотоактивен, как оксид одновалентной меди. В качестве электролита использовали 5 % водный раствор сульфаминовой (амидосерной) кислоты NH_2SO_3H [2].

Завершающим этапом в формировании структуры является нанесение слоя InSnO (*ITO*), который обладает проводящими свойствами и применяется в качестве просветляющего покрытия. Формирование проводящего оксида InSnO осуществлялось экстракционно-пиролитическим методом [3]. Идея метода заключается в экстракционном извлечении целевых компонентов из водных растворов, последующем их смешивании в требуемом соотношении, нанесении на подложку и пиролизе.

В работе был использован следующий порядок нанесения покрытия InSnO.

1. Нанесение 0,1–0,5 мл раствора в центр подложки.

2. Вращение подложки на центрифуге со скоростью 2500–3000 об/мин в течение одной минуты для равномерного распределения раствора на поверхности подложки.

2. Отжиг образца в печи при температуре 450 ºС в течение 3 минут.

3. Охлаждение вне печи в течение 2 минут и нанесение следующего слоя. Общее количество нанесённых слоёв равно десяти.

Тип проводимости оксидов Cu_2O и InSnO определяли методом термозонда. Метод основан на эффекте возникновения в полупроводнике объемной термоЭДС определенной полярности, если отдельные удаленные друг от друга области полупроводника имеют различные температуры.

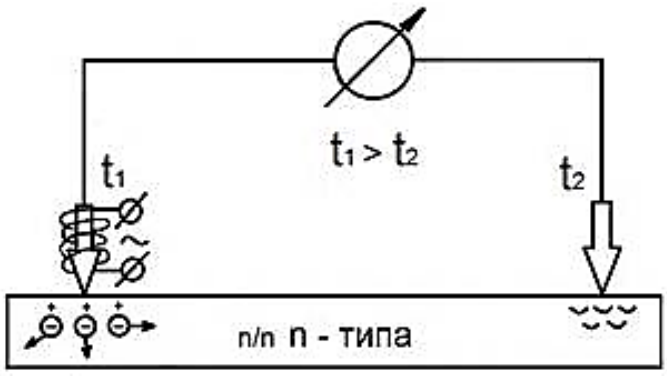


Рис. 1. Схема определения типа проводимости полупроводника по знаку термоЭДС

Основные носители заряда, например электроны, из-за больших тепловых скоростей перемещаются из горячей области в холодную, вследствие чего горячий зонд будет иметь положительный потенциал, а холодный – отрицательный. При дырочной проводимости горячий зонд зарядится отрицательно, а холодный − положительно. По отклонению указателя гальванометра вправо или влево от нулевого деления шкалы можно судить о типе проводимости материала. Для получения достаточной чувствительности метода горячий зонд должен иметь температуру 50−70 °С.

На рис. 2 приведена вольт-амперная характеристика (ВАХ) структуры, полученная с помощью четырехзондового метода, не требующего создания омических контактов [4]. Вид ВАХ подтверждает образование *p*–*n*-перехода между Cu_2O и InSnO, который необходим для эффективного разделения носителей заряда, генерируемых светом. Площадь исследуемой структуры составляла 1см^2.

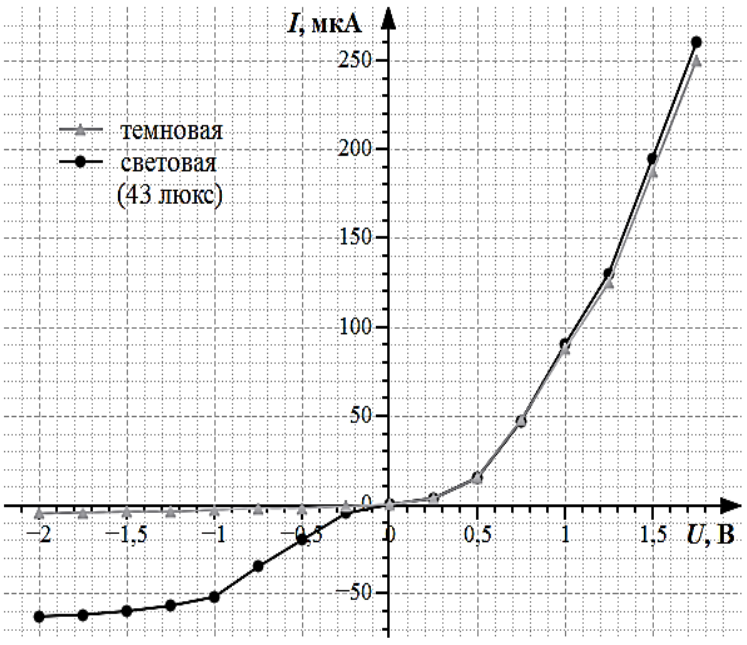


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика структуры *p*-Si / *p*-Cu_2O/ *n*-InSnO

Исследование структуры методом ИК-спектроскопии показало наличие оксидов Cu_2O и InSnO на кремниевой подложке (рис. 3). На спектрограмме изменение оптиче-

ской плотности происходит на длинах волн 580 и 370 нм, что соответствует ширине запрещенной зоны 2,13 эВ для Cu_2O и 3,4 эВ для InSnO согласно формуле

$$\lambda = hc / E_g ,$$

где λ – длина волны; h – постоянная Планка; c – скорость света; E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника.

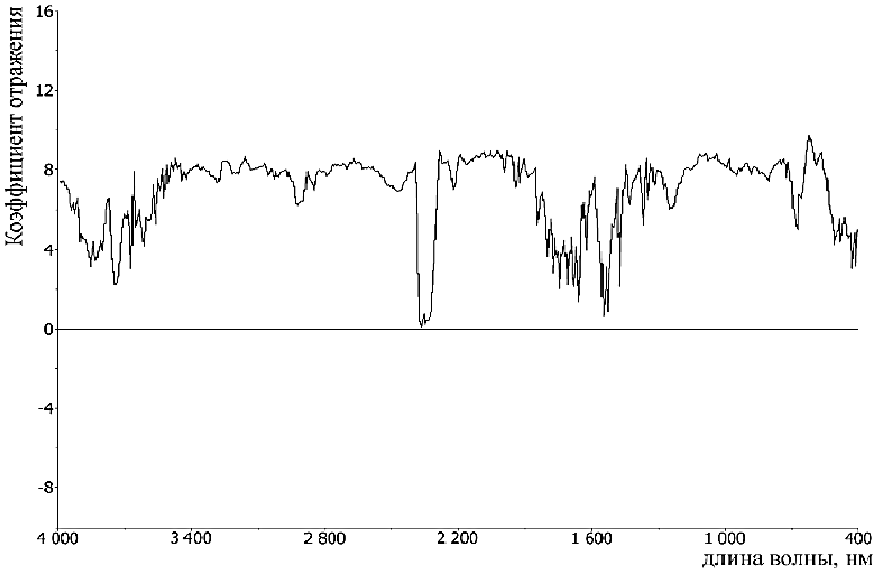


Рис. 3. Спектр отражения структуры p-Si / p-Cu_2O/ n-InSnO

Фотоэлектрические исследования проводились с помощью схемы, представленной на рис. 4. Через оптическую фокусирующую систему ФС и фильтр Ф на образец направляется световой поток источника света. Образец помещён между полюсами магнита и включён в электрическую цепь, состоящую из источника постоянного напряжения ИН, резистора с переменным сопротивлением $R1$ и микроамперметра. Во избежание нагрева образцов и искажения данных используется импульсное освещение с помощью вращающегося диска с прорезями Д. Переменное напряжение на образце, генерируемое за счёт протекания фототока или фотомагнитного тока, усиливается селективным усилителем У и регистрируется вольтметром В или осциллографом О.

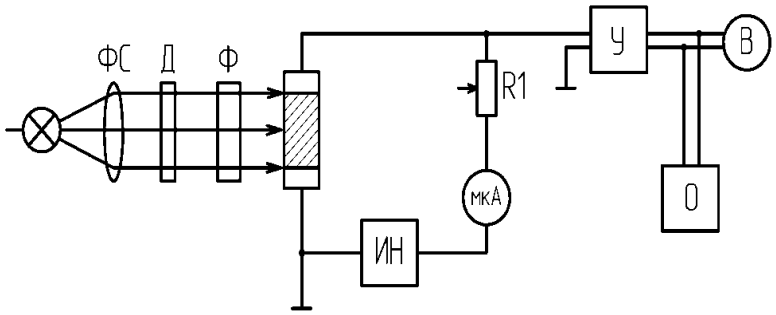


Рис. 4. Схема измерительной установки

Исследование фотопреобразования в полученной структуре показало, что по сравнению с фотоотликом структуры p-Si /p-Cu_2O плотность светового тока короткого замыкания в структуре p-Si / p-Cu_2O/ n-InSnO увеличилась в 22 раза (рис. 5).

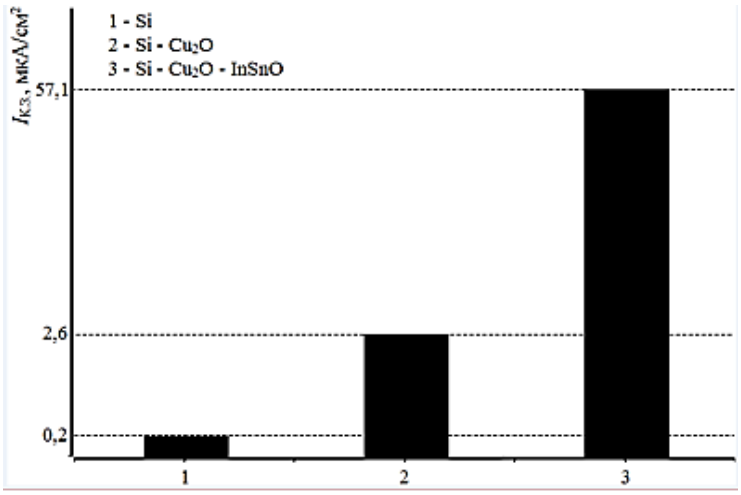


Рис. 5. Эффективность фотопреобразования структуры *p*-Si /*p*-Cu_2O/*n*-InSnO

Анализируя показатели фотоотклика структуры, можно предположить, что значительная добавка по световому току обусловлена фотоактивностью оксида одновалентной меди, наличием просветляющего покрытия и каскадной структуры: ширина запрещенной зоны у оксида меди (2,13 эВ) больше, чем у кремния (1,12 эВ), а у InSnO (3,4 эВ) больше, чем у Cu_2O. Наличие двух гетеропереходов (между исходным кремнием и оксидом меди, оксидом меди и ITO) скапливает электроны на кремнии, а дырки на оксиде меди.

Таким образом, предлагаемая в данной работе структура с использованием стандартной кремниевой подложки, оксида меди Cu_2O и проводящего прозрачного оксида InSnO отличается от имеющихся технологий создания солнечных элементов доступностью материалов и простотой получения структуры без применения высокоэнергетичных процессов и сложного оборудования для формирования электронно-дырочного перехода.

Список литературы

1. Солнечная фотовольтаика: современное состояние и тенденции развития / В.А. Миличко, А.С. Шалин, И.С. Мухин и др. // Успехи физических наук. 2016. Т. 186, № 8. С. 801–852.

2. Shelovanova G.N. and Patrusheva T.N. Effective Phototransformation in a Heterostructure Based on Copper(I) Oxide and Cadmium Tin Oxide // ISSN 1063-7834. Physics of the Solid State. 2017. Vol. 59, No. 2. P. 246–250.

3. Indium–Tin Oxide Films Obtained by Extraction Pyrolysis / N.Yu. Snezhko, A.L. Belousov, A.V. Ryzhenkov, T.N. Patrusheva, Yu.L. Mikhlin, S.M. Zharkov, and A.I. Khol'kin // Theoretical Foundations of Chemical Engineering. 2015. Vol. 49, No. 5. P. 721–725.

4. Дьяконов В. Современная техника и приборы для измерения резистивности и снятия ВАХ // Компоненты и технологии. 2010. № 10. С. 137–144.

ПОЛУЧЕНИЕ ФОТОАКТИВНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР *p-Si-p-Cu_2O/ZnO*

А. С. Слизкова, Т. Н. Патрушева, Г. Н. Шелованова (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Alenka771@yandex.ru

Рассмотрена фотоактивная гетероструктура p-Si-p-Cu_2O/ZnO, полученная нанесением на кремниевую подложку p-типа меди методом вакуумного термического напыления с последующим окислением до оксида меди и нанесением пленки оксида цинка экстракционно-пиролитическим методом. За счет создания гетероперехода достигается увеличение фотоактивности структуры.

Гетероструктурная солнечная энергетика является перспективным направлением использования оксидных материалов. В работах [1–3] были показаны перспективы использования гетероструктур ZnO-CuO в солнечной энергетике.

Оксид цинка (ZnO) представляет несомненный интерес благодаря своим полупроводниковым и пьезоэлектрическим свойствам [4–8]. ZnO - широкозонный полупроводник с шириной запрещенной зоны Eg ≈ 3,94 эВ при T = 0 K и 3,37 ± 0,01 эВ при комнатной температуре, обладающий n-типом проводимости. В основном оксид цинка встречается в структуре типа вюрцит. Наноструктуры ZnO находят применение в качестве полевых транзисторов, газовых сенсоров, биосенсоров, полевых эмиссионных дисплеев и наноэлектромеханических систем (NEMS). Свойства оксида цинка позволяют на его основе создавать элементы фотовольтаических систем с различными функциональными назначениями. Оксид цинка – это уникальный функциональный полупроводниковый материал с широкой запрещённой зоной (3,37 эВ), большой энергией связи экситона (60 мэВ), обладающий эффективной ультрафиолетовой люминесценцией. Поверхностные люминесцирующие слои для солнечных элементов должны иметь прозрачную матрицу, оптимальную для внедрения в неё квантовых точек, которые, в свою очередь, должны иметь полосы поглощения в УФ-области, необходимый красный сдвиг люминесценции, высокий квантовый выход, иметь устойчивые характеристики.

Зависимость электрофизических параметров оксида цинка от условий получения и различных внешних факторов, в частности, адсорбционно-десорбционных процессов, особенно существенна в случае получения наноструктурированных пленок. В частности, удельная электропроводность пленок оксида цинка может изменяться в достаточно широких пределах, что связано с нестехиометричностью соединения и вариацией содержания примесей в пленке [9–11]. Избыток цинка в кристаллической решетке обусловливает наличие собственных дефектов типа междоузельных атомов цинка или вакансий кислорода, которые являются донорами, способными к двойной ионизации, а их концентрация определяет величину электропроводности оксида цинка [12].

Применение ZnO в фотовольтаических элементах в первую очередь возможно благодаря созданию упорядоченного объемного гетероперехода. За счет создания объемного гетероперехода достигается возрастание удельной площади контакта гетероперехода, которая может быть увеличена в сотни раз. Так, в работе [13] был создан солнечный элемент на основе объемного гетероперехода ZnO нанопровода/PbS наночастицы, а в работах [14–16] показана возможность создания поликристаллического гетероперехода n-ZnO/p-CuO.

В последнее время весьма перспективно применение композитов «наностержни ZnO/наночастицы CuO» для фотокаталитического получения водорода из водных растворов под действием солнечного освещения. Эти композиты обладают значительно

более высокой фотокаталитической активностью по сравнению с ZnO. Активность композитов может быть использована для создания различного типа химических и газовых сенсоров. В композитных материалах из CuO/ZnO наностержней эффективно уменьшается работа выхода электронов, и ток эмиссии возрастает почти в 3 раза, что делает такие материалы перспективными для полевых эмиттеров. Большой интерес привлекают структуры ядро-оболочка на основе ZnO/CuO для оптоэлектронных применений и создания гибких и недорогих солнечных элементов, для солнечных элементов на квантовых точках.

Интерес к оксиду меди (Eg (CuO) ≈ 1,35 эВ), обладающему p-типом электропроводности, обусловлен перспективами его применения в устройствах солнечной энергетики нового поколения для формирования объемных фрактальных гетеропереходов оксид цинка – оксид меди. Солнечные элементы на основе гетероперехода ZnO/CuO представляют большой интерес, поскольку их эффективность преобразования энергии падающих фотонов в электрическую может достигать 10 %.

Плёнки и слои оксида меди (I) Cu_2O и оксида меди (II) CuO обладают высоким потенциалом для использования данных материалов при создании низкозатратных солнечных элементов. Оксид меди (I) является не стехиометрическим полупроводником p-типа с шириной запрещённой зоны 2эВ. Согласно теоретическим расчётам эффективность преобразования энергии солнечными элементами на его основе составляет 12 %. Получаемые практические значения на данный момент составляют не более 2 % [17].

Увеличение эффективности фотовольтаических элементов тесно связано с увеличением площади границы раздела, ответственной за разделение носителей заряда. В p–n-переходах и гетеропереходах разделение носителей заряда осуществляется за счет внутреннего электрического поля на границе раздела областей (фаз). При этом перспективным направлением формирования фотовольтаических элементов является увеличение площади контакта за счет создания «объемного» гетероперехода. Такие структуры удается формировать на основе одномерных наноструктур оксида цинка.

Проблемы разработки низкозатратных технологий синтеза многофункциональных материалов привлекают значительное внимание исследователей. Широкие возможности управления структурой и свойствами материалов открываются при синтезе наноструктурированных материалов благодаря как размерным эффектам, так и большому вкладу поверхности в свойства материала.

Для того чтобы фотовольтаика могла конкурировать с ископаемыми источниками энергии, цена на вырабатываемую ею электроэнергию должна быть снижена примерно в 5–10 раз. Тонкоплёночная технология имеет большие потенциальные возможности для снижения стоимости солнечных модулей – возобновляемых источников энергии.

С учётом перспективности применения наноразмерных структур оксида цинка представляет значительный интерес разработка методов их контролируемого синтеза для создания структур с заданными свойствами.

Пленки ZnO могут быть созданы различными методами. К основным из них относятся спрей-пиролиз, золь-гель метод, химическое осаждение из паровой фазы (CVD), магнетронное распыление, молекулярно-лучевая эпитаксия, лазерная абляция и др. Одним из наиболее перспективных с точки зрения возможности получения структур с большими площадями является спрей-пиролиз водно-спиртовых растворов.

Для практических применений важна разработка методов синтеза, позволяющих получать материалы с заданными свойствами с высокой экономической эффективностью. Методы осаждения прекурсоров в водной фазе, механохимические методы являются низкозатратными и поэтому потенциально высокоэффективными.

В работе [18] путём электроосаждения были получены солнечные элементы на основе структур Cu_2O/ZnO. Плёнки оксида цинка n-типа были электроосаждены на стеклянных подложках, покрытых плёнкой оксида индия, легированного оловом, с сопротивлением 10 Ом из водного раствора 0,025 М нитрата цинка при температуре 70 °С. Второй электрод состоял из золота. Напряжение было 2,5 В, что обеспечивало скорость роста 2,5 мкм/час. Поликристаллические тонкие плёнки Cu_2O p-типа были получены электроосаждением при температуре 60 °С из раствора сульфата меди (4 г), молочной кислоты (6 г), растворённой в 300 мл деионизованной воды, pH 11–12, напряжение поддерживалось 0,7–0,9 В, ток 0,2 мА/см^2. Скорость роста составляла 30–40 нм/час. Полученные соединения обладали большим потенциалом использования при создании солнечных батарей ввиду большой поверхности интерфейса, сравнительной простоты и низкозатратности метода.

Поликристаллические n-ZnO/p-Cu_2O гетероструктуры были изготовлены низкотемпературным электроосаждением слоёв ZnO и Cu_2O в водных растворах [19]. Условие для формирования слоя Cu_2O значительно отразилось на электрической выпрямляющей характеристике и на фотоэлектрических свойствах полученных образцов. Гетеропереход, изготовленный при оптимизированных условиях, показал превосходную электрическую особенность выпрямления и фотоэлектрические свойства с эффективностью 1,28 %.

В нашей работе получена гетероструктура p-Si-p-Cu_2O/ZnO. На кремниевую подложку p-типа методом вакуумного термического напыления нанесен слой меди, который далее был термически окислен до оксида меди при 300 °С. Нанесение пленки оксида цинка осуществляли экстракционно-пиролитическим методом. В качестве прекурсора использован раствор карбоксилата цинка, который наносили на слой оксида меди методом накатывания и термически разлагали до оксида цинка при температуре 300 °С, повторяя циклы нанесения и пиролиза 5–7 раз для достижения толщины слоя 150–200 нм.

Энергетическая диаграмма полученной структуры представлена на рис. 1.

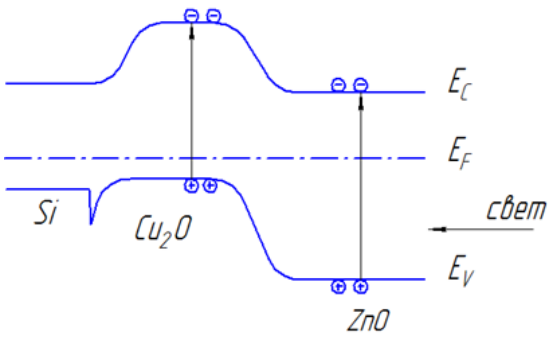


Рис. 1. Энергетическая диаграмма гетероструктуры p-Si-p-Cu_2O/ZnO

Вследствие разницы в ширине запрещенной зоны полупроводников 1,12 эВ для Si, 2,12 эВ для Cu_2O и 3,4 эВ для ZnO формируется каскадная структура, содержащая два гетероперехода. За счет создания в структуре второго гетероперехода Cu_2O\ZnO достигается увеличение фотоактивности в 6,5 раза по сравнению со структурой Si/Cu_2O.

Для создания фотоактивной гетероструктуры целесообразно нанесение на полупроводниковый материал дополнительных слоев, в том числе полупроводниковых оксидов. Оксид цинка – это уникальный функциональный полупроводниковый материал

с широкой запрещённой зоной (3,37 эВ). Было установлено, что композиты CuO/ZnO обладают значительно более высокой фотокаталитической активностью по сравнению с ZnO. Оксид меди (I) является нестехиометрическим полупроводником p-типа с шириной запрещённой зоны 2 эВ и обладает высоким потенциалом для использования данных материалов при создании низкозатратных солнечных элементов.

Использование двух оксидных полупроводников позволит обеспечить экологичность в процессе производства, эксплуатации и утилизации фотовольтаических элементов. Использование дешевых экологически чистых материалов и технологий позволит снизить себестоимость конечного продукта. Такие разработки могут быть применены во многих областях науки и техники, включая smart-одежду для военнослужащих и специалистов, работающих в труднодоступных районах.

Список литературы

1. Адилов Ш.Р., Кумеков М.Е., Кумеков С.Е., Теруков Е.И. // ФТП. 47 (5). 642 (2013).

2. Лисицкий О.Л., Кумеков М.Е., Кумеков С.Е., Теруков Е.И. // ФТП. 43 (6). 794 (2009).

3. Верменичев Б.М., Лисицкий О.Л., Кумеков М.Е., Кумеков С.Е., Теруков Е.И., Токмолдин С.Ж. // ФТП. 41 (3). 298 (2007).

4. Klingshirn C.F., Meyer B.K., Waag A., Hoffman A., Geurts J. Zinc Oxide. From Fundamental Properties towards Novel Applications (Springer, 2010).

5. Jagadish C., Pearton S.J. Zinc Oxide Bulk // Thin Films and Nanostructures: Processing, Properties, and Applications (Elsevier Science, 2006).

6. Saleem M., Fang L., Wakeel A., Rashad M., Kong C.Y. // World J. Condens. Matter Phys., 2. 10. 2012.

7. Kaneva N., Krasteva L., Dimitrov D., Bojinova A., Papazova K., Ponomareva A., Suchaneck G., Moshnikov V. // Bulgarian Chem. Commun., 45 (4). 635 (2013).

8. Tokmoldin S.Zh., Mukashev B.N., Beisenkhanov N.B., Aimagambetov A.B., Ovcharenko I.V. // Mater. Res. Soc. Symp. Proc., 864. 39 (2005).

9. Рогальский А. ИК-детекторы: Пер. с англ. / под ред. А.В. Войцеховского. Новосибирск: Наука, 2003.

10. Тутов Е.А., Тума Ф.А., Кукуев В.И. Механизмы токопереноса в структуре Al/ZnO/Si // Конденсированные среды и межфазные границы. 2006. № 4 (8). С. 334.

11. Агеев О.А., Замбург Е.Г. Выращивание наноструктурированных пленок оксида цинка в модуле импульсного лазерного осаждения нанотехнологического комплекса НАНОФАБ НТК-9 (тезисы) // Сб. тезисов докл. Всерос. молодежной школы-семинара «Нанотехнологии и инновации - 2009». С. 20.

12. Агеев О.А., Замбург Е.Г., Михайличенко А.В., Пташник В.В. Исследование влияния режимов импульсного лазерного осаждения на электрофизические свойства пленок ZnO (тезисы) // Сб. тр. междунар. науч.-техн. конф. и молодежной школы-семинара «Нанотехнологии - 2010». Ч. 2. С. 31.

13. Increased open-circuit voltage of ZnO nanowire/PbS quantum dot bulk heterojunction solar cells with solution-deposited $Mg(OH)_2$ interlayer / Shuaipu Zang, Yinglin Wang, Wei Su, Hancheng Zhu, Gang Li, Xintong Zhang and Yichun Liu // Phys. StatusSolidiRRL. 2016. P. 1–4.

14. О модели формирования поликристаллического гетероперехода n-ZnO/p-CuO / Ш.Р. Адилов, М.Е. Кумеков, С.Е. Кумеков, Е.И. Теруков // ФТП. 2013. Т. 47. В. 5. С. 642–643.

15. Наноструктурированные материалы на основе оксида цинка для гетероструктурных солнечных элементов / А.А. Бобков, А.И. Максимов, В.А. Мошников, П.А. Сомов, Е.И. Теруков // ФТП. 2015. Т. 49. В.10. С. 1402–1406.

16. Синтез наноструктур на основе оксида цинка для создания гетероструктурных фотовольтаических элементов / Н.А. Лашкова, А.И. Максимов, А.А. Рябко, В.А. Мошников, Е.И. Теруков // ФТП. 2016. Т. 50. В. 9. С. 1276–1282.

17. Noguet, C. Tapiero, M. Schwab, C. Zielinger, J.P.Trivich, D. Komp, R.J. Wang, E.Y. and Wang, K. Cuprous Oxide as a Photovoltaic Converter // 1st European community Photovoltaic conference proc. 1977. P. 1170.

18. Jingbiao Cui, Ursula J. Gibson, A Simple Two-Step Electrodeposition of Cu2O/ZnO Nanopillar Solar Cells // J. Phys. Chem. C. 2010. Vol. 114. P.6408–6412.

19. Masanobu Izaki, Tsutomu Shinagawa, Ko-Taro Mizuno, Yuya Ida, Minoru Inaba and Akimasa Tasaka Electrochemically constructed p-Cu_2O/n-ZnO heterojunction diode for photovoltaic device // J. Phys. D: Appl. Phys. 2007. Vol. 40. P. 3326–3329.

ДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОМОДОВОГО РЕЖИМА ИЗМЕРЕНИЙ В АТОМНО-СИЛОВОЙ МИКРОСКОПИИ

П. С. Маринушкин[1], Иво Рангелов[2], А. А. Левицкий[1]

[1]Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Россия, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
[2]Технический университет Ильменау, Институт микро- и наноэлектроники
Густав-Кирхгоф-штрассе, 1, Ильменау, Германия, 98693
E-mail: PMarinushkin@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы создания динамической модели, описывающей взаимосвязанные механические и электрические процессы в преобразователях и электронных узлах атомно-силового микроскопа в многочастотном резонансном режиме. Разработана динамическая модель атомно-силовой микроскопии, позволяющая исследовать процессы формирования сигналов в управляющем и измерительных контурах атомно-силового микроскопа при сканировании образцов в многочастотном режиме.

Многообещающим направлением совершенствования атомно-силовой микроскопии (АСМ), открывающим новые перспективы её применения, является использование многомодовых режимов кантилевера [1–4]. Многомодовые режимы являются альтернативой методу амплитудной модуляции, в котором резонансные колебания кантилевера возбуждаются на одной из его собственных частот, а визуализация поверхности исследуемого образца осуществляется на основании оценки изменения амплитуды этих колебаний в результате силового взаимодействия между острием кантилевера и образцом [5].

При этом сигнал отклонения острия в процессе сканирования поверхности также детектируется на частоте возбуждения. Недостатком такого подхода является потеря дополнительной полезной информации об образце, содержащейся в сигнале отклонения на частотах, отличных от частоты возбуждения.

Этот недостаток преодолевается в многомодовом режиме АСМ, подразумевающем возбуждение колебаний кантилевера и/или измерение отклика на двух и более частотах. Полученный дополнительный объем информации в виде амплитудных и фазовых характеристик может быть использован не только для повышения разрешения при визуализации поверхности, но и для извлечения дополнительной информации о наномеханических свойствах материала исследуемого образца одновременно с отображением рельефа его поверхности.

Возможность регистрации дополнительной информации (амплитуды, фазы и/или частоты колебаний) для ряда мод колебаний кантилевера достигается введением в одночастотную схему атомно-силового микроскопа дополнительных генераторов и синхронных детекторов. Соответствующая структурная схема приведена на рис. 1.

В представленной схеме генераторы колебаний служат для возбуждения нескольких (в рассматриваемом случае – первых трех изгибных) форм колебаний кантилевера посредством встроенного в него электротермомеханического актюатора. Пьезоэлектрический сканер обеспечивает перемещение кантилевера относительно образца вдоль осей X, Y и Z.

По мере приближения острия кантилевера к поверхности исследуемого образца между ними появляется силовое взаимодействие, что обуславливает затухание амплитуды колебаний кантилевера. При изменении расстояния между зондом и образом вследствие неоднородности профиля поверхности образца изменяется и сила, действующая на зонд. Таким образом, в АСМ осуществляется амплитудная модуляция колебаний кантилевера силой, действующей на зонд со стороны поверхности.

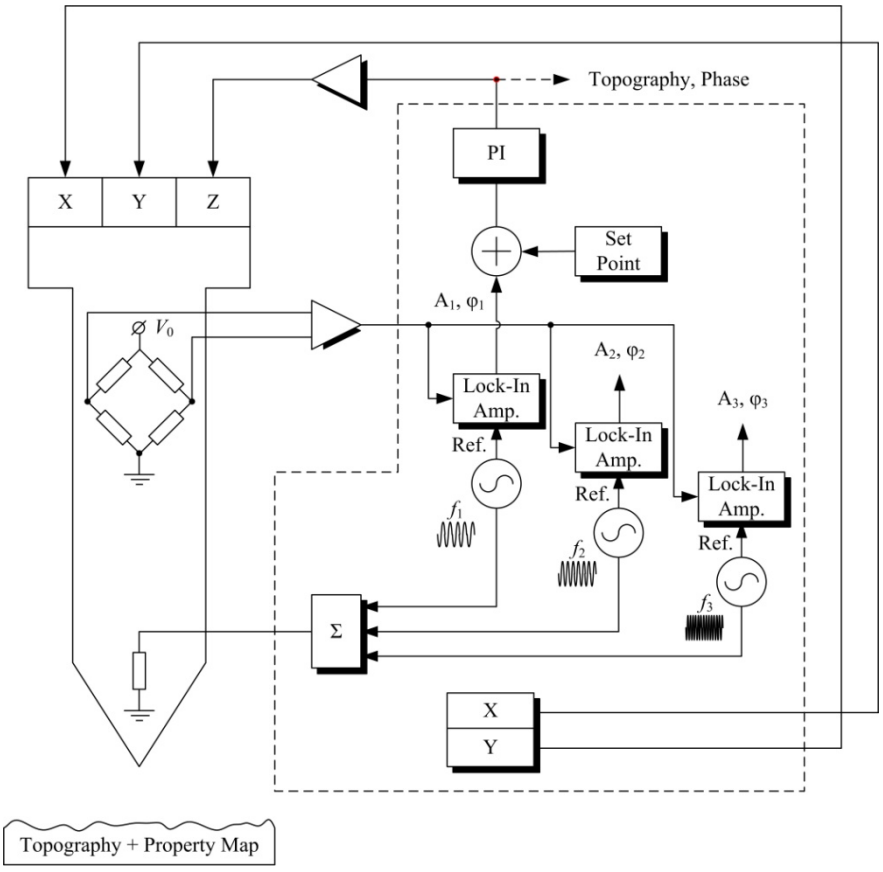


Рис. 1. Структурная схема многомодового АСМ. Здесь f_i (i = 1, 2, 3) – частоты возбуждения; A_i, φ_i – амплитуды и фазы колебаний кантилевера, измеренные на частотах возбуждения f_i

Возникающий при этом механический отклик кантилевера регистрируется и преобразуется в электрический сигнал с помощью измерительной мостовой резистивной схемы, выполненной на поверхности кантилевера. Полученный сигнал усиливается и поступает на входы синхронных детекторов, опорными сигналами для которых служат выходные напряжения генераторов, что позволяет выделить огибающие принятых сигналов. Выходные напряжения синхронных детекторов передаются на контроллер и могут быть использованы для обратной связи в процессе сканирования исследуемой поверхности, а также могут быть отображены и сохранены. Таким образом, независимо от основного информационного (топографического) канала можно управлять колебаниями кантилевера на высших собственных частотах, что позволяет исследовать более широкий диапазон взаимодействий острия с образцом, благодаря чему в процессе сканирования появляется возможность строить карты распределения других локальных свойств поверхности образца, помимо топографических. Обратная связь реализуется включением в схему пропорционально-интегрирующего звена, формирующего управляющий сигнал, который впоследствии усиливается и подается на Z-электрод сканера, отвечающего за вертикальное перемещение зонда. Сигнал на выходе пропорционально-интегрирующего звена пропорционален изменению высоты рельефа поверхности образца. На его основе формируется изображение топографических характеристик поверхности.

Наиболее простой моделью, описывающей движение кантилевера в процессе сканирования, является одномерная модель, в рамках которой кантилевер рассматривается как резонатор с сосредоточенными параметрами. Для случая многочастотного возбуж-

дения кантилевера данная модель приводит к системе из n дифференциальных уравнений, имеющей следующий вид:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{d^2 z_1(t)}{dt^2}+\frac{c_1}{m_1}\frac{dz_1(t)}{dt}+\frac{k_1}{m_1}z_1(t)=\frac{F_1}{m_1}\sin(\omega_1 t-\varphi_1)+\frac{F_1^{ts}}{m_1}\\
&\frac{d^2 z_2(t)}{dt^2}+\frac{c_2}{m_2}\frac{dz_2(t)}{dt}+\frac{k_2}{m_2}z_2(t)=\frac{F_2}{m_2}\sin(\omega_2 t-\varphi_2)+\frac{F_2^{ts}}{m_2}\\
&\qquad\qquad\cdots\\
&\frac{d^2 z_n(t)}{dt^2}+\frac{c_n}{m_n}\frac{dz_n(t)}{dt}+\frac{k_n}{m_n}z_n(t)=\frac{F_n}{m_n}\sin(\omega_n t-\varphi_n)+\frac{F_n^{ts}}{m_n}
\end{aligned}\right\},$$

где ω_i – собственная частота i-й моды колебаний ($\omega_i=\sqrt{k_i/m_i}$); m_i – эффективная масса кантилевера на i-й моде колебаний; $\mathbf{z}_i(t)$ – вертикальное перемещение острия кантилевера на i-й моде колебаний; k_i – жёсткость кантилевера на i-й моде; F_i – амплитуда i-й возбуждающей силы; φ_i – начальная фаза i-го колебания; F_i^{ts} – сила взаимодействия острия кантилевера с поверхностью образца на i-й моде колебаний; c_i – коэффициент демпфирования i-й моды колебаний:

$$c_i=2m_i\omega_i\zeta_i=\frac{m_i\omega_i}{Q_i},$$

где ζ_i – коэффициент относительного демпфирования; Q_i – добротность i-й моды колебаний.

Имитационная модель кантилевера, описываемая представленной системой дифференциальных уравнений, была реализована средствами пакета *Matlab Simulink* в виде структурной схемы (рис. 2).

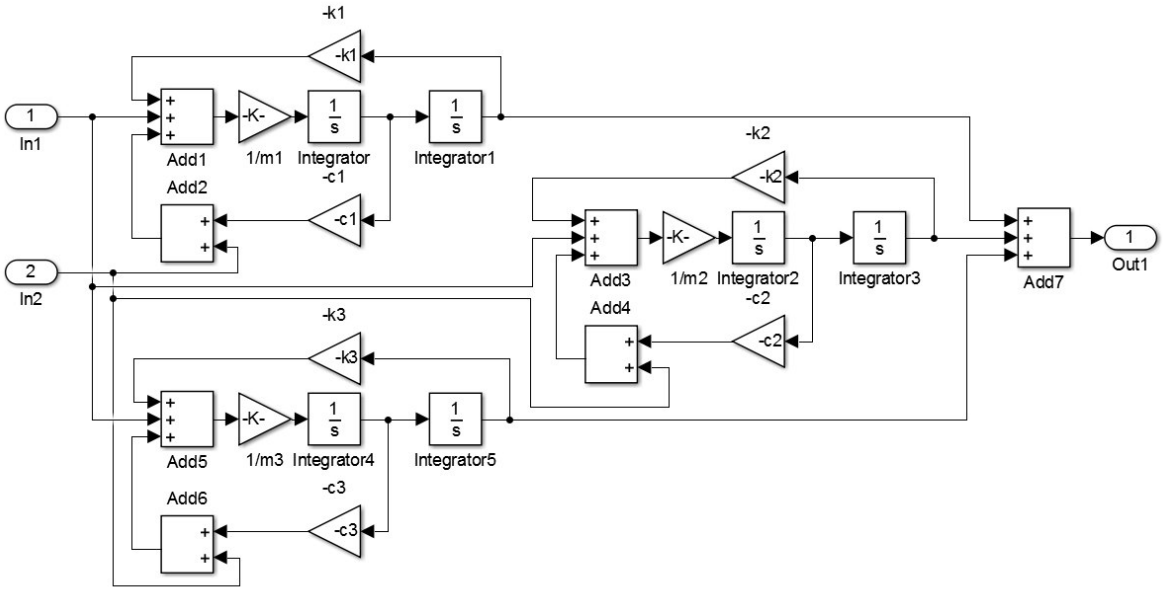


Рис. 2. Модель кантилевера в графической среде имитационного моделирования *Simulink*

Данная модель кантилевера, будучи дополненной математическими моделями преобразователей и электронных узлов АСМ, оформленными в виде алгоритмических

блоков, позволила составить полную динамическую модель многомодового режима измерений. Примеры измерительных откликов на поверхностный рельеф в виде периодической структуры с трапециевидным профилем высотой 50 нм, полученные в результате моделирования в среде *Simulink*, приведены на рис. 3.

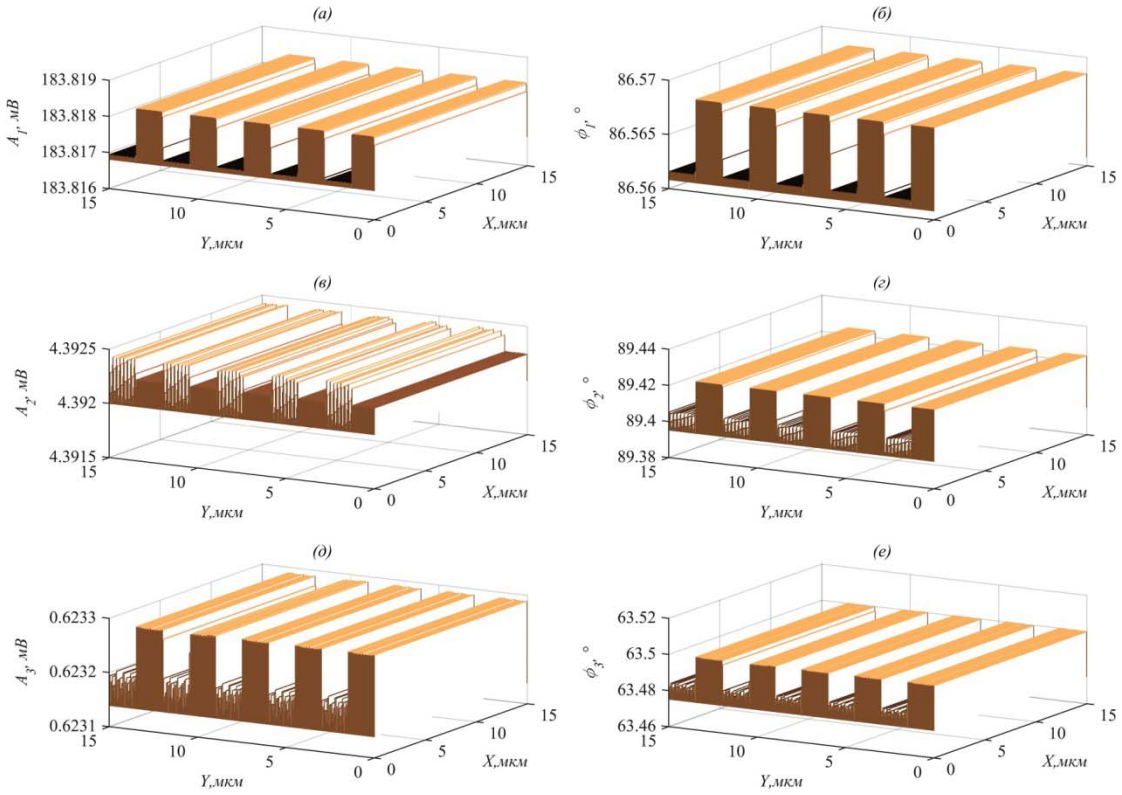


Рис. 3. Примеры результатов моделирования измерительных откликов: *а*, *в*, *д* – амплитудные отклики A_1, A_2 и A_3 соответственно; *б*, *г*, *е* – фазовые отклики ϕ_1, ϕ_2 и ϕ_3 соответственно. Поле обзора 15 × 15 мкм

Разработанная модель может служить для исследования особенностей и интерпретации измеренных откликов в многомодовом режиме АСМ с учетом присущих ему особенностей, а также совершенствования модельно-алгоритмического обеспечения измерения поверхностных свойств структур материалов и тонких пленок в микро- и нанодиапазонах.

Список литературы

1. Rodriguez T., Garcia R. Compositional Mapping of Surfaces in Atomic Force Microscopy by Excitation of the Second Normal Mode of the Microcantilever // Appl. Phys. Lett. 2004. 84. P. 449–451.

2. Gannepalli A, Yablon D. G., Tsou A. H., Proksch R. Mapping nanoscale elasticity and dissipation using dual frequency contact resonance AFM // Nanotechnology. 22 (2011). 355705 (8pp).

3. Proksch R. Multifrequency, repulsive-mode amplitude-modulated atomic force microscopy // Applied physics letters. 89. 113121. 2006.

4. Damircheli M., Payam A., Garcia R. Optimization of phase contrast in bimodal amplitude modulation AFM, Beilstein J. Nanotechnol. 2015. 6. 1072–1081.

5. Bowen W.R., Hilal N. Atomic Force Microscopy in Process Engineering An Introduction to AFM for Improved Processes and Products / Butterworth-Heinemann, 2009. 290 p.

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ОТДЕЛЕНИЯ ПОРИСТОГО СЛОЯ ОТ НИЗКООМНОЙ КРЕМНИЕВОЙ ПОДЛОЖКИ

Е. В. Шадрин, В. А. Юзова (научный руководитель)

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

Рассмотрен один из способов получения сквозных мембран, представляющих собой свободные от подложек пленки пористого кремния столбчатой структуры, полученные анодной обработкой монокристаллических низкоомных кремниевых пластин в водном растворе плавиковой кислоты. Такие мембраны являются перспективным материалом для электродов литий-ионных аккумуляторов.

Существует большой интерес к разработке перезаряжаемых литиевых батарей с более высокой энергетической емкостью и увеличенным сроком службы для применения в портативных электронных устройствах, электромобилях и имплантируемых медицинских устройствах. Кремний – привлекательный анодный материал для литиевых батарей, поскольку теоретическая емкость кремния по отношению к внедрению лития достигает 4200 mAh/g, что на порядок превосходит соответствующее значение для графита – основного материала электрода литий-ионного аккумулятора. Однако при внедрении лития в кремний его объем увеличивается на 400 %, что неизбежно приводит к разрушению электродов. Обойти эту проблему удалось путем замены кремния на пористый кремний, структура которого представляет собой наностолбики (нанопроволоки). При внедрении в них ионов лития они не разрушаются, а только увеличиваются в диаметре [1]. Авторы этой работы получали наностолбики в кремнии p-типа проводимости. В работе [2] использовался кремний n-типа. На его поверхности формировался слой пористого кремния в виде регулярной треугольной решетки с разным периодом с применением затравочных ямок с помощью фотошаблона, а также в виде самоформирующейся столбчатой структуры без применения фотошаблона. Для удаления монокристаллического слоя кремния и получения сквозных пористых мембран применялись процессы полирования или химического травления в щелочных растворах.

В данной работе предлагается технологический процесс получения пористого кремния самоформирующейся столбчатой структуры в водном растворе плавиковой кислоты и его отделение от монокристаллической подложки в том же электролите.

Известны достаточно простые способы отделения пористых пленок от подложек электрохимическим травлением, если после электрохимического формирования пористого слоя изменить технологические параметры травления:

– подать импульс тока большой плотности (до 700 мА/см^2) [3];

– линейно с помощью компьютерной программы увеличивать плотность тока в течение нескольких минут [4];

– резко изменить плотность тока в 3–4 раза и травить несколько минут [4].

Авторы этих и многих других работ отмечают, что указанные способы пригодны для конкретных образцов кремниевых монокристаллических подложек, толщин пористых слоев, электролитов. Поэтому в каждом конкретном случае следует подбирать способ отделения пористых пленок экспериментально.

В некоторых случаях на низкоомных образцах в узких диапазонах технологических режимов осуществляется самопроизвольное отделение пленки пористого кремния [4]. Но тогда нельзя регулировать толщину слоя.

Во всех указанных способах пленки отделялись от одной стороны образца. Мы не встречали сообщений об отделении пористых слоев одновременно с 2 сторон монокристаллической подложки.

В наших экспериментах мы попытались одновременно получить сквозные мембраны столбчатого пористого кремния с 2 сторон образца. Для этого использовалась полированная с 2 сторон кремниевая подложка диаметром 50 мм, толщиной 255 мм с р-типом электропроводности, кристаллографической ориентации (100), с удельным сопротивлением 0,1 Ом·см.

Формирование столбчатой структуры пористого кремния осуществлялось с обеих сторон кремниевого образца на площади 10 мм^2. Для травления применялась установка, изображенная на рис. 1. Установка содержала ячейку, между герметичными камерами которой располагался кремниевый образец. На образец подавался положительный потенциал от источника питания. Для равномерного растекания тока по кремнию образец обворачивался в алюминиевую фольгу с обеих сторон. По площади соприкосновения образца с электролитом в фольге с двух сторон вырезались отверстия. Отрицательные электроды были выполнены из никеля, который незначительно растворялся в используемом электролите. Электролитом служил водный раствор плавиковой кислоты, приготовленный в объемном соотношении 1:1.

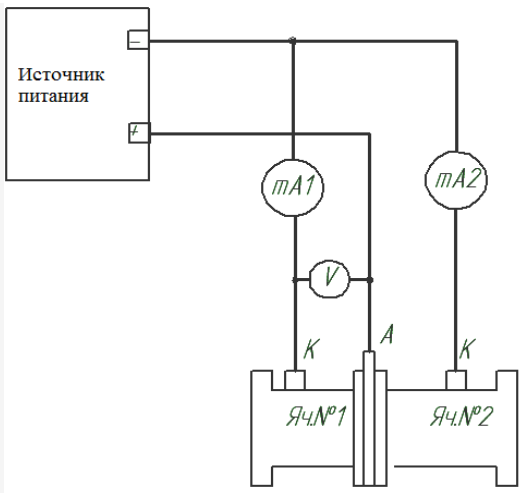


Рис. 1. Схематическое изображение установки для проведения эксперимента

На структуру пористого кремния при его формировании влияют такие основные технологические параметры, как плотность тока и время электрохимического травления. При выборе этих параметров мы руководствовались нашей ранней работой [5], однако, уменьшили время травления, надеясь на получение более тонких пористых слоев, которые трудно поддаются отделению от подложки без разрушения.

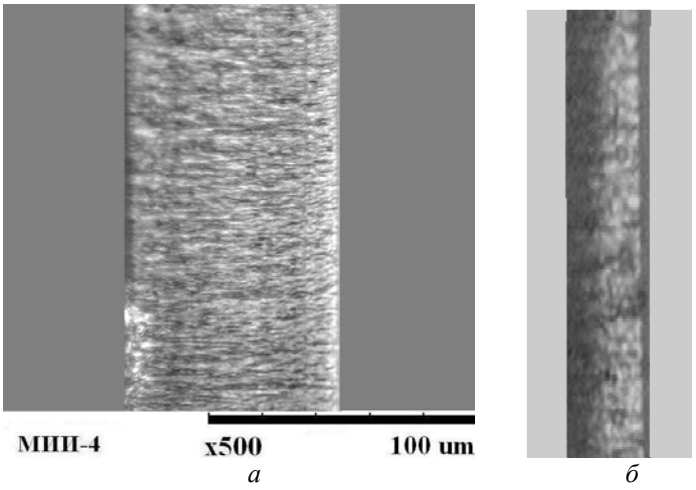
Для получения пор диаметром менее 1 мкм плотность тока в нашем эксперименте составляла 10 мА/см^2, время анодирования 120 мин. Травление производилось при температуре 21 ^{o}C без освещения.

На втором этапе осуществлялось отделение сформированных пористых слоев от исходной пластины. Для этого использованный электролит выливали из камер, не вынимая образец, и заменяли на свежий раствор плавиковой кислоты того же состава, а плотность тока, как и в работе [3], увеличили до 30 мА/см^2, т. е. в 3 раза, продолжая травить в течение 30 мин. Однако, нам не удалось отделить целые пленки от подложки. Они отделялись кусочками. Подача импульса плотности тока в 700 мА/см^2 приводила к мгновенному закипанию электролита и травлению образца насквозь по контуру отверстия между ячейками.

Мы сменили режим травления на этапе отделения пористых слоев. Резко подняли плотность тока с 10 мА/см^2 до 15 мА/см^2, затем ступенчато через 1 мин увеличивали

плотность тока на 1 мА/см^2 в течение 30 мин, доведя значение до 21 мА/см^2. В этом случае нам удалось одновременно с 2 сторон образца отделить целые пористые пленки (мембраны). Цвет пленок визуально был серебристо-серым. Концы пленок незначительно свернулись по контуру, но при их разворачивании пленка не теряла целостности, т. е. обладала в достаточной степени эластичностью.

Результаты оптических исследований пленок с помощью интерферометра МИИ-4 и видеокамеры показали идентичность их структуры с образцами, полученными нами ранее [5] при других способах отделения (рис. 2). Структура пленок, полученных на аналогичных подложках [5], столбчатая с многочисленными кораллообразными боковыми ответвлениями, что делает пленку мезопористой.



а *б*

Рис. 2. Микрофотографии пленок, полученных по технологии:
а – описанной в [5]; *б* – нашего эксперимента

Однако толщина отделенных в настоящей работе пленок составила величину, равную 15–20 мкм, что в 3,5–4 раза меньше толщины ранее полученных мембран.

Таким образом, нам удалось получить тонкие сквозные мембраны, представляющие собой свободные от подложек пленки мезопористого кремния столбчатой структуры, полученные анодной обработкой монокристаллических низкоомных кремниевых пластин в водном растворе плавиковой кислоты. Предложен технологический процесс отделения пористых пленок от подложек, заключающийся в ступенчатом увеличении плотности тока в течение 30 мин.

Список литературы

1. Candace K. Chan C.K., Peng H., Liu G., Mcllwrath K., Xiao Feng Zhang X.F., Huggins R.A., Cu Y. High-performance lithium battery anodes using silicon nanowires // Nature Nanotechnology. 2008. Vol. 3. № 1. P. 31–35.

2. Отрицательные электроды для литий-ионных аккумуляторов на основе пористого кремния / Астрова Е.В., Федулова Г.Ф., Смирнова И.А., Ременюк А.Д., Кулова Т.Л., Скудин А.М. // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. Вып. 15. С. 87–93.

3. Динамическая электропроводность анизотропного наноструктурного кремния / П.А. Форш, М.Н. Мартынов, В.Ю. Тимошенко, П.К. Кашкаров // Физика и техника полупроводника. 2006. Т. 40. № 4. С. 476–481.

4. Горячев Д.Н., Беляков Л.Б., Сресели О.М. Свободные люминесцирующие слои пористого кремния // Физика и техника полупроводников. 2010. Т. 44. № 12. С. 1636–1639.

5. Назарова Е.М., Юзова В.А., Гаврилов В.В. Контроль свободных слоев пористого кремния в технологии изготовления микроэлектронных сенсоров // Ползуновский вестник. 2011. № 3/1. С. 140–143.

ОРГАНИЗАЦИЯ МЕЛКОСЕРИЙНОГО МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ПРОИЗВОДСТВА В ФОРМАТЕ AIDL

О. М. Абрамов, А. А. Ситников, В. С. Засемков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: zass_2008@mail.ru

Рассматривается новый формат микроэлектронного производства AIDL (Agile Integrated Device Laboratory, рус. Интеллектуальная Комплексная Лаборатория). Компактное производство способно производить чипы по технологии МЭМС, КМОП от единичных чипов до 10 тыс. штук в месяц.

По оценкам Международной организации поставщиков материалов и оборудования для полупроводниковой промышленности (SEMI) мировой рынок полупроводниковых приборов в период с 2015 по 2025 г. увеличится почти вдвое – с 342,7 млрд долл. в 2015 г. до 655,6 млрд долл. в 2025 г. При этом среднегодовой темп прироста продаж в указанный период составит 6,7 %. При дальнейшем освоении передовых топологических норм растущую роль будут играть кремниевые заводы, всё в большей мере занимающие место основной современной производственной базы полупроводниковой промышленности. Как ожидается, рынок услуг кремниевых заводов в период 2020–2025 гг. увеличится – с 78 до 97,5 млрд долл. При этом большая часть вводимых мощностей будет предназначена для производства интегральных схем (ИС) с топологиями 16/14 нм и менее, в результате чего после 2020 г. продажи ИС с топологиями 10/7 нм и менее может вырасти с 14,8 млрд (2020 г.) до 39 млрд долл. (2025 г.).

Основные игроки известны, цена входного билета в производственную нишу современной электроники превышает 10 млрд долл. (рынки поделены, нанометры пройдены, подложки по площади уже сравнимы с небольшим журнальным столиком (450 мм), и т. д.). Мегафабрики вынуждены вести между собой жесткую конкурентную борьбу на глобальном рынке. Игра идет на выбывание. Эксперты прогнозируют, что в мире через несколько лет останется не больше шести полупроводниковых мегафабов. От начальной модели организации производства IDM (Integrated Device Manufacture, «комплексный производитель», т. е. компания сама занимается разработкой, производством и продажей готовых изделий), все компании, за исключением нескольких супермегапроизводителей (Intel, Samsung), вынуждены были оптимизировать свои бизнес-процессы и специализироваться до чистых разработчиков (дизайн-центр, Fables-компания), либо только как производители чипов (Foundry-компания), или даже Foundry, нацеленные на выполнение только сторонних заказов (модель pure-play foundry).

В итоге на рынке сложилась ситуация, когда небольшие и даже средние компании не в состоянии сделать заказ на небольшую партию чипов для своих перспективных изделий. Мегафабам больше не интересны мелкие заказы, они штампуют однотипные микросхемы миллионными тиражами в рамках крупных заказов. Цена разработки и изготовления каждой новой микросхемы превышает все мыслимые пределы. Например, комплект масок для технологии уровня 65 нм современного чипа может превысить 1 млн долл. США. Такие расходы можно окупить только миллионными продажами.

На мировом рынке сложилась уникальная ситуация, когда для новых узкоспециализированных устройств и приборов, выпускаемых небольшими тиражами (от штучного производства до партии в нескольких десятков тысяч штук), просто нет современной электронной начинки. А потребности этого сектора электроники в наше время уже превышают 50 % всего мирового рынка электроники. С дальнейшим развитием направления по созданию полнофункциональных устройств в одном корпусе СвК (SiP – System-in-Package, «система-в-упаковке») и СнК (SoC – System-on-Chip, система на кристалле) эта тенденция только усилится. В настоящее время полузаказные ИС не могут полностью

закрыть потребности производителей электронной техники, в первую очередь из-за сложности «доводки», недостаточного быстродействия и высокого энергопотребления.

Современный рынок требует новых бизнес-моделей микроэлектронного производства, способных удовлетворить потребности этой части рынка. Наиболее перспективен переход к набору компактных фабрик небольшой производительности для обработки пластин малого диаметра.

В Японии под руководством национального института передовых промышленных наук и технологий (National Institute Advanced Industrial Science and Technology AIST) создана ассоциация «Minimal Fab Technical Research Association» [1]. В этом проекте участвуют более 170 ведущих разработчиков технологий и производителей промышленного оборудования. В настоящее время доступен комплект установок Mimimal Fab для выпуска МЭМС, НЭМС и КМОП.

Технологическая линия Minimal Fab позволяет обрабатывать 10–40 тысяч подложек в месяц. Мини-фабрика, состоящая из компактных установок шириной всего 30 см (высота около 145 см) обрабатывает подложки диаметром всего 0,5 дюйма. Транспортировка пластин между установками осуществляется в герметичных контейнерах «*Minimal Shuttle*», что избавляет от необходимости затратной инфраструктуры «чистых комнат». Стоимость линии нового революционного формата по сравнению с «мегафабриками» может быть снижена более чем в 1000 раз. Снижение капитальных затрат, сокращение производственного цикла и повышение эффективности в случае использования компактных линий очевидны.



Рис. 1. Фото производственной лаборатории

Компания ADGEX запустила проект – VITIM, в котором трансформировала производственную модель IDM в совершенно новый формат AIDL (Agile Integrated Device Laboratory, рус. Интеллектуальная Комплексная Лаборатория) – это подход, при котором не нужны огромные производственные площади мегафабов. В состав производственной лаборатории входят инжиниринговый центр и все ключевые мини-производства на технологической базе Minimal Fab. AIDL – это бизнес-модель гибкого мелкосерийного производства различных высокоинтегрированных микросистем [2].

В условиях слабо развитого рынка и большой номенклатуры изделий электронной техники в России целесообразно применение бюджетных производственных линий нового формата с использованием пластин уменьшенного диаметра.

Список литературы

1. http://www.minimalfab.com/
2. Узлов В. // НТЖ «Наноиндустрия». 7/2017. (78). С. 8–18.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НАПРАВЛЕНИЕМ БПЛА

С. А. Клешнина, С. И. Трегубов

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

Для сохранности оборудования беспилотных летательных аппаратов применяется система автоматического спасения. Она способна предпринимать меры для спасения борта, приводить его в точку посадки и регистрировать телеметрическую информацию [1]. В данной статье рассматривается проектирование одного из функциональных узлов радиотехнического комплекса беспилотных летательных аппаратов – системы слежения за направлением.

Структурная схема разрабатываемой системы автоматического спасения для беспилотных летательных (САС БПЛА) аппаратов приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема САС БПЛА

Эта система слежения позволяет летательному аппарату возвращаться обратно в случае преднамеренного создания помех. Система позволяет всегда определять необходимый курс. ССН основана на измерении угловых координат ЛА. Это одна из главных задач радионавигации. Физической основой радионавигационных методов углометрии является тот факт, что в точке приёма направление нормали к фазовому фронту электромагнитной волны, излученной точечным источником, совпадает с направлением на сам источник [2].

Исходя из числа приёмо-передающих каналов (в нашем случае – два), участвующих в извлечении информации из принимаемых на борту сигналов, разрабатываемая система относится к многоканальным методам углометрии. Применение многоканаль-

ных методов позволяет значительно увеличить точность измерения угловых координат, по сравнению с одноканальными методами. Так как недостатком одноканальных методов углометрии является чувствительность к амплитудным флюктуациям принимаемых сигналов. Избавиться от недостатка удаётся путём увеличения числа приёмных каналов. С другой стороны, большее число каналов приводит к увеличению сложности системы. Поэтому было выбрано 2 канала.

Для определения угловых координат источника излучения, в нашем случае – наземного комплекса, применяется фазовый метод, который основан на измерении угла наклона фазового фронта приходящей в точку приёма волны путём сравнения фаз сигналов, принятых в двух точках пространства (две бортовые антенны БПЛА).

Структурная схема системы слежения за направлением представлена на рис. 2.

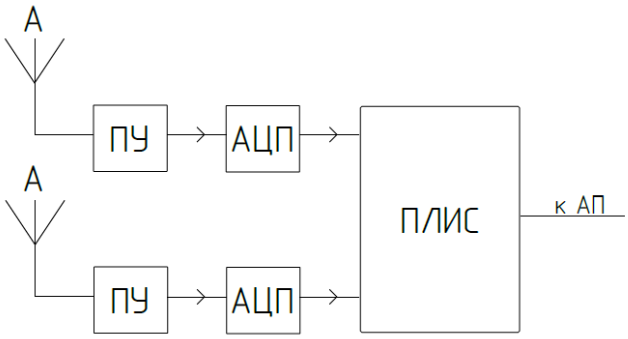


Рис. 2. Структурная схема ССН:
А – антенна; ПУ – приёмное устройство; АП – автопилот

Система слежения за направлением состоит из бортового устройства и наземного комплекса. Две приёмные бортовые патч-антенны располагаются ортогонально друг другу в передней части летательного аппарата. Поэтому и приёмное устройство необходимо располагать в носовой части ЛА. Это уменьшит расстояние приёмного тракта. Размеры устройства определяются суммой площадей входящих электронных компонентов, конструктивными элементами (элементы крепления печатного узла) и необходимых зазоров. Трёхмерное моделирование конструкции бортового устройства позволило определить необходимые габариты и вычислить примерную массу. Габаритные размеры устройства составили 60×60×15 мм, масса – 100 г. Полученные данные соответствуют главному требованию для бортового оборудования – минимизация размеров и массы. На рис. 3 изображен печатный узел устройства.

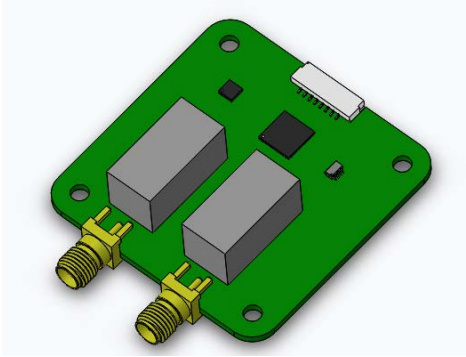


Рис. 3. Печатный узел ССН

Требования к бортовому устройству определяются исходя из квалификационных требований КТ 160*D* [3]. В зависимости от различных параметров в стандарте выделяют категории. Определим некоторые требования.

В зависимости от зоны размещения, эксплуатационной высоты и температуры бортовой радиомаяк относится к категории B2 (Оборудование, предназначенное для установки в негерметичных зонах с нерегулируемой температурой при эксплуатации воздушного судна на высотах до 7600 м над уровнем моря). В зависимости от условий влажности – категории B (Жесткие условия влажности). В таблице представлены климатические условия эксплуатации бортового радиомаяка исходя из требований КТ 160*D*.

Таблица

Условия эксплуатации

Параметр	Величина
Пониженная рабочая температура	минус 45 °C
Повышенная рабочая температура	70 °C
Пониженная предельная температура	минус 55 °C
Повышенная предельная температура	85 °C
Максимальная рабочая высота	7,6 тыс. м

Находясь на борту ЛА ССН подвергается механическим воздействиям. К ним относятся вибрации, ударные нагрузки и линейные ускорения. В стандарте оговариваются требования по данным параметрам, при которых устройство должно работать, и методика испытаний. Определим категории в зависимости от действующих механических нагрузок по квалификационным требованиям:

Ударные эксплуатационные нагрузки и безопасность разрушения – Категория B (Оборудование, испытываемое на воздействие стандартных ударных эксплуатационных нагрузок и на безопасность при разрушении).

Вибрация – Оборудование, устанавливаемое в соответствующих зонах на самолёте с фиксированным крылом с турбовентиляторными или винтовентиляторными двигателями (см. таблицу из КТ 160*D*).

Запуск БПЛА происходит с катапульты, которая придаёт ускорение, равное 50g. Соответственно, оборудование должно выдерживать данное ускорение.

Чтобы выдерживать все механические воздействия и не подвергать другое оборудование опасности, устройство должно жёстко закрепляться внутри ЛА, а применяемые материалы не должны поддерживать горение при воздействии открытого пламени в течение 15 минут.

Список литературы

1. Клешнина С.А., Люманов Р.О., Сушков А.А. Разработка и проектирование системы автоматического спасения для беспилотных летательных аппаратов // Сб. науч. ст. Всерос. молодежной школы семинара «Актуальные проблемы информационных технологий, электроники и радиотехники - 2015» (ИТЭР - 2015). Таганрог: Изд-во НОЦ ЗИС КТ Южного федерального университета, 2015. С. 538.

2. Монаков А.А. Теоретические основы радионавигации: учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2002. С. 70.

3. Клешнина С.А., Трегубов С.И. Разработка системных требований к реализации аварийного радиомаяка // Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Проспект Свободный-2017». г. Красноярск, 2017. 16 с. 4–8 с.

СТРУКТУРНО-СЕМАНТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ 3D-МОДЕЛИ ИЗДЕЛИЯ НА ЭТАПЕ КОНСТРУИРОВАНИЯ

Д. Э. Цыганков, А. Ф. Похилько, И. В. Горбачев

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: d.tsyg@mail.ru

Настоящая работа посвящена дальнейшему развитию подхода к повышению информативности 3D-модели на этапе конструирования в САПР, основанного на структурном соответствии между конструкторской структурой проектируемого изделия и деревом построения его 3D-модели. На данный момент указанный подход реализован в виде методики структурно-семантического конструирования в САПР, позволяющей формировать конструкторские решения, отличающиеся геометрически и структурно, но при этом обобщенные по их семантической наполненности.

Изделие как объект производства, являясь результатом комплексного знания, на различных стадиях этапа *опытно-конструкторских работ* (ОКР) описывается функциональной (ФСИ) и конструкторской (КСИ) структурами [1], а также **конструкцией** [2]. Последняя отображается в CAD-системе в виде 3D-модели:

$$CAD : Констр\,(Изд) \rightarrow Мод_{Изд}^{3D}, \quad (1)$$

где *Констр(Изд)* и $Мод_{Изд}^{3D}$ – конструкция изделия и его 3D-модель соответственно.

С учетом уровня развития информационных технологий, на сегодняшний день 3D-модели являются основным источником конструкторских данных о проектируемом изделии, прежде всего, на стадии ОКР. 3D-модели – центральное звено PDM-систем.

Электронная 3D-модель изделия может быть описана в двух состояниях:

как система – в виде совокупности *конструктивных элементов геометрии* (КЭГ), также называемых терминами *«фичерс»* (англ. *«feature»*);

как процесс – в виде последовательности *базовых операций* (БО) – простейших операций, предоставляемых функционалом используемой САПР.

Так, 3D-модель в САПР представляется в виде системы:

$$\begin{cases} Мод_{Изд}^{3D} = \sum_{i=1}^{n} КЭГ_i; \\ Мод_{Изд}^{3D} = \bigcup_{j=1}^{m} БО_j; \end{cases} \quad (2)$$

где $КЭГ_i$ – *i*-й конструктивный элемент геометрии, входящий в состав сформированной $Мод_{Изд}^{3D}$; $БО_j$ – *j*-я базовая операция, участвующая в процессе построения $Мод_{Изд}^{3D}$.

Оба выделенных описания одновременно представлены в дереве построения 3D-модели – иерархической структуре, характеризующей сформированную 3D-геометрию. Дерево построения свойственно всем САПР, реализующим принцип *«Feature-based modeling»*, основанным на истории построения (иерархической параметризации) [3].

В предыдущей работе [4] авторами был предложен и описан подход к повышению информативности электронной 3D-модели на этапе конструирования в CAD-системе, заключающийся в отображении деревом ее построения информации о конструкторской структуре проектируемого изделия. В настоящей работе рассматривается дальнейшее развитие предложенного подхода, реализованного в виде методики структурно-семантического конструирования в CAD-системе.

Суть предлагаемой методики, впервые представленной в работе [5], поясняется рис. 1 и выражением (3), на которых представлено достижение структурного соответствия между деревом построения 3D-модели (как последовательности БО) и конструк-

торской структуры изделия (как системы *конструктивно-функциональных элементов* (КФЭ), критерии их выделения описаны в работе [6]).

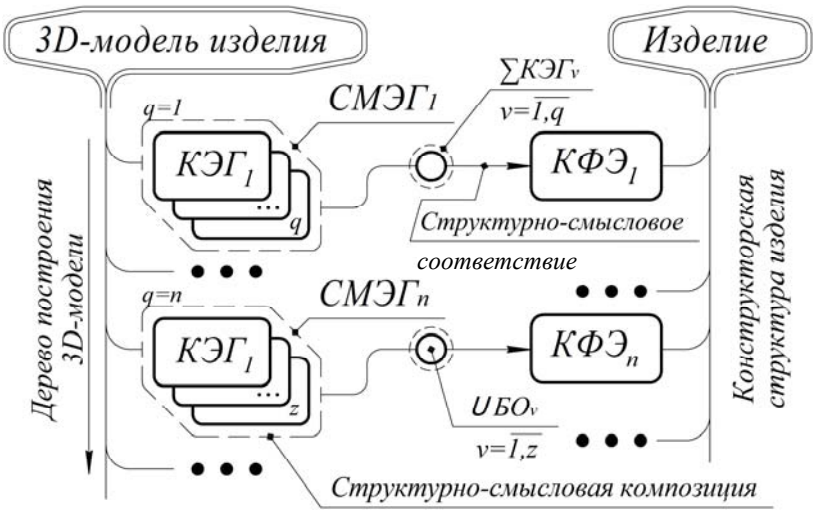


Рис. 1. Соответствие между конструкторской структурой изделия и деревом построения его 3D-модели

$$Дер^{K}(Мод^{3D}_{Изд}): СМЭГ_i \rightarrow КФЭ_i,\ i=\overline{1,n}, \tag{3}$$

где $СМЭГ_i$ – это i-й семантический макроэлемент геометрии, по своей сути – структурно-смысловая композиция КЭГ; $Дер^{K}(Мод^{3D}_{Изд})$ – дерево построения 3D-модели.

Такое представление 3D-модели позволяет напрямую управлять ее геометрией, оперируя уже не абстрактными геометрическими параметрами КЭГ (наследуемых от БО), а реальными конструкторскими параметрами соответствующих КФЭ.

Для большей информативности на рис. 2 представлено структурное соответствие на примере изделия уровня *«Деталь»*, а именно корпуса из состава микрополоскового устройства СВЧ, являющегося одним из наиболее трудоемких с конструкторской точки зрения компонентов разрабатываемого узла [7].

Как видно на рис. 2, дерево построения 3D-модели уже не является лишь «историей» ее построения, а содержит в себе набор КФЭ, однозначно описывающий сформированное конструкторское решение в плане его конструкторской структуры.

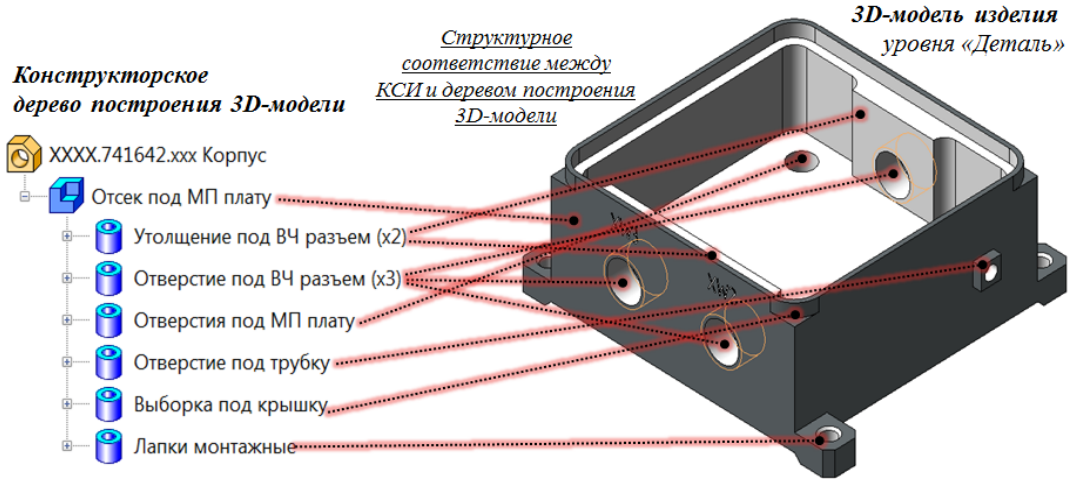


Рис. 2. Структурно-семантическое представление изделия «Корпус» в CAD-системе

Такое представление проектных решений в САПР позволяет повысить эффективность автоматизации в процессах конструкторского проектирования за счет:

1. *Фиксации и отображения подробной информации о структуре проектируемого изделия, актуальной в заданной предметной области, в рамках его 3D-модели;*

2. *Легкости и удобства процесса построения 3D-модели в CAD-системе, обеспечивающего простоту процессов формирования, редактирования и модифицирования.*

Таким образом, 3D-модель изделия, представленная в САПР в соответствии с рис. 1, является именно конструкторским документом.

Структурно-семантическое соответствие в САПР может быть представлено как биективное отображение следующим образом:

$$CAD : КСИ \rightarrow Дер^{П}(Мод_{Изд}^{3D}), \quad (4)$$

т. е. КСИ целиком содержится в так называемом *«конструкторском»* дереве построения 3D-модели.

Равномощность обеих структур (как множеств), т. е. $\left|Дер^{П}(Мод_{Изд}^{3D})\right| = \left|КСИ\right|$, реализуется формированием макрообъектов в виде композиции БО, обобщенных по объектной ориентации выходных данных в виде класса 3D-объектов. Выделенный макрообъект описывается аналогично системе (2) и обладает, следовательно, свойствами одновременно 3D-модели и КЭГ.

Поскольку выделенный макрообъект отображает КФЭ с фиксированным физическим смыслом в заданной предметной области, в настоящем исследовании он обозначается термином *«Семантический макроэлемент геометрии»* (СМЭГ); 3D-модель изделия в плане своей структуры представляет собой систему таких СМЭГ:

$$Мод_{Изд}^{3D} = \sum_{k=1}^{w} СМЭГ_k, \quad (5)$$

т. е. СМЭГ является основным структурным элементом формируемой 3D-геометрии.

Формирование СМЭГ обеспечивается посредством обобщенной композиции БО, в настоящем исследовании называемой термином *«семантическая макрооперация»* (СМО); она представлена на рис. 3.

Семантическая макрооперация является проектной процедурой построения 3D-образа СМЭГ, в общем случае содержащей в себе набор $\{БО_i\}$, обладающей предварительно заданным поведением (в виде алгоритма ее реализации $Алг(СМО_i)$), а также структурой входных $(пар^{СМОi})$ и выходных $(СМЭГ_i)$ данных. Т.е. СМО обладает рядом признаков *«фичерса»* [8], при этом отличаясь более высоким уровнем абстракции [9].

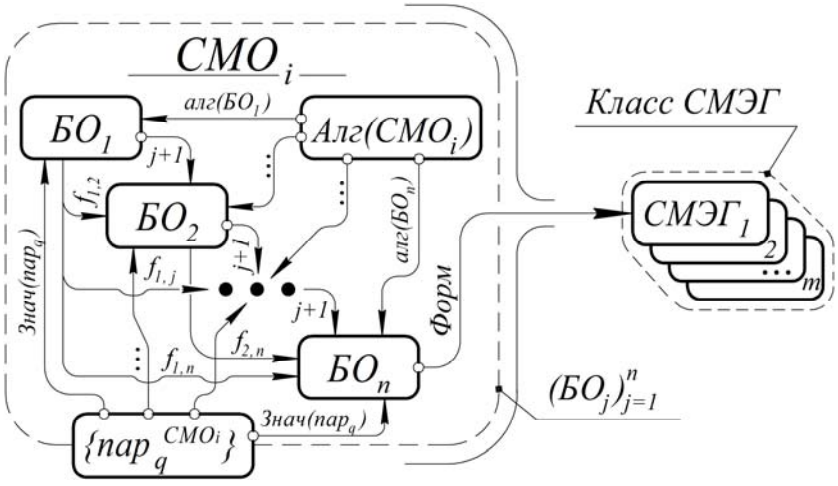


Рис. 3. Структура семантической макрооперации (СМО)

Семантическая наполненность СМО заключается в формировании в результате ее выполнения класса конструктивно-функциональных элементов ($К^{СМЭГ}$), в общем случае имеющих и геометрические, и структурные различия, но обобщенных по их смысловому содержанию в заданной предметной области [10]. Применительно к изделиям уровня *«Деталь»* смысловое содержание совпадает с функциональным назначением.

Из набора $\{ БО_i \}$, входящих в состав СМО, в зависимости от заданных значений ($пар^{СМОi}$) согласно предварительно заданному алгоритму $Алг(СМО_i)$, формируются последовательности вида $(БО_1 \succ БО_2 \succ ... \succ БО_n)^{СМО_i}$, обеспечивающие формирование 3D-образа КФЭ, удовлетворяющего вновь введенным данным. Такая последовательность обозначается термином *«маршрут конструирования* (МК)*»*: в рамках одного МК реализуется только лишь геометрическая вариативность выходных данных, тогда как совокупность МК, обобщенных по общим участкам в виде отдельных БО, обеспечивает генерацию уже структурно отличающихся конструкторских решений.

Каждая СМО содержит в себе набор МК, определяемый спецификой КФЭ и его конфигураций. 3D-модель, описываемая выражением (5), содержит в себе все множество таких МК, входящих в составляющие ее СМЭГ. Таким образом, формируется *обобщённое дерево конструирования* – структура, определяющая все возможные конструктивно-функциональные конфигурации класса семантически подобных изделий.

В качестве наглядного примера на рис. 4 представлено формирование экземпляров конструкторского решения *«Корпус»* различными последовательностями СМО, имеющими как геометрические, так и структурные отличия.

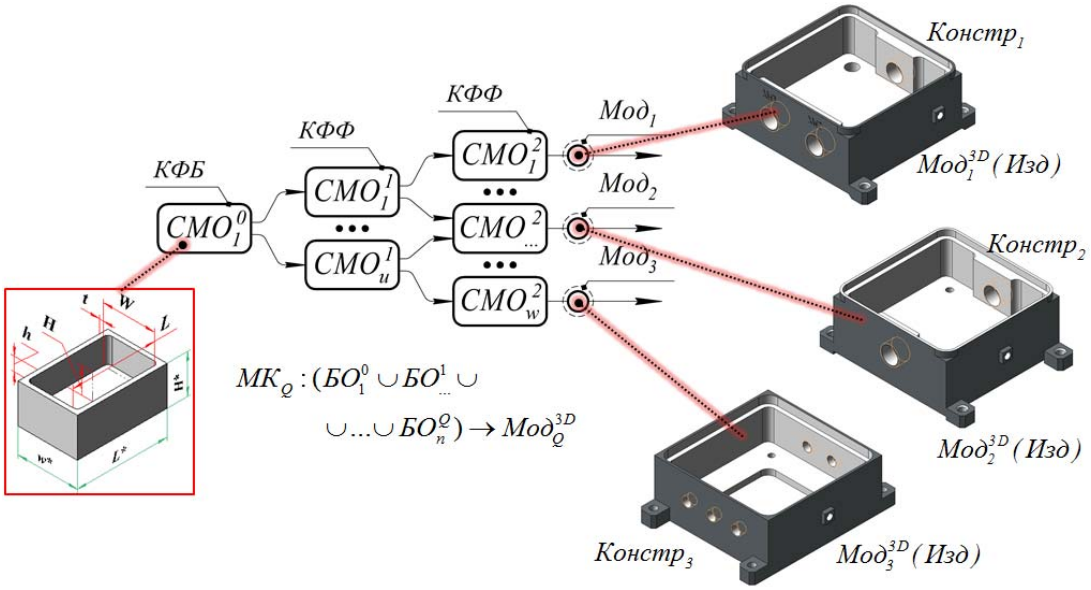


Рис. 4. Формирование конструкторского решения в обобщенном дереве конструирования

Количество СМО (и их состав) в рамках одного МК может значительно отличаться, в зависимости от задаваемых значений параметров $пар^{СМОi}$, что и обеспечивает структурно-геометрическую вариативность конструкторских решений.

Очевидно, что все три конструкции, представленные на рис. 4, обладают фиксированной семантической наполненностью *«Корпус для микрополосковой платы, в составе СВЧ устройства»*.

Семантическая наполненность, фиксируемая обобщенным деревом конструирования, изначально закладывается при построении первого КФЭ, являющего *конструктивно-функциональной базой* (КФБ) будущего изделия [11].

Второй и последующие КФЭ, обозначаемые как *конструктивно-функциональные фрагменты* (КФФ***)***, задают уже специфику конструкторского исполнения и внутренней функциональности.

Алгоритмически задаваемые системы пред- и постусловий к каждому КФЭ (КФБ и КФФ) позволяют формировать из них иерархическую структуру, описывающую КСИ, при этом являющуюся конструктивно корректной и семантически грамотной в заданной предметной области.

Методика структурно-семантического представления 3*D*-модели проектируемого изделия в САПР позволяет реализовать модульный принцип процесса конструирования, способствующий фиксации и воспроизведению изначально закладываемому замыслу конструктора, а также структурной модификации 3*D*-моделей с сохранением их конструктивно-функциональной корректности.

Дальнейшее исследование ставит своей целью формирование обобщенного дерева конструирования *сборочной единицы* (СЕ), формируемого на основе множества обобщенных деревьев входящих в ее состав деталей-компонент. Такая структура уже позволит производить комплексную модификацию конструкторских решений уровня *«Узел»* и *«Подузел»*, автоматизируя все больший сегмент *творческой* конструкторской деятельности в САПР.

Исследование проводится в рамках гранта ***№ 16-47-732138*** *«Разработка моделей, методов и средств информационной поддержки технологий Concurrent Engineering на основе интегрированного представления процесса в интеллектуальной базе знаний САПР», поддержанного Российским фондом фундаментальных исследований (РФФИ).*

Список литературы

1. ГОСТ Р 53394-2017. Интегрированная логистическая поддержка. Основные термины и определения. М.: Стандартинформ, 2017. 28 с.

2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учебник для вузов / К.И. Билибин, А.И. Власов, Л.В. Журавлева и др. / под общ. ред. В.А. Шахнова. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. 568 с.

3. Голованов Н.Н. Геометрическое моделирование: учебник для учреждений высш. проф. образования. М.: Изд. центр «Академия», 2011. 272 с.

4. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Структурно-функциональное представление проектируемого изделия деревом построения его 3*D*-модели в *CAD*-системе // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А.И. Громыко; отв. за вып. А. А. Левицкий. Красноярск: СФУ, 2017. С. 597–600.

5. Tsygankov D., Pokhilko A. The Product Design Information Imaging at the Construction Stage in 3D-model Creation Tree // Procedia Manufacturing. 2017. Vol. 11. P. 2069–2076.

6. Похилько А.Ф., Цыганков Д.Э. Отображение функциональной структуры проектируемого изделия в дереве построения его 3D-модели // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2017. Т. 19, № 1 (2). С. 424–427.

7. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под. ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 326 с.

8. Дударева Н.Ю., Загайко С.А. SolidWorks 2007. СПб.: БХВ-Петербург, 2007. 1328 с.

9. Tsygankov D., Pokhilko A., Gorbachev I. CAD-system Basic Operations Semantic Generalization to the Designed Product Construction Conformity // Transdisciplinary Engineering: A Paradigm Shift: Proceedings of the 24th ISPE Inc. International Conference on Transdisciplinary Engineering. Amsterdam: IOS Press, 2017. P. 603–610.

10. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Структурно-семантическое представление конструкторской информации об изделии в CAD-системе // Радиотехника. 2017. № 6. С. 72–75.

11. Цыганков Д.Э., Похилько А.Ф. Концепция конструктивно-функционального элемента при отображении структуры изделия в дереве построения 3D-модели // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф. «INTERMATIC-2017» / под ред. А.С. Сигова. М.: МИРЭА, 2017. С. 867–869.

ТЕХНОЛОГИЯ ГЕРМЕТИЗАЦИИ МИКРОБЛОКОВ СВЧ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ПАЙКОЙ

Ю. Н. Грищенко, В. Л. Ланин (научный руководитель)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
220013, г. Минск, Республика Беларусь, ул. П. Бровки 6
E-mail: vlanin@bsuir.com

Разработана технология герметизации микроблоков СВЧ, изготовленных из алюминиевых сплавов, с применением высокочастотной пайки, которая обеспечивает высокую скорость и избирательность нагрева. Приведены методики выбора частоты нагрева, оценки напряженности электромагнитного поля в рабочей зоне индуктора, а также экспериментальные температурно-временные зависимости высокочастотной пайки.

Микроминиатюризация электронной аппаратуры в значительной степени зависит от создания функциональных приборов и блоков в микроэлектронном исполнении, помещённых в общий герметичный корпус. В настоящее время до 40 % металлостеклянных и металлокерамических корпусов БИС и микросборок герметизируется пайкой, достоинствами которой являются: ремонтопригодность изделия, невысокие температуры нагрева корпуса, некритичность к плоскопараллельности паяемых кромок, возможность групповой технологии. Применение традиционного процесса пайки в печи или паяльником имеют низкую производительность, используют в значительной мере ручной труд и не обеспечивают высокого качества паяемых соединений. Возникают трудности с использованием флюса и необходимостью удаления его остатков.

Перспективным направлением в технологии производства СВЧ-микроблоков является применение высокочастотной (ВЧ) пайки для герметизации корпусов из алюминиевых сплавов. Воздействие энергии электромагнитных колебаний позволяет осуществлять высокопроизводительный бесконтактный нагрев деталей и припоя с помощью наведённых в них вихревых токов ВЧ, активировать припой и улучшить его растекание по паяемым поверхностям. Качество паяемых соединений, полученных ВЧ-пайкой, зависит от следующих факторов [1]:

- скорости нагрева деталей корпуса и припоя;
- избирательности и равномерности нагрева паяемых деталей;
- регулируемости нагрева во времени.

Наиболее важные преимущества ВЧ-нагрева следующие [2]:

- энергия нагрева создается вихревыми токами непосредственно в изделии;
- возможны высокая плотность энергии и короткое время нагрева;
- локализация нагрева в пределах обрабатываемой зоны;
- возможность нагрева в любой среде, включая вакуум или инертный газ;
- высокая экологическая чистота нагрева;
- использование электродинамических сил для улучшения растекания припоя.

Распределение напряженности электрического поля в проводящей среде имеет вид:

$$E = E_0 \cdot exp(\frac{-x}{\delta}), \quad (1)$$

где E_0 – напряженность поля на поверхности; x – текущая координата; δ – глубина проникновения ВЧ поля.

До 86 % мощности нагрева создается в поверхностном слое проводящего тела толщиной δ, где амплитуда напряженности поля уменьшается в e раз. Глубина проникновения поля зависит от частоты тока f, удельного электрического сопротивления материала ρ и магнитной проницаемости μ [1]:

$$\delta = \sqrt{\rho/\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu}, \quad (2)$$

где μ_0 – магнитная постоянная поля.

При пайке микроэлектронных устройств, содержащих внутри корпуса микроплату с элементами, чувствительными к электрической составляющей поля, энергия ЭМ-наводки должна значительно меньше энергии деградации элементов, которая составляет 10–15 мкДж [3]. На глубине, равной 4 толщинам скин-слоя δ, напряженность поля ослаблена в 152 раз по сравнению с поверхностью и в несколько раз ниже напряженности наводок, приводящих к деградации элементов. Таким образом, выбор частоты при пайке микроэлектронных устройств необходимо осуществлять из условия:

$$\delta \le h/4, \quad (3)$$

где h – толщина стенки корпуса.

Нижняя частота тока:

$$f_{min} \ge 4.05 \cdot 10^{-6} \rho/(\mu h^2) \quad (4)$$

Верхний предел частоты вытекает из требования максимальной величины термического КПД ВЧ-нагрева, при которой δ > h/8:

$$f_{max} < 46.2 \cdot 10^{-6} \rho/(\mu h^2). \quad (5)$$

Этим условиям удовлетворяет нагрев энергией ВЧ ЭМ-колебаний в диапазоне частот 0,4–2,0 МГц. С повышением частоты локализуется тепловыделение и снижается температурное воздействие на изделие.

Технологический процесс герметизации корпусов микроблоков включает подготовку корпусов и крышек к пайке, сборку корпуса в приспособлении, высокочастотную пайку, контроль качества паяного шва и герметичности корпуса. Подготовка корпусов крышек к пайке заключается в обезжиривании и горячем лужении паяемых поверхностей припоем ПОС61. После лужения остатки флюса удаляют промывкой в спиртобензиновой смеси.

Корпус 1 с герметизируемым модулем устанавливался в вырезанное окно в изоляционном основании 5 (рис. 1). На корпус надевалась крышка 2, которая в процессе пайки прижималась к корпусу прижимной экранирующей колодкой 3. В нижнем основании прижимной колодки, изготовленной из изоляционного материала, размещалась экранирующая медная пластина толщиной 1 мм, которая снижала нагрев поверхности крышки.

После установки крышки и прижима ее колодкой подводился индуктор 4, на который подавалось напряжение ВЧ от генератора, и осуществлялся нагрев поверхности крышки. Время пайки определялось визуально, после расплавления и опускания крышки давалась выдержка 1–2 с. Паяное соединение крышки с корпусом осуществлялось за счет слоя предварительного лужения. Время ВЧ-нагрева регистрировалось секундомером.

В процессе экспериментов измерялась температура нагрева платы микромодуля. В качестве датчика температуры использовался полупроводниковый терморезистор типа СТ1-19, имеющий широкий диапазон рабочих температур (–60…+300) °С, малое значение постоянной времени, а также минимальные габариты и вес.

Терморезистор закреплялся на плате микромодуля таким образом, чтобы головка находилась на контактной площадке платы. Выводы терморезистора припаивались к выводам корпуса и далее соединялись с электронной схемой с выходом на стрелочный

прибор. Это позволило значительно уменьшить погрешность измерения температуры подложки, так как датчик экранировался корпусом микроблока.

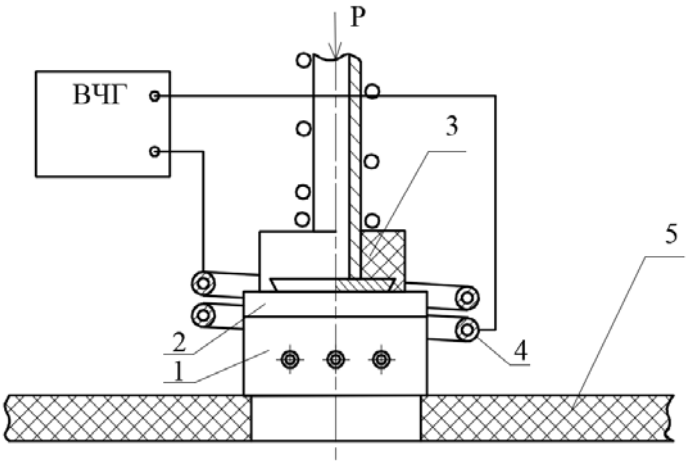


Рис. 1. Схема ВЧ-пайки корпусов микроблоков

Напряженность электромагнитного поля оценивалась по величине ЭДС, наведенной в измерительной рамке, содержащей два витка медного провода диаметром 0,8 мм и имеющий размеры сторон 5×5 мм. Напряжение, выпрямленное высокочастотным детектором, измерялось микровольтметром постоянного тока типа В2-15. Измерение напряженности электромагнитного поля в пространстве осуществлялось по трем координатным осям: Z – перпендикулярной плоскости индуктора; Y и X, лежащих в плоскости индуктора [4].

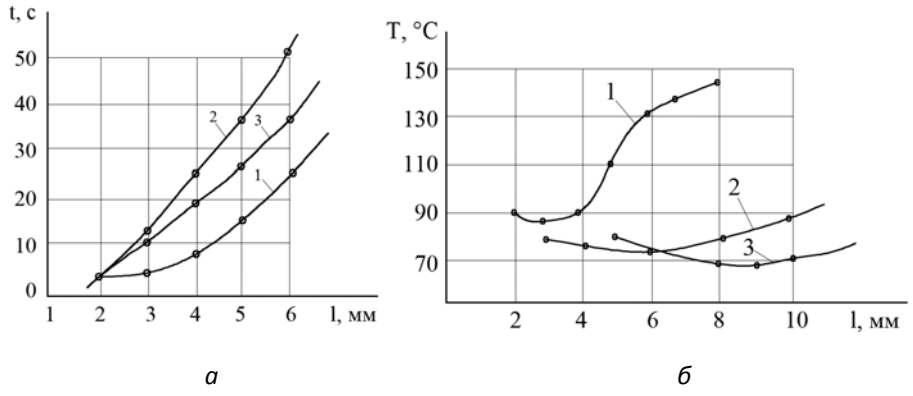
$$H = \frac{1.26 \cdot E(\text{В})}{f(\text{МГц}) \cdot a^2(\text{мм})}, \tag{6}$$

где a – размер стороны рамки.

При использовании двухвиткового индуктора с витками в одной плоскости и кольцевым магнитопроводом из феррита ЭДС увеличивается в среднем 1,6–1,8 раза и одновременно выравнивается по ширине участка индуктора, охваченного магнитопроводом. Повышение эффективности ВЧ-нагрева сокращает время пайки ТВЧ-корпусов микроблоков и уменьшает нагрев внутренних термочувствительных элементов схемы. Полученные экспериментальные зависимости сохраняются в диапазоне частот от 360 до 650 кГц.

Анализ зависимостей времени нагрева токами ВЧ от расстояния между индуктором и металлическим корпусом микроблока для трех вариантов размещения индукторов относительно корпуса (рис. 2, *а*), полученных при следующих режимах работы ВЧ-генератора: I = 1,2 А, I_c = 0,8 А и колебательной мощности 7,2 кВт, показал, что нагрев двухвитковым индуктором: в виде соленоида (вариант 2) и с витками в одной плоскости (вариант 3) более производителен и требует в 4–5 раз меньшее время нагрева, чем с одновитковым индуктором (вариант 1). Для каждого из вариантов нагрева имеется оптимальное расстояние, при котором нагрев микроплаты минимален (рис. 2, *б*): по варианту 1 нагрев не превышает 85 ºС, по варианту 2 и 3 – 70 и 65 ºС соответственно. Меньший нагрев подложки по варианту 3 объясняется изменением распределения силовых линий ЭМ поля в процессе нагрева, что снижает непроизводительный нагрев защитного экрана и способствует формированию качественного паяного соединения за счет равномерного прогрева крышки и корпуса микроблока. Нагрев микроплаты снижен до 50–55 ºС за счет улучшения контакта между корпусом и теплоотводом.

Температурные зависимости в зоне пайки от времени при оптимальном расстоянии показали, что ВЧ-нагрев в случае двухвиткового индуктора (варианты 2 и 3) более эффективен, так как время нагрева не превышало 3–5 с.



а *б*

Рис. 2. Зависимости времени нагрева (*а*) и температуры подложки (*б*) от расстояния индуктор – крышка и вида индуктора

Запаянные образцы подвергались испытаниям на герметичность с помощью промышленного передвижного течеискателя ПТИ-7А. Использовался разрушающий метод определения качества герметизации. Для этого в крышке корпуса сверлилось отверстие диаметром 2–3 мм. Корпус устанавливался в специальном приспособлении, соединенном вакуумными шлангами с течеискателем и вакуумным насосом. Из корпуса микроблока откачивался воздух до давления не более $(8–5)\cdot10^{-2}$ Па, после чего вакуумный насос отключался. Откачанный объем корпуса обдувался гелием. Количественная оценка герметичности корпуса проводилась по шкале прибора ВПУ-3, установленного на выносном пульте управления течеискателем. Срезы паяных соединений исследовались на металлографическом микроскопе МИМ-8.

Таким образом, применение ВЧ-нагрева при герметизации пайкой корпусов микроблоков, изготовленных из диамагнитных сплавов, позволяет увеличить в 5–8 раз производительность процесса, повысить надежность микроэлектронных приборов, а также применить бессвинцовые припои взамен дефицитных оловянно-кадмиевых и оловянно-висмутовых припоев.

Список литературы

1. Induction Heating. Industrial Applications / Ed. by S. Lupi, Paris: U.I.E., 1992. 142 p.

2. Metaxas A.C. Foundation of Electroheat. Chichester: John Willey @ Sons, 1996. 500 p.

3. Ланин В.Л. Высокочастотный электромагнитный нагрев для пайки электронных устройств // Технологии в электронной промышленности. 2007. № 5. С. 46–49.

4. Ланин В.Л., Достанко А.П., Телеш Е.В. Формирование токопроводящих контактных соединений в изделиях электроники. Минск: Издат. центр БГУ, 2007. 574 с.

АНАЛИЗ ПРОЦЕДУР ПРОЕКТИРОВАНИЯ, ВЫПОЛНЯЕМЫХ В ПАКЕТЕ КОМПАС-3D

П. Д. Миронова, Д. Р. Фаткулина,
С. И. Трегубов (научный руководитель), Ф. Г. Зограф (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Hey.posya@mail.ru, darya.fatkulina@mail.ru, Tregubov-020151@mail.ru, fedor-zograf@ya.ru

Рассмотрен процесс автоматизированного проектирования деталей несущих конструкций в пакете КОМПАС с целью определения параметров получаемого файла 3D-модели изделия в зависимости от последовательности операций формирования твердого тела.

Целью данной научно-исследовательской работы является изучение параметров файла 3D-модели изделия в зависимости от дерева построения данной модели в пакете КОМПАС.

В качестве объекта исследования выбираем деталь, изготавливаемую резанием (рис. 1).



Рис. 1. Фотография объекта исследования (направляющая)

На объем конечного файла 3D-модели изделия могут оказывать влияние два фактора. Во-первых, это тип процедуры (выдавливание, вырезание и т. п.), а во-вторых, количество операций, т. е. длина дерева построения.

Существует четыре основных подхода к формированию трехмерных формообразующих элементов в твердотельном моделировании. Эти подходы практически идентичны во всех современных системах твердотельного 3D-моделирования.

1. Выдавливание – форма трехмерного элемента образуется путем смещения эскиза операции строго по нормали к его плоскости.
2. Вращение – формообразующий элемент является результатом вращения эскиза в пространстве вокруг произвольной оси.
3. Кинематическая операция – поверхность элемента формируется в результате перемещения эскиза операции вдоль произвольной трехмерной кривой.
4. Операция по сечениям – трехмерный элемент создается по нескольким сечениям-эскизам.

Для того чтобы выполнить анализ способов построения, необходимо проанализировать форму детали. Она состоит из 4 основных элементов (рис. 2): вал с резьбой (4), диск (3), стержень с отверстием (2) и усеченный конус (1).

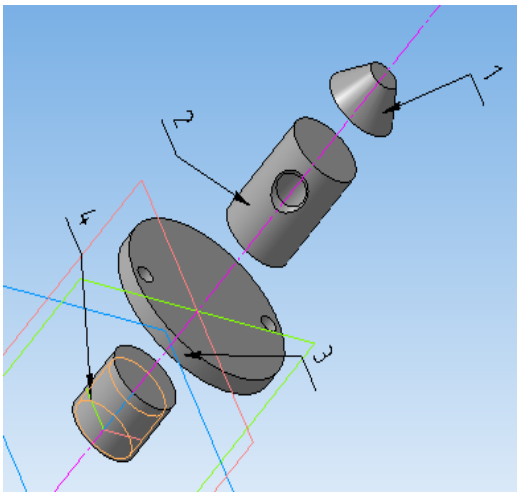
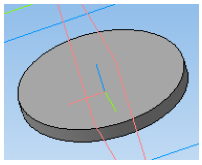
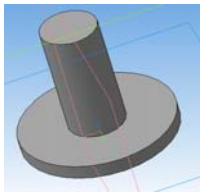
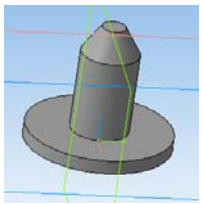


Рис. 2. Основные конструктивные элементы направляющей

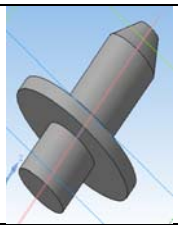
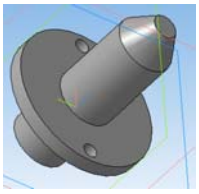
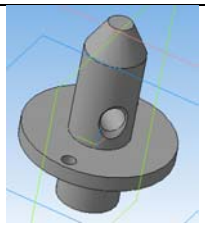
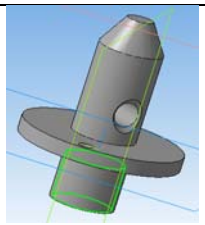
Поскольку возможных вариантов построения 3D-модели данной детали достаточно много, ограничимся 8, в которых будут использованы указанные выше процедуры построения в разной последовательности. Подробное описание операций для способа 1 приведено в табл. 1. Для других способов данную информация можно определить из дерева построения. С точки зрения использования дерева построения для формирования технологических карт желательно выбирать последовательность операций построения 3D-модели (табл. 2), соответствующих последовательности операций реального изготовления изделия.

Таблица 1

Вариант дерева построения 3D-модели направляющей

Номер процедуры	Описание операции	Изображение
1	Построение модели начинаем с элемента, имеющего максимальный диаметр – диска. Для его формирования используем метод выдавливания. Сначала определяем плоскость, на которой будем изображать эскиз одной из поверхностей. Эскиз представляет собой окружность диаметром 30 мм. Заканчиваем построение диска выполнением операции выдавливания на 3 мм	
2	Аналогично формируем 3D-модель стержня. Для этого на верхней плоскости диска и выполняем построение окружности диаметром 12 мм. Операцией выдавливания этого эскиза в прямом направлении на 24 мм завершаем построение. Размер выдавливания определяется суммой длин – стержня и усеченного конуса	
3	Усеченный конус на конце стержня наиболее просто сформировать, используя инструмент «фаска». Для этого выбираем верхнее сечение и указываем два размера: 3,5 и 6 мм, которые определяют конфигурацию усеченного конуса	

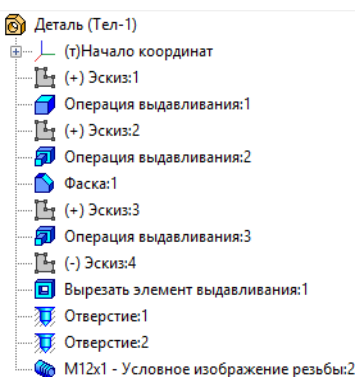
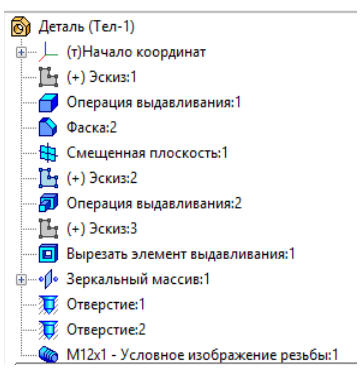
Окончание табл. 1

Номер процедуры	Описание операции	Изображение
4	Аналогично процедуре 2 формируем 3D-модель вала с резьбой. Но операцию выдавливания осуществляем с противоположной плоскости, на которой чертим эскиз окружности диаметром 12 мм. Затем выдавливаем его на 11 мм	
5	Формирование отверстий на диске, предназначенных для крепления детали, осуществляем также операциями выдавливания. Для этого на верхней плоскости в необходимых местах, определяемых межцентровым расстоянием, чертим две одинаковые окружности диаметром 3 мм. Далее с помощью функции «вырезать элемент выдавливанием» получаем необходимые отверстия. Для построения эскиза отверстия можно выбирать любую плоскость	
6	Формирование вспомогательного отверстия в стержне осуществим функцией «зенковка». Для этого выделяем стержень, выбираем диаметр отверстия – 5 мм, задаем глубину – через все, ставим диаметр зенковки – 7 мм и устанавливаем угол зенковки, равный 90°. В меню «размещение» устанавливаем расстояние 12 мм	
7	Формируем резьбу. Номинальный диаметр резьбы – 12 мм, шаг резьбы – 1 мм, длина резьбы – 9 мм	

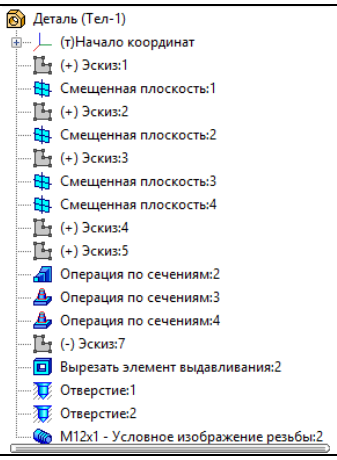
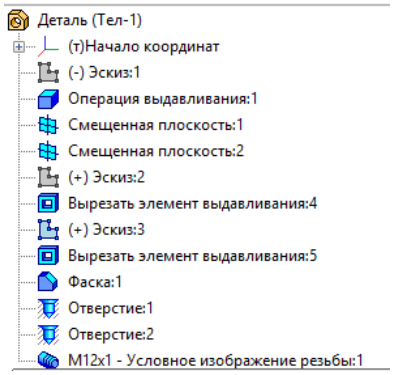
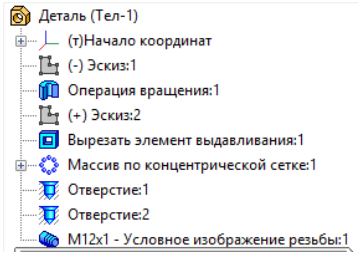
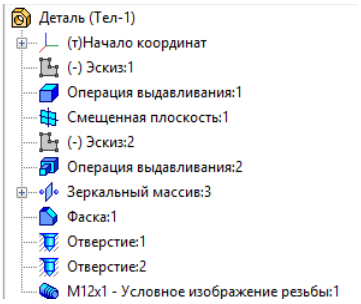
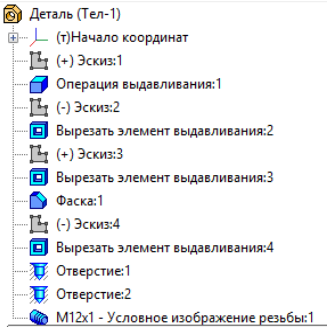
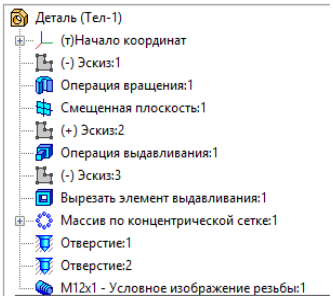
Результаты исследования приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты формирования 3D-модели

Способ	Дерево построения	Объем, КБ	Способ	Дерево построения	Объем, КБ
1		96	5		87

Окончание табл. 2

Способ	Дерево построения	Объем, КБ	Способ	Дерево построения	Объем, КБ
2		95	6		95
3		90	7		89
4		88	8		92

Исходя из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Объем конечного файла можно варьировать в пределах 10 %.
2. Объем конечного файла не зависит от длины дерева построения.
3. Объем файла для дерева построения, соответствующего выполнению технологических операций при изготовлении детали, не является минимальным, однако отличается от него лишь на 1 %.

Список литературы

1. Аскон. Официальный сайт. Режим доступа: https://ascon.ru/
2. Зиновьев Д.В. Основы проектирования в КОМПАС-3D V16. 2017. Студия Vertex [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://autocad-lessons.ru/kniga-kompas-3d/

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА НА ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ СРЕДСТВАМИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Р. А. Борисов, Ф. Г. Зограф

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

В пакете схемотехнического моделирования *SimOne* проведен анализ линейного полосно-пропускающего фильтра методом Монте-Карло. Исследовалось прохождение аддитивной смеси фазоманипулированного шумоподобного сигнала и белого шума. При выбранных параметрах моделирования получено распределение отношения сигнал-шум на выходе фильтра и рассчитана вероятность ошибки на бит.

Расчет и анализ выходных параметров электронных схем является одной из основных задач, решаемых при проектировании радиоэлектронных средств любых назначений. Параметры электронных компонентов, из которых строится схема, имеют некоторый разброс, т. е. представляют собой случайные величины, следовательно, и выходные параметры электронных схем также являются случайными величинами. Такой разброс параметров компонентов связан со случайными отклонениями в процессе их изготовления (технологический разброс) и другими факторами. Одним из основных способов учета статистической неопределенности выходных параметров электронных схем на этапе проектирования является анализ методом Монте-Карло [1].

Метод Монте-Карло – это численный метод, основанный на моделировании случайных величин и построении статистических оценок для искомых величин. В ходе анализа проводится N расчетов выходных параметров схемы (обычно не менее 500 [1]), в каждом из которых параметры компонентов меняются случайным образом в соответствии с их статистическими распределениями. Затем производится статистическая обработка полученных результатов для определения пригодности проекта к серийному производству и эксплуатации в разных условиях. Метод Монте-Карло реализован в большинстве современных пакетов схемотехнического проектирования.

Основные выходные параметры для частотно-избирательных цепей – это ширина полосы пропускания, граничные частоты, коэффициент передачи и т. п. В то же время важной является оценка влияния разброса параметров компонентов отдельных схем на показатели качества радиосистем в целом. Интерес для проектировщика могут представлять такие параметры, как отношение сигнал-шум, вероятность правильного поиска, вероятность ошибки на бит и т. п. Немаловажным также является получение перечисленных оценок в рамках одной системы автоматизированного проектирования с минимальным привлечением сторонних программных средств.

При анализе частотно-избирательных цепей во временной области средствами схемотехнического моделирования для получения оценки сигнал-шум необходимо наличие инструментов задания случайных воздействий и соответствующих возможностей постобработки результатов моделирования. Распространенная процедура получения случайных воздействий в программах схемотехнического моделирования – это формирование случайного сигнала в математическом программном пакете с последующим считыванием созданного сигнала из файла, как описано, например, в [2]. Считывание случайного сигнала из файла затрудняет проведение анализа Монте-Карло, если требуется в каждом расчете использовать сигналы со случайно меняющимися параметрами. Современные программные средства схемотехнического проектирования и моделирования позволяют получать случайные воздействия непосредственно в самом пакете,

такие возможности (хотя и более скромные, по сравнению с математическими пакетами) есть в текущих версиях пакетов *OrCAD*, *LTspice*, *Micro-Cap* и др.

В данной работе исследовалось влияние разброса параметров элементов линейного полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на отношения сигнал-шум в системе радиосвязи с бинарным фазоманипулированным шумоподобным сигналом (ФМ ШПС). Модулирующий сигнал – псевдослучайная последовательность (ПСП) максимальной длины (127 символов – один информационный бит). В качестве программного средства схемотехнического моделирования использовался отечественный перспективный пакет *SimOne* компании Эремекс.

В пакет *SimOne* была разработана модель, состоящая из двух несвязанных идентичных ППФ, один из которых показан на рис. 1 (использован ППФ из [3]). На вход первого фильтра подавался ФМ ШПС $u(t)$, а на вход второго – случайный сигнал, представляющий собой белый гауссов шум. Затем проводилось N расчетов, в каждом из которых менялись параметры элементов, рассчитывались отклики фильтров во временной области, вычислялись среднеквадратические отклонения откликов и отношение сигнал-шум. Изменения параметров элементов обоих фильтров были идентичны. На рис. 3, *а* показано семейство амплитудно-частотных характеристик, полученное в результате анализа методом Монте-Карло. Разброс параметров элементов – 10 %, распределение – равномерное, число расчетов N – 1000.

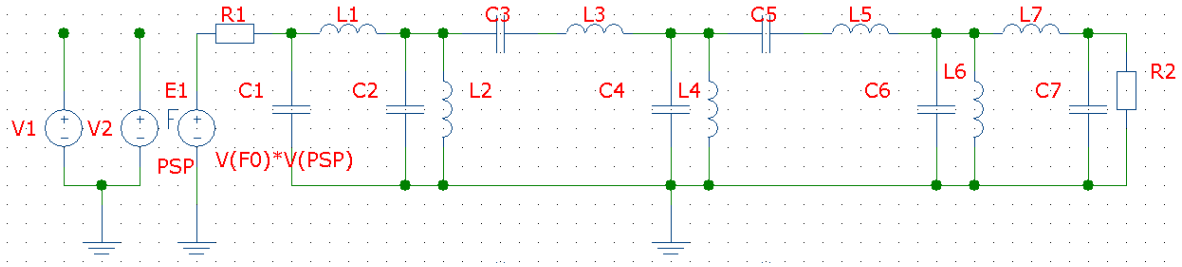


Рис. 1. Модель ППФ в *SimOne*

Фазоманипулированный сигнал формировался в соответствии с выражением $u(t) = S(t) \cdot \sin(2\pi f_0 + \varphi_0)$, где $S(t)$ – двухполярная псевдослучайная последовательность прямоугольных импульсов (на рис. 1 источник $V2$), а $\sin(2\pi f_0 + \varphi_0)$ – несущее колебание с частотой f_0 (источник $V1$). Операция умножения реализована функциональным источником $E1$. На рис. 2 показан фрагмент эпюры полученного таким образом ФМ ШПС (время нормировано к длительности символа ПСП), а на рис. 3, *б* спектр ФМ ШПС до и после фильтрации при номинальных параметрах ППФ. Для формирования модулирующей ПСП использовался источник, считывающий сигнал из файла.

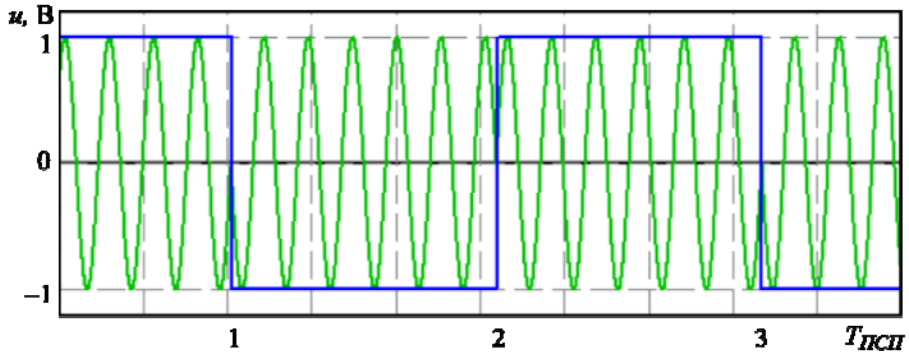


Рис. 2. Фрагмент эпюры ФМ ШПС и модулирующей ПСП

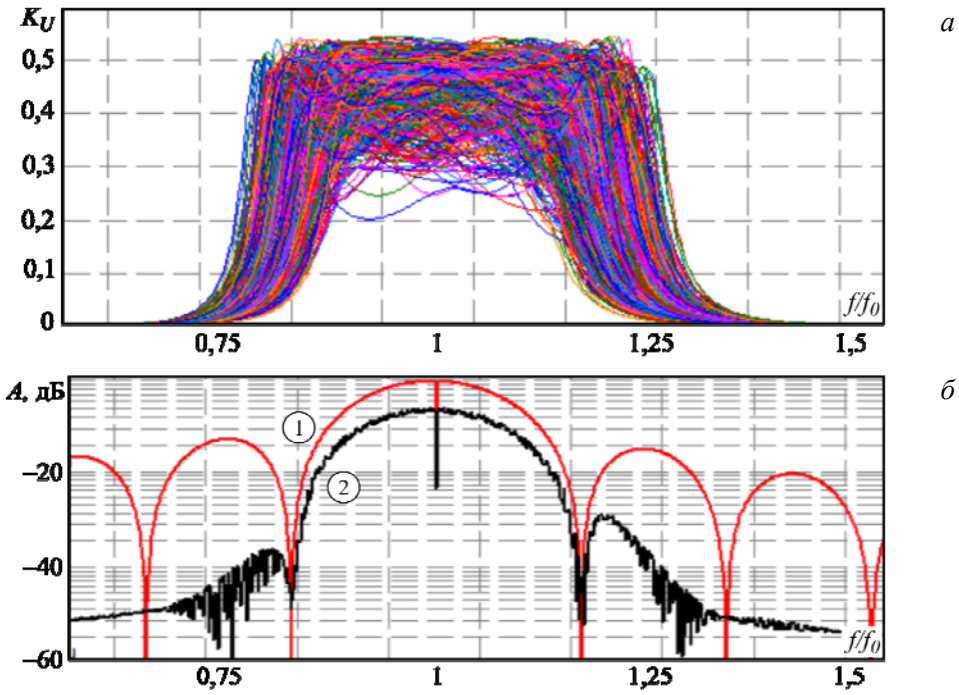


Рис. 3. Семейство АЧХ ППФ, полученное в результате анализа Монте-Карло (*а*), и нормированный амплитудный спектр ФМ ШПС (*б*) до (кривая 1) и после фильтра (кривая 2)

В программе *SimOne* можно формировать сигналы, описываемые математическими выражениями. Белый гауссов шум формировался источником, сигнал которого задавался функцией *normalrnd*. В каждом из расчетов генерировалась независимая выборка случайных значений.

На рис. 4 показана гистограмма распределения отношения сигнал-шум q, полученная в результате анализа Монте-Карло. Параметры моделирования: время анализа равно длительности ПСП (один информационный бит), максимальный шаг интегрирования – $1/(50f_0)$, отношение сигнал-шум на входе фильтра – ‘минус’ 50 дБ, полоса частот белого шума ограничена величиной $50f_0$, разброс параметров элементов – 10 %, распределение – равномерное, число расчетов – 10000.

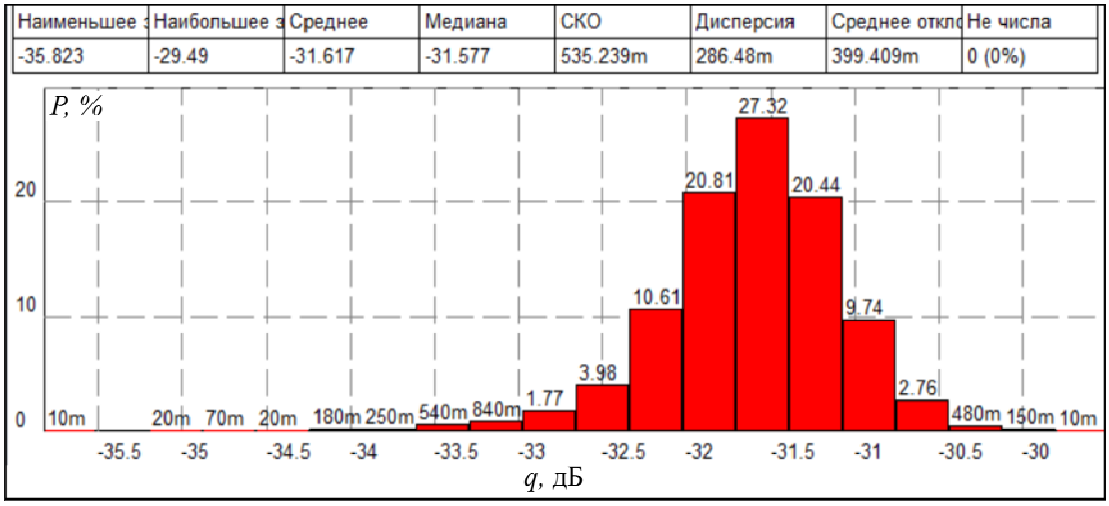


Рис. 4. Распределение и статистические параметры отношения сигнал-шум на выходе ППФ

Значение отношения сигнал-шум на выходе фильтра при номинальных параметрах элементов ППФ составляет ‘минус’ 31,5 дБ. Отношение сигнал-шум вычислялось непосредственно в пакете *SimOne*, использовано измерение (термин *SimOne*) 20**log*10(*rms*(*V*(*out*))/*rms*(*V*(*out1*))), где *V*(*out*) и *V*(*out1*) – отклики на ППФ на ФМ ШПС и белый шум соответственно.

Из рис. 5 видно, что отношение сигнал-шум на выходе фильтра при номинальных параметрах практически совпадает с медианой, т. е. можно предположить, что при серийном производстве примерно 50 % ППФ будут обеспечивать меньшее (по сравнению с номинальным) ослабление ограниченного по частоте белого шума.

На основе оценки отношения сигнал-шум была рассчитана вероятность ошибки на бит P_{BER} (рис. 5) для каждого расчета анализа Монте-Карло. Видно, что при десятипроцентном разбросе параметров элементов ППФ P_{BER} может меняться в значительных пределах (разброс максимальных отклонений – два порядка).

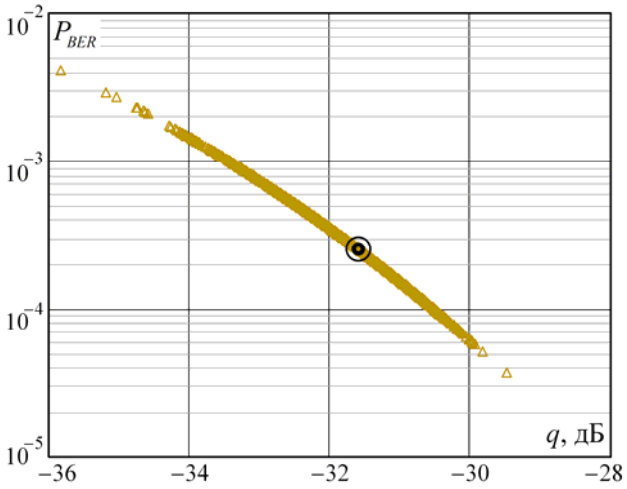


Рис. 5. Вероятность битовой ошибки от отношения сигнал-шум на выходе ППФ (обозначена точка $P_{BER} = 2,6 \cdot 10^{-4}$, соответствующая ППФ с номинальными параметрами)

Использование современных средств схемотехнического моделирования позволяет исследовать прохождение сложных сигналов через радиочастотные тракты с учетом случайных факторов, таких как разброс параметров элементов и стохастический характер сигналов.

Отметим, что решить задачу, используя только пакет *SimOne*, не удалось, поскольку нет простой возможности сформировать ПСП, а также вычислить функцию ошибок прямо в пакете.

Список литературы

1. Головков А.А., Пивоваров И.Ю., Кузнецов И.Р. Компьютерное моделирование и проектирование радиоэлектронных средств. СПб.: Питер, 2015. 208 с.

2. Антипенский Р. Разработка моделей случайных сигналов // Компоненты и технологии. 2007. № 11. С. 146–151.

3. Анализ частотных характеристик полосно-пропускающего фильтра в составе программно-аппаратного комплекса перспективной радионавигационной системы [Электронный ресурс] / Е.В. Кузьмин, Ф.Г. Зограф, В.И. Вепринцев, Г.К. Былкова, А.В. Бауточко // Современные проблемы науки и образования. 2013. № 2. 6 с. Режим доступа: http://www.science-education.ru/108-8730 (дата обращения: 02.09.2017).

ГЕНЕРАЦИЯ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

А. И. Мушта (научный руководитель),
В. А. Мещеряков, М. В. Иванов, А. А. Антипин

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, ул. 20 лет Октября, 84
E-mail: micronano1441@Yandex.ru, pr1me4elo@mail.ru

На операционном усилителе разработан пригодный для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами генератор частотно-манипулированных гармонических колебаний. При скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего напряжения генератора на затворах nМОП транзисторов с индуцированными каналами генерируется без разрыва фазы сигнала последовательность манипулированных по частоте низкочастотных гармонических колебаний с частотами f_1 и f_0 соответственно, при этом $f_1 > f_0$.

Постановка задачи. Генераторы низкочастотных гармонических колебаний интенсивно используются в медицинском приборостроении, широко применяются в измерительной технике, в учебном процессе. При этом круг технических решений построения генераторов с варьируемой частотой генерации существенно ограничен. Поэтому представляет интерес рассмотрение генератора частотно-манипулированных гармонических колебаний.

Реализация генератора. На рис. 1 приведен генератор на операционном усилителе (далее ОУ) [1] частотно-манипулированных гармонических колебаний.

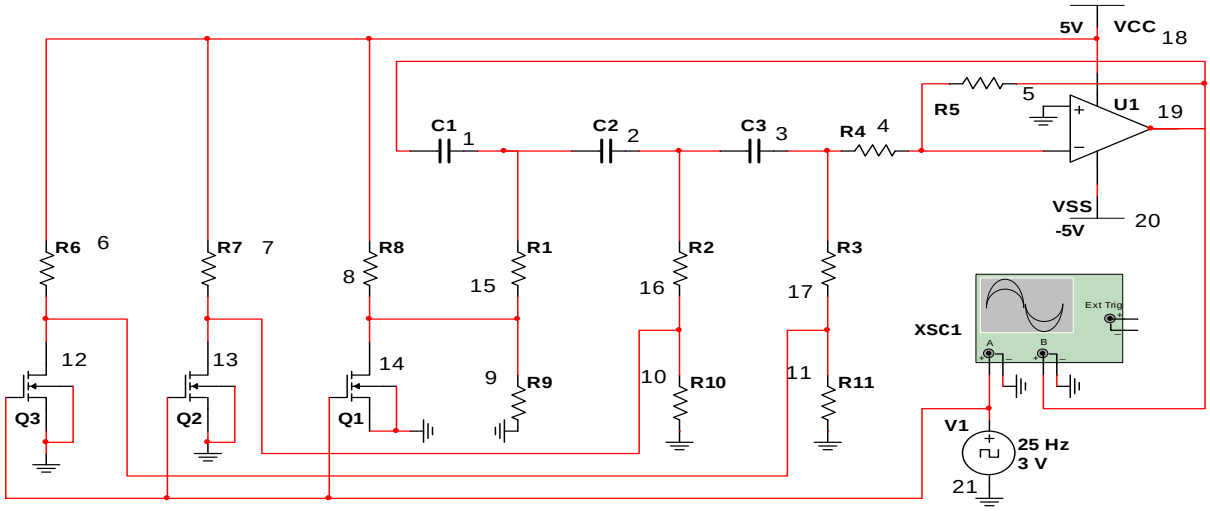


Рис. 1

Генератор построен по схеме с трёхзвенным RC-фильтром в цепи положительной обратной связи [2]. Для улучшения формы генерируемых колебаний, что достигается при уменьшении нелинейных искажений, введена отрицательная обратная связь, образованная резисторами R_4 (4), R_5 (5). Резисторы R_6 (6), R_7 (7), R_8 (8) избавляют источник питания VCC от короткого замыкания.

Частота генерации для схемы с идеальным ОУ определяется зависимостью [2]

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}, \qquad (1)$$

где C – ёмкость конденсаторов фильтра; R – сопротивление резисторов фильтра.

При напряжении на выходе генератора V1 прямоугольных импульсов (21), равном уровню логического нуля, nМОП-транзистор Q1 (14) с индуцированным каналом n-типа заперт, поэтому сопротивление канала транзистора стремится к бесконечности ($R_{vT} = R_{зап} \rightarrow \infty$) [3]. Поэтому эквивалентное сопротивление участка цепи между стоком nМОП-транзистора Q1 (14) с индуцированным каналом и общей шиной устройства питания практически определяется величиной сопротивления резистора R_9 (9). Аналогично эквивалентные сопротивления участков цепи между стоком nМОП-транзистора Q2 (13) с индуцированным каналом и общей шиной устройства питания, стоком nМОП транзистора Q3 (12) с индуцированным каналом и общей шиной устройства питания практически определяются величинами сопротивлений R_{10} (10) и R_{11} (11) соответственно. В этом случае структурная схема генератора вырождается в структурную схему классического RC автогенератора с трёхзвенной RC-цепью. Обозначим частоту генерации гармонических низкочастотных колебаний при напряжении на выходе генератора прямоугольных импульсов (21), равном уровню логического нуля, через f_0:

$$f_{ген} = f_0. \qquad (2)$$

В этом случае первое звено RC-фильтра поворачивает фазу сигнала, поступающего с выхода ОУ (19) на вход первого звена RC-фильтра (рис. 2, *а*) на угол ВСА= J0 (рис. 2, *б*). Аналогично второе и третье звенья RC-фильтра также фазу колебания, поступающего на их входы, поворачивают на угол J0. В итоге при соответствующем выборе параметров элементов звеньев результирующий фазовый сдвиг сигнала, проходя через трёхзвенный RC-фильтр, на частоте генерации (2) составляет 180°, что и требуется для обеспечения баланса фаз в автогенераторе.

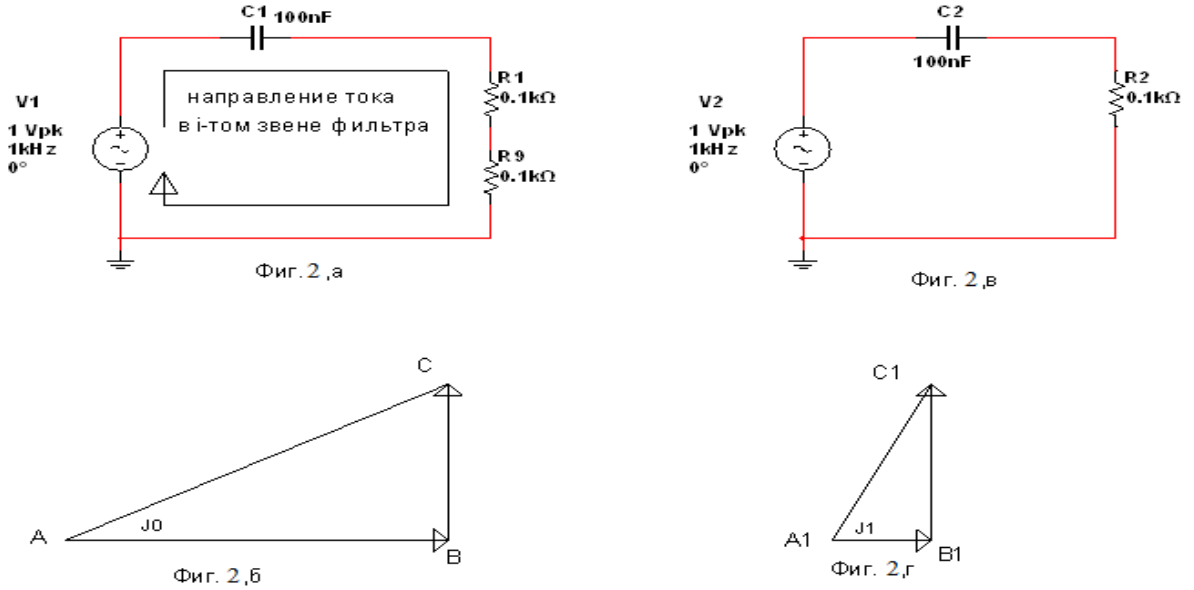


Рис. 2

При скачкообразном изменении, перепаде 0→1 управляющего напряжения генератора прямоугольных импульсов (21) сопротивление канала МОП-транзистора скачком уменьшается, стремится к нулю ($R_{vT} = R_{нас} \rightarrow 0$) [3]. Сопротивление находящегося в режиме насыщения nМОП-транзистора Q1(14) шунтирует сопротивление резистора R_9 (9). Поэтому эквивалентное сопротивление участка цепи между узлами «а», «общая шина устройства питания» скачком падает, стремится к нулю. Эквивалентная схема первого (в общем случае *i*-го звена фильтра) принимает вид рис. 2, *в*. Резкое уменьше-

ние активного компонента звена фильтра приводит к резкому уменьшению напряжения на активном сопротивлении звена фильтра, вектор A1B1 < вектора AB, поэтому угол фазового сдвига одного звена увеличивается, угол C1A1B1 скачком становится больше угла CAB (рис. 2, *б* и рис. 2, *г*). Аналогично эквивалентные сопротивления участков цепи между узлами «b», «общая шина устройства питания» и между узлами «c», «общая шина устройства питания» также стремятся к нулю. Итак, при скачкообразном изменении, перепаде 0 → 1 управляющего напряжения генератора (21) сопротивления резисторов звеньев RC-цепи скачком уменьшаются и практически определяются величинами сопротивлений резисторов R_1 (15), R_2 (16), R_3 (17) соответственно. В итоге трёхзвенный фильтр сдвигает фазу на угол ψ, превышающий π. Поэтому колебания с частотой $f_{ген} = f_0$ прекращаются. Уменьшение фазового сдвига имеет место только при увеличении частоты. Фазовый сдвиг, равный 180°, наступает на частоте f_1, которая превышает значение частоты f_0, баланс фаз выполняется на более высокой частоте f_1, поэтому

$$f_{ген} = f_1, \tag{3}$$

при этом $f_1 > f_0$. Изменение частоты f_0 на частоту f_1 происходит без разрыва фазы колебания.

Результаты моделирования генератора. Использованы: nМОП-транзисторы Q1 (14), Q2(13), Q3(12)c индуцированными каналами с параметрами канала: l (длина канала) 0.18u, w (ширина канала) 3.0u; генератор прямоугольных управляющих импульсов V1 (21) с параметрами: амплитуда импульсов 3V, частота следования импульсов 25 Hz; операционный усилитель OPAMP_5T_VIRTUAL, источники питания операционного усилителя: U1 VCC 5V, VSS -5V. На рис. 3 приведены прямоугольный управляющий сигнал генератора V1 (21) и выходной сигнал RC-автогенератора на операционном усилителе манипулированных по частоте гармонических колебаний. Выходной сигнал RC-автогенератора манипулирован по частоте. При напряжении на выходе управляющего генератора, равном напряжению логического нуля, частота генерации $f_{ген} = 768$ Гц. При напряжении на выходе управляющего генератора, равном напряжению логической единицы, частота генерации $f_{ген} = 1872$ Гц. Частотная манипуляция генерируемых низкочастотных гармонических компонент выходного сигнала осуществляется без разрыва фазы.

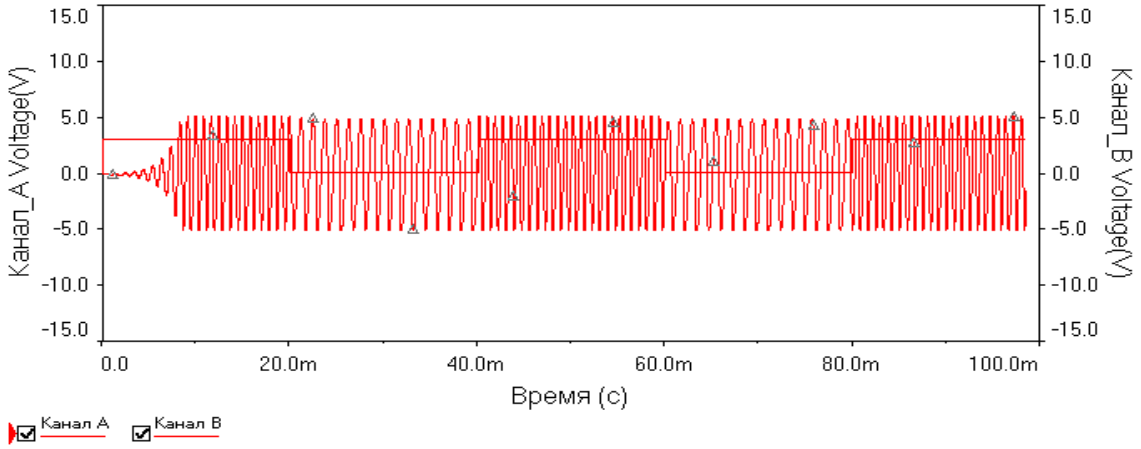


Рис. 3

Обсуждение результатов. Таким образом, при скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего напряжения генератора на затворах *n*МОП-тран-

зисторов с индуцированными каналами генерируется без разрыва фазы сигнала последовательность манипулированных по частоте низкочастотных гармонических колебаний с частотами f_1 и f_0 соответственно, при этом $f_1 > f_0$. Генерация гармонических сигналов с частотами f_1 и f_0 обусловлена резкими изменениями сопротивлений каналов nМОП-транзисторов, приводящими к значительному изменению сопротивлений звеньев трёхзвенного RC-фильтра (цепи положительной обратной связи автогенератора), а значит, и величины фазового сдвига сигнала с выхода операционного усилителя на его инвертирующий вход. Генератор пригоден для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами.

Список литературы

1. Мушта А.И., Шеховцов Д.В., Сальников Д.Н. *RC*-автогенератор на операционном усилителе манипулированных по частоте гармонических колебаний. Патент на полезную модель № 170962. Опубл. 16.05.2017. Бюл. № 14.

2. Мушта А.И. Информационные технологии анализа аналоговых электронных устройств в САПР *OrCAD*. Воронеж: ГОУ ВПО «Ворнежский государственный технический университет», 2011. 215 с.

3. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника / под ред. О.П. Глудкина. М.: Радио и связь, 1996. 768 с.

ГЕНЕРАЦИЯ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ МАНИПУЛИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

А. И. Мушта (научный руководитель),
В. А. Мальцев, В. С. Волков, М. А. Сиваш, В. А. Леденько

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, ул. 20 лет Октября, 84
E-mail: micronano1441@Yandex.ru

Разработан пригодный для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами генератор высокочастотных манипулированных по частоте гармонических колебаний. Частотная манипуляция генерируемых без разрыва фазы высокочастотных гармонических сигналов с частотами f_1 и f_0 обусловлена резкими изменениями сопротивления канала nМОП-транзистора Q2(32), приводящими к значительному изменению реактивного сопротивления цепи положительной обратной связи автогенератора на nМОП-транзисторе Q1 (35) для обеспечения генерации манипулированных по частоте гармонических компонент с частотами f_1 и f_0 соответственно при указанных скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего напряжения.

Постановка задачи. Генератор на МОП-транзисторах, манипулированных по частоте высокочастотных гармонических колебаний (далее – генератор), относится к радиотехнике и может быть использован в радиопередающих устройствах, в измерительной технике в качестве источника высокочастотных манипулированных по частоте гармонических колебаний. Известна непригодная для интегрального исполнения громоздкая структура распространённого интерполяционного (гетеродинного) устройства реализации частотной манипуляции. Структура содержит кварцевый задающий генератор с частотой $f_к$, диапазонный задающий генератор с частотой генерации f_d, преобразователь частоты, высокочастотный избирательный фильтр, частотный манипулятор, источник телеграфного сигнала. В спектре тока смесителя образуются, в частности, комбинационные компоненты вида $f_{пр1} = f_к - f_d$ и $f_{пр2} = f_к + f_d$. Одна из частот преобразования выделяется фильтром и поступает на выход устройства. Частотная манипуляция осуществляется с помощью реактивной лампы (или реактивного транзистора, или диода), которая (который) включается параллельно контуру диапазонного задающего генератора [1]. Необходимо отметить, что в структуре известного интерполяционного (гетеродинного) устройства реализации частотной манипуляции содержится ряд индуктивностей. Кроме того, управляется реактивная лампа специальным электронным крупногабаритным энергоёмким манипулятором. Требуется генератор, лишённый указанных недостатков.

Реализация генератора. На рис. 1 приведён генератор на МОП-транзисторах, манипулированных по частоте высокочастотных гармонических колебаний [1]. Собственно генератор гармонических сигналов построен по схеме ёмкостной трёхточки.

Механизм манипуляции частоты генерации следующий. При скачкообразных изменениях, перепадах 1→0, 0→1 напряжения управляющего генератора V1 (33), приложенного к затвору nМОП транзистора Q2 (32) с индуцированным каналом, сопротивление канала указанного транзистора резко изменяется в зависимости от величины управляющего напряжения управляющего генератора. Сопротивление nМОП-транзистора с индуцированным каналом Q2 «в зависимости от управляющего напряжения может принимать два значения: $R_{vT} = R_{нас} \rightarrow 0$, если VT включен, и $R_{vT} = R_{зап} \rightarrow \infty$, если VT выключен» [2]. При напряжении на выходе управляющего генератора V1 (33), равном напряжению логического нуля, сопротивление nМОП-транзистора с индуцированным каналом Q2 (32) стремится к бесконечности $R_{vT} = R_{зап} \rightarrow \infty$. Поэтому частота генерации $f_{ген}$, зависящая от параметров колебательной системы генератора, в данном случае, в частности, содержит и конденсатор C2 (12) в цепи положительной обратной связи генератора.

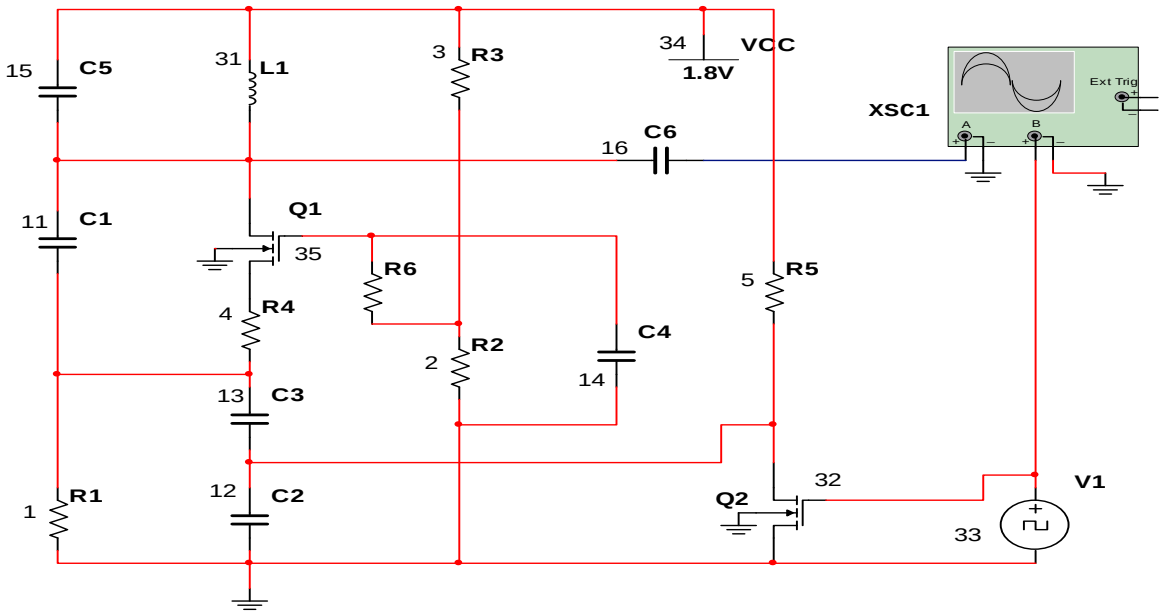


Рис. 1

Обозначим частоту генерации

$$f_{\text{ген}} = f_0. \tag{1}$$

При напряжении на выходе управляющего генератора V1 (33), равном напряжению логической единицы, сопротивление nМОП-транзистора с индуцированным каналом Q2 (32) стремится к нулю $R_{vT} = R_{\text{нас}} \rightarrow 0$. Поэтому конденсатор C2 (12) закорочен. Это приводит к росту эквивалентной ёмкости ($C_{\text{экв}}$) в цепи положительной обратной связи автогенератора, следовательно, к уменьшению в этой цепи реактивного сопротивления

При напряжении на выходе управляющего генератора V1 (33), равном напряжению логической единицы, сопротивление nМОП-транзистора с индуцированным каналом Q2 (32) стремится к нулю $R_{vT} = R_{\text{нас}} \rightarrow 0$. Поэтому конденсатор C2 (12) закорочен. Это приводит к росту эквивалентной ёмкости ($C_{\text{экв}}$) в цепи положительной обратной связи автогенератора, следовательно, к уменьшению в этой цепи реактивного сопротивления:

$$X2 = 1/(2\pi \times f_{\text{ген}} \times C_{\text{экв}}). \tag{2}$$

В автогенераторе для реализации баланса фаз необходимо выполнение условия [2]:

$$X1 + X2 + X3 = 0, \tag{3}$$

где X_i (i = 1, 2, 3) – реактивные сопротивления колебательной системы автогенератора в цепях сток – исток, исток – затвор, затвор – сток nМОП-транзистора Q1 (35) соответственно. Так как реактивное сопротивление X2 уменьшилось, то условие баланса фаз (3) на частоте генерации $f_{\text{ген}} = f_0$ больше не выполняется. Поэтому колебания с частотой $f_{\text{ген}} = f_0$ прекращаются в момент поступления на затвор *n*МОП-транзистора Q2 (32) напряжения управляющего генератора V1 (33), равного напряжению логической единицы. Теперь условие (3) реализуется на частоте генерации $f_{\text{ген}} = f_1 \neq f_0$. Учитывая, что реактивные сопротивления элементов сток – затвор и сток – исток в цепях *n*МОП-тран-

зистора Q1 (31) не изменились, выполнение баланса фаз (3) с учётом выражения (2) имеет место на частоте генерации

$$f_1 < f_0. \quad (4)$$

Смена величин частот генерации происходит без разрыва фазы колебания.

Результаты моделирования. Использованы: nМОП-транзисторы Q1 (35), Q2 (32) с индуцированными каналами с параметрами канала: l (длина канала) 0,35u, w (ширина канала) 0,7u; генератор прямоугольных управляющих импульсов V1 (33) с параметрами: амплитуда импульсов 2V, частота следования импульсов 2kHz; источник питания операционного усилителя: VCC (34) 1,8V. На рис. 2 и 3 представлены примеры реализации генерации.

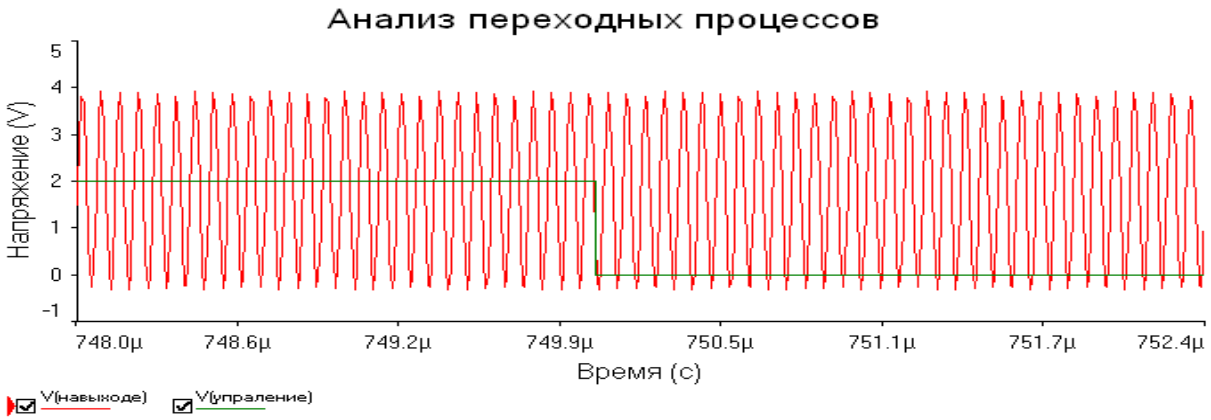


Рис. 2

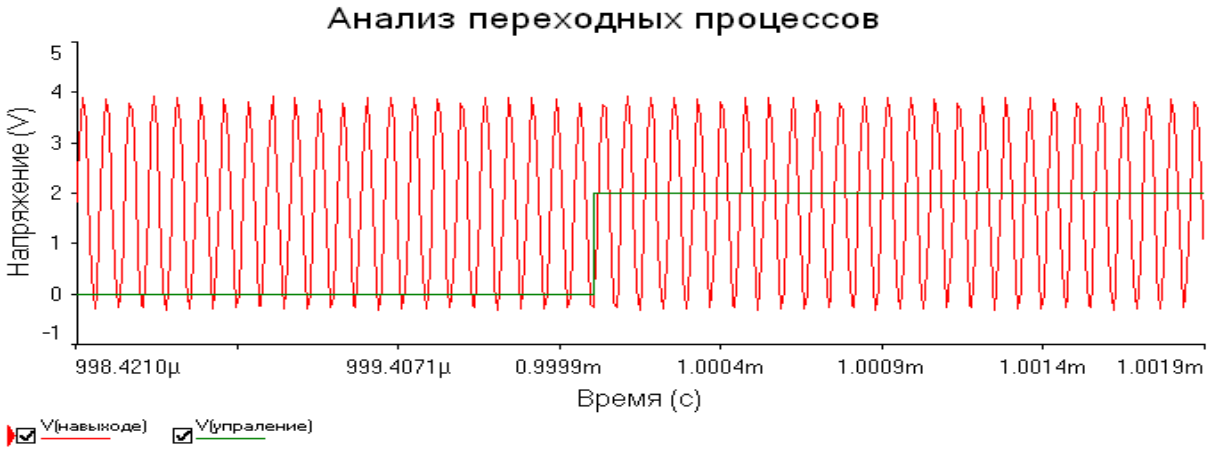


Рис. 3

При напряжении на выходе управляющего генератора V1 (33), равном напряжению логической единицы, частота выходного колебания составила $f_{1\text{ген}}$ = 13,8448 MHz. При напряжении на выходе управляющего генератора V1 (33), равном напряжению логического нуля, частота выходного колебания составила 13,9391 MHz. При скачкообразном изменении, перепаде 0→1 управляющего напряжения изменение частоты генерируемых колебаний составило Δ = (13,9391 – 13,8448) MHz = 94,3 kHz. Рис. 2 и 3 показывают, что при скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего на-

пряжения частотная манипуляция генерируемых высокочастотных гармонических компонент выходного сигнала осуществляется без разрыва фазы.

Заключение. Разработан генератор на МОП-транзисторах, манипулированных по частоте высокочастотных гармонических колебаний. При скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего напряжения генерируются без разрыва фазы манипулированные по частоте высокочастотные гармонические колебания с частотами f_1 и f_0 соответственно, при этом $f_1 < f_0$. Частотная манипуляция генерируемых без разрыва фазы высокочастотных гармонических сигналов с частотами f_1 и f_0 обусловлена резкими изменениями сопротивления канала nМОП-транзистора Q2(32), приводящими к значительному изменению реактивного сопротивления цепи положительной обратной связи автогенератора на nМОП-транзисторе Q1 (35) для обеспечения генерации манипулированных по частоте гармонических компонент с частотами f_1 и f_0, соответственно, при указанных скачкообразных изменениях, перепадах 0→1 и 1→0 управляющего напряжения. Генератор пригоден для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами.

Список литературы

1. Мушта А.И., Шеховцов Д.В. LC-автогенератор на МОП-транзисторах высокочастотных частотно-манипулированных гармонических колебаний. Полезная модель 171907. Опубл. 20.06.2017. Бюл. № 17.

2. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника / под ред. О.П. Глудкина. М.: Радио и связь, 1996. 768 с.

3. Мушта А.И. Информационные технологии анализа аналоговых электронных устройств в САПР OrCAD. Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2011. 215 с.

ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДА АВИАПРИБОРОСТРОИТЕЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ НА САПР СОВРЕМЕННОГО ПОКОЛЕНИЯ

Е. В. Степашкина[1], И. В. Горбачев[2] (научный руководитель)

[1]*Акционерное общество «Ульяновское конструкторское бюро приборостроения»*
432071, г. Ульяновск, ул. Крымова, 10а
E-mail: e.stepashkina85@mail.ru
[2]*Ульяновский государственный технический университет*
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: giv.uln@gmail.com

Произведен сравнительный анализ систем автоматизированного проектирования печатных плат P-CAD и Altium Designer. Выделены основные достоинства и недостатки проектирования печатных плат в рассмотренных системах. В статье представлены особенности проектирования в системах P-CAD и Altium Designer на основе опыта их эксплуатации и особенности перехода данных из P-CAD на Altium Designer. Делается вывод, что система Altium Designer, в сравнении с системой P-CAD, является более современной и удобной для проектирования. Рассматриваются проблемы перехода предприятия на САПР современного поколения.

Российские промышленные предприятия в современных условиях поставлены перед необходимостью решения множества ранее нерешенных и вновь возникающих проблем экономического развития. Среди них, едва ли не на первом месте, стоит задача укрепления и совершенствования двух фундаментальных устоев модернизации: системного инновационного развития и качественно нового экономического роста с учетом экологических требований и механизмов управления модернизацией, ее инвестиционного обеспечения в условиях происходящих глубоких качественных перемен, когда они неизбежно происходят не только в экономике, но и во всех сферах общественной жизни [1].

В настоящее время основополагающими факторами развития любой хозяйственной системы являются инновационные, в числе которых – системная техника нового типа, новые технологии, новая организация труда и производства, новая мотивационная система, предпринимательство [1].

Многие крупнейшие отрасли, например вся энергетика, все виды транспорта, вся легкая промышленность, значительная часть машиностроения, авиастроения, химической, лесоперерабатывающей и ряда других отраслей, нуждаются в коренной модернизации, в переходе на новые поколения техники, на новый технологический уклад, давно используемый в развитых странах [2].

Модернизация, то есть усовершенствование, изменение соответственно требованиям современности российских предприятий – одна из важнейших составляющих перехода от закрытой экономики диктата производителя к эффективной рыночной структуре, ориентированной на удовлетворение нужд потребителя. Модернизация промышленности в технологическом отношении предполагает ее подтягивание до современных стандартов, которые задаются странами – лидерами технологического прогресса. При этом технологическое развитие промышленности неотделимо от институциональных условий функционирования экономики [3].

Модернизация современного производства может осуществляться несколькими путями, экстенсивным и интенсивным. К экстенсивным методам модернизации относят увеличение количества цехов, станков в цехе, количество работников, но при этом сохраняется прежняя технология производства продукции и не вносятся инновации в процесс. К интенсивным путям модернизации производства относят улучшение технологического процесса за счет внедрения новых методов работы, изменения структуры предприятия, внедрения новых технологий. Одним из способов модернизации предприятия является повышение уровня автоматизации производства за счет внедрения новых информационных систем.

В последние годы резко возросли требования к качеству изготовления авиационной техники. **По мнению ведущих мировых аналитиков, основными факторами успеха в современном промышленном производстве являются: сокращение срока выхода продукции на рынок, снижение ее себестоимости и повышение качества.**

В настоящее время, в промышленности России наиболее популярной САПР для проектирования печатных плат (ПП) является система P-CAD. В связи с тем, что последняя версия системы вышла в 2006 году, организации, проектирующие ПП, вынуждены искать ей замену. В большинстве случаев выбор делается в пользу системы Altium Designer. В Altium Designer представлен новый подход к проектированию электронных устройств, хотя многие функции перенесены из P-CAD.

Модель электронных устройств при проектировании в P-CAD представляет собой двухмерное изображение, что порождает множество неудобств и сильно ограничивает возможности дальнейшего проектирования. В насыщенных платах, что свойственно авиационной отрасли, приходится устанавливать электронные компоненты друг под другом, а 2*D*-моделирование усложняет представление размещения электронных компонентов. Проектирование электронных узлов с установкой в корпус с разными высотами с использованием 2*D*-моделирования имеет необходимость постоянного контроля установки электронных компонентов (ЭК).

Система *Altium Designer* представляет собой систему сквозного автоматизированного проектирования ПП, которое позволяет вести разработку с учетом особенностей каждого этапа разработки. Основными отличительными особенностями системы *Altium Designer* от системы *P-CAD* являются возможность проектировать ПП на интегральных схемах программируемой логики (ПЛИС) и разработка трехмерной модели платы.

Процесс сквозного проектирования в системе *Altium Designer* представляет собой создание единого проекта, объединяющего все входящие в него документы на логическом уровне с отображением структуры разработки.

Преимущества унифицированного подхода обеспечивают гораздо более высокий уровень синхронизации проектирования, чем при использовании интегрированных технических средств, таких как *P-CAD*. В *Altium Designer* есть полная свобода для передачи конструктивных изменений с уровня схемы на уровень печатной платы и обратно, а также поддержка синхронизации между доменами.

Это включает особенности, повышающие производительность, такие как системная поддержка многоканального проектирования, сложное поперечное исследование, встроенная библиотека элементов и внесение изменений на этапе проектирования [4].

В *Altium Designer*, в отличие от *P-CAD*, присутствует упрощенная библиотека, где символ выступает в роли компонента с подключенными моделями разного типа, с отображением всей необходимой информации о выводах текущего компонента, символе в рабочей области и моделях. В свою очередь, в программе *P-CAD* библиотеки выступают в роли хранилища объектов разного типа (компоненты, символы и посадочные места) со сложной процедурой их создания. В *Altium Designer* отсутствуют проблемы в одновременном доступе нескольких пользователей к одной библиотеке, что обеспечивает использование одинаково достоверных компонентов библиотеки проектировщикам.

Преимуществом *Altium Designer* является обмен файлами с САПР твердотельного моделирования (*AutoCAD, SolidWorks* и др.) посредством формата *STEP* (подключение модели ЭК в интегрированную базу данных, а затем размещение их на плате; возможность импортировать модель корпуса устройства и оценивать размещение в нем разрабатываемой платы и др.) [5].

Выпуск конструкторской документации является заключительным этапом проектирования. Редактор печатных плат *Altium Designer* располагает традиционными возможностями импорта/экспорта файлов в стандартных форматах *DWG* и *DXF*, что позволяет добавлять на чертеж заранее заготовленные элементы оформления или контур

печатной платы и передавать проект в механические САПР (*Solid Edge, AutoCAD* и др.) для дальнейшего оформления документации.

В отличие от других подобных систем проектирования электронных устройств, система *Altium Designer* обеспечивает возможность крайне просто изменять положение обозначения размеров, что чрезвычайно важно для соблюдения требований ГОСТ. Помимо указания линейных размеров, в редакторе печатных плат можно проставить размер диаметра, радиуса, линейные размеры от опорной точки, координатные метки, угловые размеры. Все размеры являются объектно связанными – это означает, что при изменении, например, диаметра окружности обозначение ее диаметра будет меняться автоматически. Система *Altium Designer* также предоставляет пользователю широкий набор средств генерации различных отчетов – от обычных сообщений, содержащих статистическую информацию, до сложных таблиц и перечней используемых материалов (*Bill of Material – BOM*), отчетов об иерархической структуре проекта (*Report Project Hierarchy*) и файлов перекрестных ссылок (*Component Cross Reference*).

Кроме того, в сложных проектах, содержащих несколько *PCB*-документов, отчеты могут быть сформированы как для отдельных плат, так и для проекта в целом [6].

Перечислены не все достоинства *Altium Designer*, которая, в сравнении с системой *P-CAD*, является более современной и удобной для проектирования электронных узлов. Преимущества унифицированного подхода *Altium Designer* обеспечивает гораздо более высокий уровень синхронизации проектирования, чем при использовании интегрированных технических средств, таких как *P-CAD* [4].

В результате анализа системы были выявлены основные различия САПР *P-CAD* и *Altium Designer* (таблица) [4].

Таблица

Характеристики	Altium Designer 17	P-CAD 2006
Проектирование ПЛИС	+	-
3D-моделирование	+	-
Одно условно-графическое описание объекта (УГО) принадлежит различным ЭК	-	+
Единая информационная платформа	+	-
Объем дистрибутива, Мб	3000	100
Место на жестком диске, Мб	2000	600
Стоимость, тыс. руб.	от 550	от 150
Автоматизированное создание УГО	-	+
Мастер Smart PDF	+	-
Поддержка STEP формата	+	-
Создание сложноиерархических проектов	+	-
Модуль предтопологического анализа	+	-

При конвертации происходят различные искажения информации. В библиотеках условно-графических обозначений изменяется шрифт, который следует изменять вручную либо приходится вносить изменения в библиотеку, а затем обновлять компоненты в схеме.

Посадочные места в библиотеках и топология импортируются достаточно корректно. Коррекция же схемы, переносимой со множеством искажений, достаточно подробно рассмотрена в статье Владислава Суходольского [7].

При отказе от использования устаревшей *P-CAD* и переходе к проектированию в среде *Altium Designer* необходимо обеспечить по возможности безболезненный переход для сохранности и развития ранее выполненных проектов. *Altium Designer* предоставляет средства такой конвертации. Инсталляция новой системы повлечет ряд проблем:

- новые инвестиции предприятия на закупку ИС;
- выделение бюджета на закупку нового аппаратного обеспечения;
- выделение бюджета на обучение персонала;
- обучение персонала без отрыва от производства;
- двойная нагрузка на сотрудников: внедрение новых способов работы и выполнение текущих проектов;
- адаптация нового ПО под задачи предприятия;
- затруднения в передаче информации в электронном виде между различными организациями.

На предприятиях большинство конструкторов предпенсионного возраста, которые пока еще не готовы к работе с современными высокоуровневыми САПР – для этого необходимо изменение культуры проектирования и всего производства. Наряду с этим возникает проблема одновременного перехода на трехмерное проектирование всем разработчикам. Возникает дублирование работы в объеме плановых проекций, поэтому необходима комплексная, а не частичная автоматизация.

В настоящий момент на предприятии нет полностью внедренного комплекса САПР – пока мы находимся в процессе выбора. Отсутствует и работающая сквозная технология проектирования, хотя бы в силу того, что конструкторский и технологический отделы территориально удалены друг от друга.

Оптимизировать весь процесс изготовления изделия на предприятии возможно посредством комплексной автоматизации предприятия, затрагивающей не только конструкторов и технологов, но и производство в целом.

Производственные процессы сложились на отечественных предприятиях авиационной отрасли еще полвека тому назад и поэтому требуют коренного пересмотра. Как известно, все современные высокоуровневые САПР приспособлены для оформления конструкторской документации, и как следствие, за бесчертежной технологией – будущее. Однако современные реалии таковы, что на предприятиях авиационной промышленности вместе с использованием передовых CAD-систем сохраняются «морально устаревшие» технологии проектирования и изготовления деталей и сборочных единиц (бумажный чертеж, плаз, шаблон и т. п.) [8].

Список литературы

1. Ефремова С.М. Обоснование стратегии модернизации промышленного производства [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://naukovedenie.ru/PDF/69evn413.pdf (дата обращения: 14.02.2018).

2. Аганбегян А.Г. Инвестиции – основа ускоренного социально-экономического развития России // Деньги и кредит. № 5. 2012. С. 12.

3. Грудзинский А.О., Балабанова Е.С., Кудряшов Ю.Г. Модернизация предприятий: факторы и направления // Социологические исследования. 2002. № 6. С. 18. Режим доступа: http://ecsocman.hse.ru/data/071/465/1217/002.BALABANOVA.pdf (дата обращения: 14.02.2018).

4. Кузнецова О.В., Коробейников А.Г., Романова Е.Б. Сравнительный анализ *P-CAD* 2006 и ALTIUM DESIGNER 2012 // Кибернетика и программирование. 2013. № 6. С. 17. Режим доступа: https://cad.ru/ru/press-centre/news/news_detail.php?ID=14260 (дата обращения: 14.02.2018).

5. Сабунин А.Е. Почему *Altium Designer*, а не P-*CAD* // EDA Express. М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2010. № 18. С. 3.

6. *Altium Designer* 15 / Официальный сайт ЗАО «СиСофт». 2018. Режим доступа: http://www.csoft.ru/catalog/soft/altium-designer/altium-designer-15.html (дата обращения: 14.02.2018).

7. Суходольский В.Ю. Конверсия данных при переходе с *P-CAD* 200X на *Altium Designer Rational Enterprise Management*. № 3/2010. С. 54–57.

8. Опыт внедрения САПР на отечетсвенных предприятиях машиностроительной отрасли / Е. Слуднева, А. Пузанов, Н. Зыкин, А. Кудрявцев, С. Молодов // САПР и графика. 2003. № 12. Режим доступа: http://sapr.ru/article/8309 (дата обращения: 14.02.2018).

ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ УДАЛЕНИЯ НАЛЕДИ С ПРОВОДОВ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

В. С. Ратушняк[1], И. С. Трухина[2], А. В. Юрьев[1], С. И. Трегубов[2]

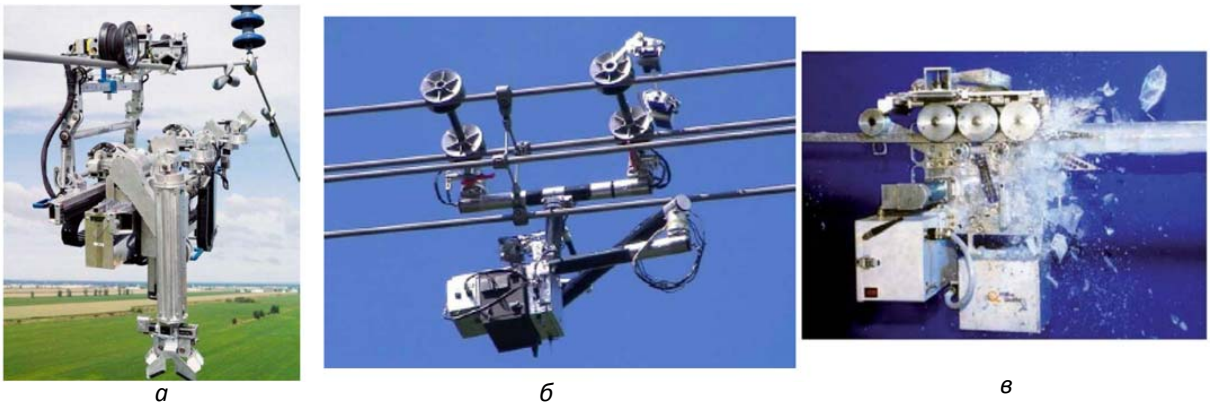
[1] *Красноярский институт железнодорожного транспорта*
660028, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Ладо Кецховели, д. 89
[2]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: irina_truhina94@mail.ru

Развитие человеческой цивилизации и повсеместное применение различных электронных устройств порождает зависимость общества от электроэнергии. Для передачи электроэнергии посредством электрического тока используются линии электропередачи (ЛЭП). Существует несколько основных причин отказов работы ЛЭП, среди которых большую долю занимают климатические воздействия.

Гололедно-изморозевые отложения на проводах создают дополнительные механические нагрузки на элементы ЛЭП, что может привести к обрыву проводов, разрушению и деформации опор.

За последние два года только в Красноярском крае в результате образования гололедных отложений и налипания мокрого снега произошло не менее 4 аварий, из-за которых тысячи жителей и десятки населенных пунктов оставались без света от нескольких часов до нескольких дней. Существующие методы удаления наледи не всегда эффективно справляются с данной проблемой. Например, высокая скорость гололедообразования на проводах во время прохождения циклона на Сахалине не позволила устранить проблему с помощью плавки гололеда, в результате произошел обрыв проводов [1].

Механическое сбивание наледи и снега с проводов эффективно только на коротких участках ЛЭП, но в то же время требует отключения участка линии, большого количества персонала и времени. Для повышения экономической эффективности механического способа удаления наледи некоторые страны (Япония, Канада) занимались разработкой устройств, позволяющих очищать провод от гололедно-изморозевых отложений без участия персонала (рис. 1) [2].



а *б* *в*

Рис. 1. Устройства для снятия наледи: *а* – робот *LineScout* (Канада); *б* – робот *Expliner* (Япония); *в* – устройство удаления наледи (Канада)

Самым популярным методом удаления наледи в настоящее время является электротермический метод, то есть плавка льда за счет протекающего переменного или постоянного тока. При этом расходуется большое количество энергии, требуется отклю-

чение линии от потребителей в течение длительного времени. Для обеспечения работы данного метода в некоторых случаях проектируют специальные подстанции, что опять же увеличивает расходы.

Наиболее перспективным является электромеханический способ очистки проводов от гололедно-изморозевых отложений. Данный способ представлен классом устройств, так или иначе использующих закон Ампера для электромеханического воздействия на лед. Возможны различные варианты исполнения подобных устройств, вызывающих разные типы нагрузок на ледяную муфту провода.

Например, система может состоять из соленоида с сердечником, жестко закрепленного с проводом. Работа такого устройства заключается в создании изгибного напряжения, разрушающего гололедно-изморозевые отложения (рис. 2).

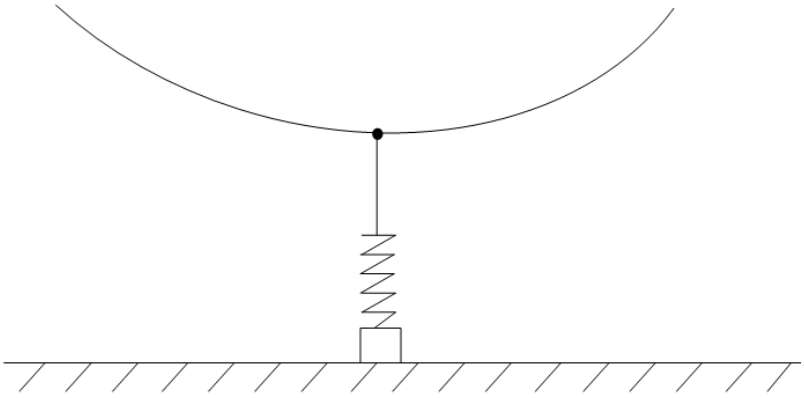


Рис. 2. Схематичное изображение устройства для удаления наледи

Еще одним из вариантов исполнения может быть комплексная система, включающая в себя электромеханический преобразователь, который вызывает ударную механическую нагрузку на провод длительностью порядка 200 мкс [3]. Устройство может располагаться между двумя проводами одной фазы, а также может быть установлено на каждый провод отдельно (рис. 3).

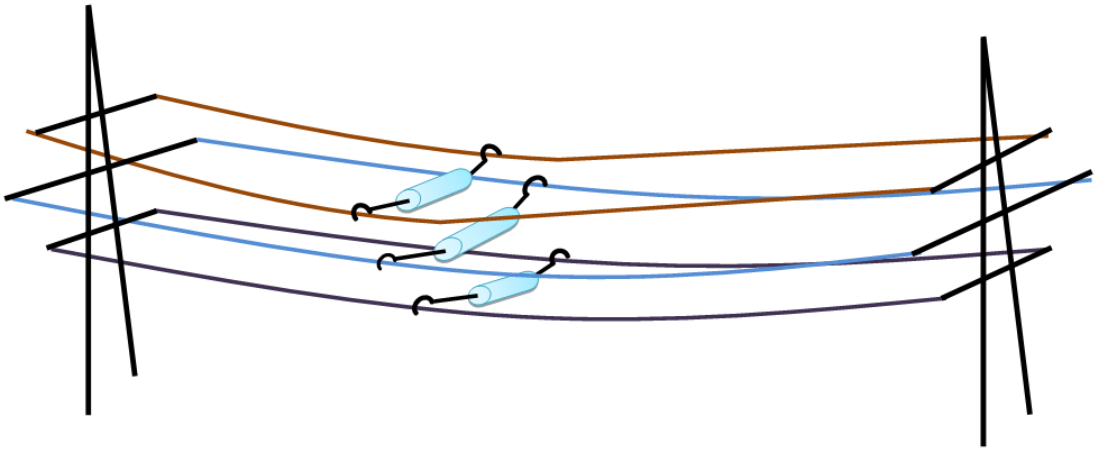


Рис. 3. Схема установки на двухцепную ЛЭП

Экспериментальная установка включает в себя генератор импульсных токов и плоский индуктор, который имеет жесткий контакт с проводом (рис. 4).

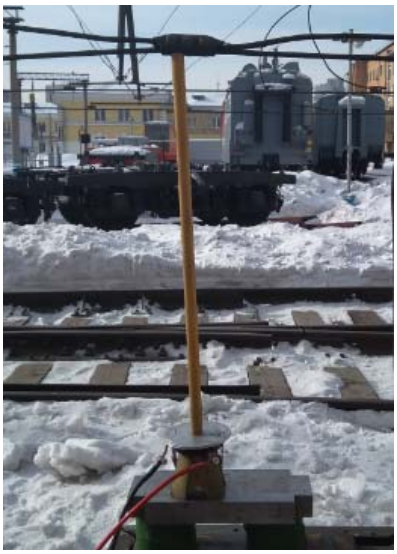


Рис. 4. Экспериментальная установка

В качестве гололедно-изморозевых отложений для эксперимента была искусственно наморожена наледь. В ходе эксперимента часть провода была очищена от гололедной муфты (рис. 5). Первый эксперимент был проведен после аномального снегопада 3 мая 2017 года (рис. 6, 7). Снег был удален по всей длине провода.



Рис. 5. Удаление льда электромеханическим способом



Рис. 6. Удаление снега электромеханическим способом



Рис. 7. Удаление снега электромеханическим способом

Список литературы

1. Множество линий электропередачи повреждены на Сахалине из-за циклона [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.interfax.ru/russia/587033 (дата обращения: 04.12.2017).

2. Автоматическая система удаления льда с проводов линий электропередачи / В.А. Соловьев, С.П. Черный, С.И. Сухоруков, В.М. Козин // Материалы IV междунар. студ. науч. форума (электронная конференция). Комсомольск-на-Амуре, 2012. С. 1–45.

3. Трухина И.С., Трегубов С.И., Юрьев А.В. Разработка преобразователя электрической энергии в механическую для системы удаления наледи с проводов ЛЭП // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. С. 554–556.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ СБОРКИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

А. А. Егоршин, Е. С. Атеняев, Е. Е. Носкова (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: egorshin_aa@mail.ru

Представлены функциональные возможности APS-системы Preactor при формировании производственных расписаний технологических процессов сборки радиоэлектронной аппаратуры, показано формирование производственных расписаний с использованием планировщика системы. Проанализированы критерии оптимальности, реализованные в APS-системе Preactor, показаны результаты планирования технологических процессов сборки радиоэлектронной аппаратуры с использованием данных критериев.

Технологические процессы сборки занимают значительное место среди процессов производства радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и составляют 35–50 % общей трудоемкости ее изготовления [3]. Сборочные процессы имеют сложную структуру, состоят из большого числа деталей и сборочных единиц (ДСЕ), широкой номенклатуры материалов, покупных комплектующих изделий (ПКИ) и инструментов. Количество наименований ДСЕ и ПКИ в изделии может достигать нескольких десятков тысяч, что значительно усложняет радиоэлектронное производство и требует особого подхода к его организации [1].

Вопрос составления производственных расписаний при планировании технологических процессов сборки РЭА является основным для успешной работы радиоэлектронных производств и для его решения могут быть использованы системы класса *APS*, которые позволяют выполнять укрупнённые директивы со стороны *ERP*-систем на цеховом уровне для предприятия в целом.

Рассмотрим применение *APS*-системы *Preactor* для планирования технологического процесса сборки радиоэлектронного изделия, технологическая схема которого аналогична схеме «веерного» типа. Исходными данными для планирования является схема сборки, состоящая из 4 уровней (с 3-го по 0-й уровень), каждый из которых представляет участок схемы сборки, включающий сборочные единицы и детали из спецификации той или иной сборочной единицы. При проектировании исходной технологической схемы ДСЕ вынесены на тот уровень, который минимизирует время «пролеживания».

Выполним оценку функциональных возможностей планировщика APS-системы Preactor при составлении производственных расписаний для процессов сборки РЭА. В качестве ресурсов выступают рабочие места: слесарь-сборщик, лакировщик деталей, монтажник РЭА, регулировщик РЭА и т. д. Необходимо составить производственное расписание для оптимизации работы 100 рабочих мест, расположенных в 14 цехах, на которых будет произведено 155 ДСЕ при выполнении 1358 технологических операций в рамках заданного технологического процесса сборки.

В системе *Preactor* при составлении производственного расписания используются два подхода: прямое планирование и двунаправленное планирование. Исходя из специфики рассматриваемой технологической схемы используем прямое календарное планирование, которое позволяет минимизировать время работы производственной системы [2]. В данном подходе назначается срок выполнения первой технологической операции на базе высвободившихся мощностей одного цеха, затем назначается срок выполнения на базе высвободившихся мощностей другого цеха и т. д.

Основными критериями оптимальности при составлении производственных расписаний являются минимизация времени работы производственной системы, минимизация времени простоя оборудования/рабочих мест. На практике одним из основных критериев при автоматизации производственного планирования является критерий оптимизации мощностей.

Составим производственное расписание для заданного технологического процесса сборки на базе *APS*-системы *Preactor*. При этом проанализируем влияние приоритета запуска деталей в производство при составлении производственных расписаний по следующим пяти критериям:

1. С одинаковыми приоритетами изготовления деталей;
2. С увеличением приоритетов по длительности изготовления детали;
3. С уменьшением приоритетов по длительности изготовления детали;
4. С увеличением приоритетов по количеству технологических операций изготовления детали/ДСЕ;
5. С уменьшением приоритетов по количеству технологических операций изготовления детали/ДСЕ.

На рис. 1 представлена диаграмма Ганта для 0-го уровня технологической схемы сборки. Анализ диаграммы Ганта показывает, что при одновременном запуске двух деталей в производство, если для изготовления деталей не требуются однотипные рабочие места, то приоритет их запуска при минимизации времени выполнения технологического процесса сборки РЭА на конкретном уровне технологической схемы не имеет значения.

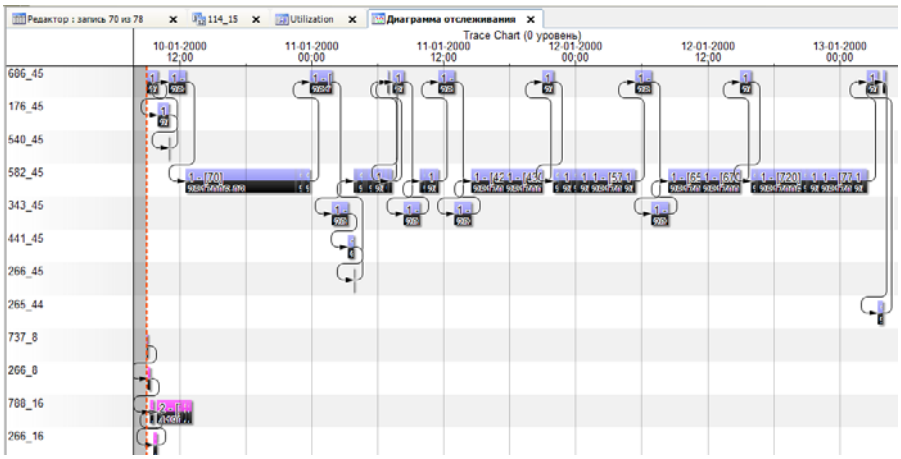


Рис. 1. Диаграмма Ганта 0-го уровня технологической схемы

Результаты расчета расписаний представлены в таблице.

Таблица

Уровень	Кол-во деталей	Кол-во операций	Приоритет 1	Приоритет 2	Приоритет 3	Приоритет 4	Приоритет 5
0	2	77	2д 19:10	2д 19:10	2д 19:10	2д 19:10	2д 19:10
1	25	191	1д 10:25	1д 11:55	1д 10:25	1д 11:55	1д 10:25
2	70	612	22д 8:45	30д 3:30	22д 8:45	30д 3:30	22д 8:45
3	58	478	22д 9:24	22д 12:34	22д 9:24	22д 12:22	17д 11:36

Анализ данных таблицы показывает, что время выполнения рассматриваемого технологического процесса сборки зависит от применяемого приоритета запуска. На 1

и 2 уровне результаты планирования улучшаются при использовании первого, третьего и пятого приоритета. Например, для 2 уровня схемы сборки время выполнения технологического процесса улучшается на 26 %, а для 3 уровня схемы сборки время выполнения технологического процесса улучшается на 23 % при использовании пятого приоритета.

В системе *Preactor* при автоматизации планирования реализована функция определения оптимального количества рабочих мест при построении расписания. На рис. 2 представлена часть диаграммы Ганта при планировании на 1 уровне технологической схемы, иллюстрирующая работу планировщика при оптимизации мощностей, а именно на рис. 2, *а* – производственное расписание без оптимизации ресурсов, на рис. 2, *б* – производственное расписание с оптимизацией ресурсов, где планировщиком добавлены дополнительные рабочие места № 686 и № 540. При этом при оптимизации мощностей время выполнения технологического процесса на 1 уровне технологической схемы сборки РЭА улучшилось на 5 %.

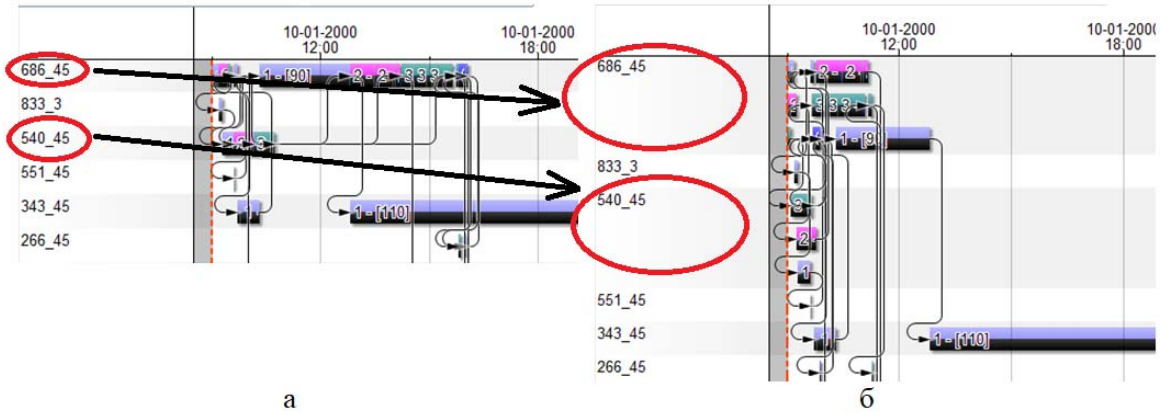


Рис. 2. Результаты планирования до и после оптимизации мощностей

Таким образом, при опытной эксплуатации APS-системы Preactor при автоматизации планирования технологических процессов сборки РЭА показана возможность ее применения для составления производственных расписаний с комплексным критерием оптимальности. Для заданного технологического процесса сборки РЭА расчеты показали, что время выполнения технологического процесса сборки зависит от выбранного приоритета запуска, в частности, запуск в производство с уменьшением приоритетов по количеству технологических операций изготовления ДСЕ улучшает время планирования на 20 % по отношению к запуску в производство без приоритетов.

Список литературы

1. Казанцев М.А., Легалов А.И. Модель планирования на предприятии радиоэлектронной промышленности// Электронные средства и системы управления: матер. докл. XI Междунар. науч.-практ. конф., 16–18 ноября 2016 г.: в 2 ч. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2016. С. 76–80.

2. *PREACTOR* – Система для планирования производства [Электронный ресурс]. URL: http://www.gk-it-consult.ru/solutions/simatic-it-preactor/ (дата обращения: 24.01.2018).

3. Фролов В.Н., Львович Я.Е., Меткин Н.П. Автоматизированное проектирование технологических процессов и систем производств РЭС: науч. изд. М.: Высш. шк., 1991. 463 с.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ КОМПОНОВКИ КАК ЗАДАЧИ КОНСТРУИРОВАНИЯ ПЕЧАТНОГО УЗЛА

А. И. Стародубцев, А. Г. Вырвинский, Е. Е. Носкова (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26, корпус 1
E-mail: sss.sv.1995@mail.ru

Описываются функции алгоритмов компоновки по связности и итерационного алгоритма и ставится задача по их реализации. Для данной задачи указываются преимущества использования языка Python. Описывается структура разработанного программного продукта и его функции.

Одной из задач конструкторского проектирования печатных узлов является задача компоновки. Она представляет собой разбиение множества элементов коммутационной схемы E на непересекающиеся подмножества T1, T2, ..., Ts, ..., Tγ. Схема внутриузловых соединений для некоторого узла Ts (s = 1, 2, ..., γ) задает соединения между элементами этого узла [1]. При этом компоновка печатных узлов в проектных подразделениях радиоэлектронных производств зачастую осуществляется в ручном режиме из-за отсутствия соответствующих алгоритмов и критериев оптимальности в используемых САПР.

Математическое описание задачи компоновки можно представить в виде сложных комбинаторных моделей, для которых в большинстве случаев отсутствуют эффективные точные методы исследования. Тем не менее анализ таких моделей представляет не только методический, но и практический интерес, так как в процессе формализации задачи часто вырабатываются эффективные приближенные алгоритмы ее решения. Разнообразие и зачастую противоречивость требований, возникающих при решении задач компоновки, затрудняет разработку единой алгоритмической методики компоновки электронных устройств, что ведет к необходимости разрабатывать программные решения для конкретных проектных решений. Поэтому была поставлена задача разработки программного продукта, функционал которого включает в себя возможность реализации двух алгоритмов: компоновки по связности и итерационного алгоритма минимизации числа межузловых соединений.

Основная функция последовательного алгоритма компоновки по связности заключается в распределении элементов между печатными платами с заданными пользователем условиями ограничения по количеству печатных узлов и по количеству внешних выводов узла. Функция итерационного алгоритма заключается в минимизации числа внешних связей, полученных при компоновке схемы соединений. Принцип его работы заключается в перестановке двух определённых элементов между двумя печатными узлами с целью уменьшения количества связей между ними [1].

Для написания программного продукта был выбран высокоуровневый язык программирования *Python*. При реализации решения поставленной задачи использование данного языка обладает рядом преимуществ:

1. Относительно малый объем кода.
2. Быстрота работы в простых системах.
3. Простота реализации графического интерфейса и визуализации.
4. Кросс-платформенность.

В ходе разработки программного продукта было сформировано 4 класса, 35 функций общим объемом около 700 строк кода. Общая структура программы состоит из 3 модулей, представляющих собой файлы с расширением *.py: файл, отвечающий за выполнения алгоритма компоновки итерационным методом, модуль, отвечающий за

визуальное оформление рабочего окна пользователя, и основной файл, соединяющий программу воедино, а также содержащий алгоритм компоновки по связности. Исходными данными являются файлы списка соединений в текстовом виде, генерируемые современными коммерческими САПР печатных плат.

Опираясь на специфику поставленной задачи были использованы следующие интегрируемые программные библиотеки: *pandas* [2], *PyQt*5 [3], *networkx* [4].

Pandas – программная библиотека на языке *Python* для обработки и анализа данных, которая предоставляет возможность преобразования входных данных списка соединений в табличный вид *muna DataFrame*. Выбор данной библиотеки был обусловлен недостаточностью средств для анализа и моделирования сложных структур данных при помощи стандартных инструментов языка *Python*.

*PyQt*5 – ветвь развития *Qtv*5, адаптированная для языка *Python*. *Qt* представляет собой кросс-платформенный набор библиотек языка C++ для доступа ко многим аспектам современных настольных и мобильных систем. В представленной работе данная библиотека использовалась в качестве средства разработки графического пользовательского интерфейса.

Networkx представляет собой программный пакет *Python* для создания, обработки и анализа структуры, динамики, а также функций сложных сетей. В работе в качестве способа отображения было решено использовать графы, возможность обработки и создания которых предоставляет данная библиотека. Визуализация данного типа графической информации занимает малое количество времени, что обеспечивает высокую скорость отображения результатов работы алгоритмов даже при большом количестве элементов и узлов. Непосредственно графическое представление графов обеспечивается библиотекой *matplotlib* [5].

На рис. 1 изображена диаграмма компонентов, отображающая используемые модули и библиотеки, перечисленные выше.

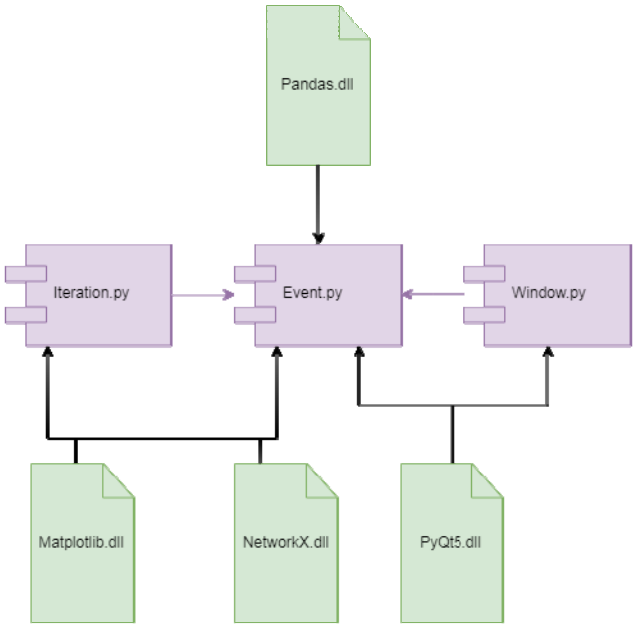


Рис. 1. Диаграмма компонентов

Модуль выполнения итерационного алгоритма содержит такие функции, как:

1. Общая функция выполнения алгоритма.
2. Функция выполнения большой итерации.

3. Функция выполнения малой итерации.
4. Функция расчета ΔL.
5. Функция расчета внешних связей схемы.
6. Функция визуализации.
7. Вспомогательные функции.

Основной файл включает в себя 10 различных основных функций и 4 вложенных подфункции:

1. Основная функция срабатывания кнопок – при нажатии той или иной кнопки происходит вызов соответствующей привязанной к данной кнопке функции.
2. Функция открытия файла – открывается выбранный файл, происходит его считывание и подготовка к последующей работе с данным файлом (создание входных данных для всех остальных функций).
3. Функция построения и визуализации входного графа соединений элементов.
4. Функция построения и визуализации матрицы *Q*.
5. Функции, отвечающие за изменения параметров регулирования компоновки.
6. Функция задания количества итераций выполнения для итерационного алгоритма компоновки.
7. Функция выполнения алгоритма компоновки по связности.
8. Функция работы с подключенным файлом *iter*.py.
9. Функция сохранения файла.

Разработанный программный продукт выполняет следующие пользовательские функции: открытие файла списка соединений; визуализация схемы соединений по входным данным, полученным из файла; выполнение алгоритма компоновки по связности; выполнение итерационного алгоритма; визуализация результатов работы алгоритмов; сохранение результата работы алгоритмов в текстовый файл, содержащий данные об узлах – элементах, входящих в них, и количестве связей между элементами внутри печатного узла.

В ходе тестирования работоспособности готового программного продукта были использованы файлы списка соединений с различным количеством элементов и узлов. На рис. 2, 3 приведены примеры работы программы.

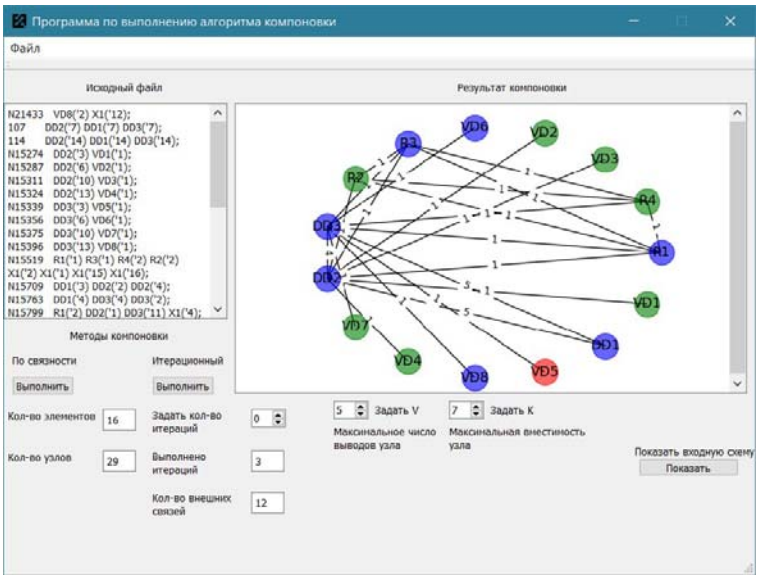


Рис. 2. Результат работы итерационного алгоритма

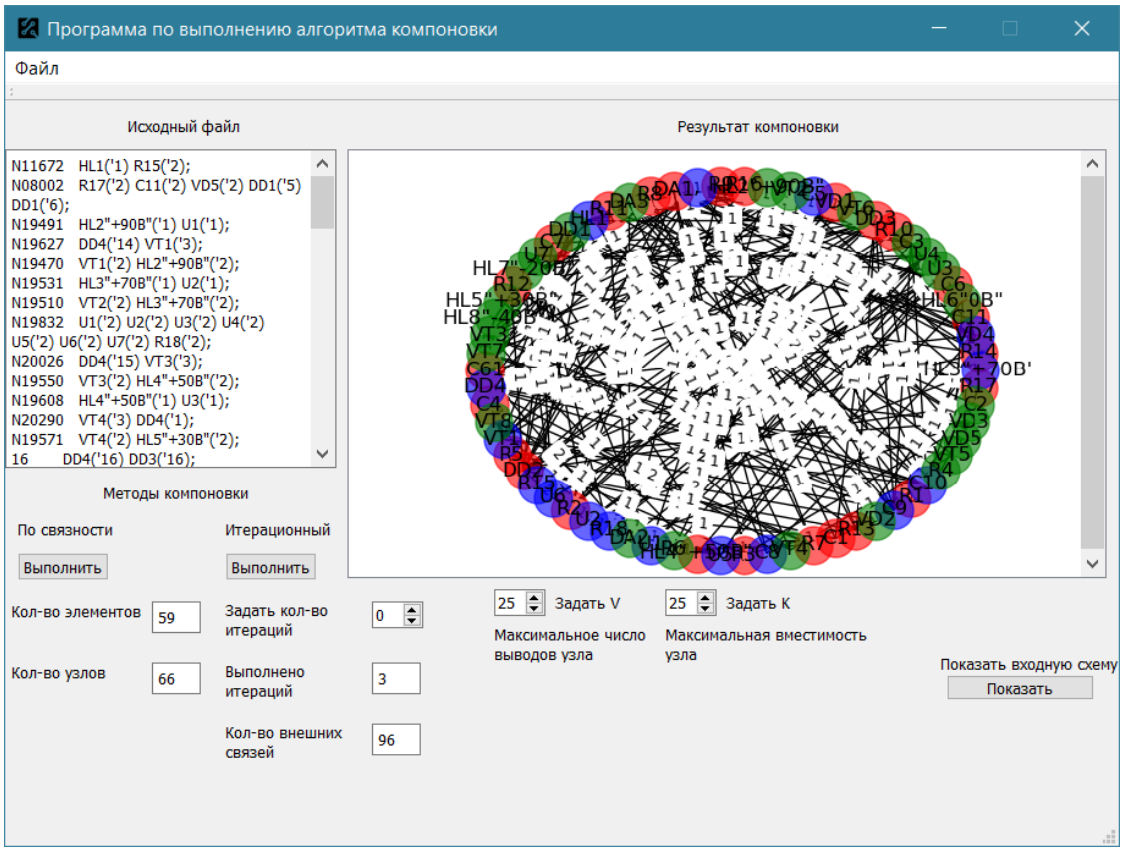


Рис. 3. Результат работы итерационного алгоритма

В окне визуализации цветами обозначена принадлежность элементов к различным печатным узлам, а цифрами – количество связей между элементами. В соответствующих окнах приведены такие параметры, как количество элементов, количество узлов, максимальные число выводов и вместимость узла (задаваемые параметры) и т. д.

Как можно заметить, в случае наличия большого числа элементов (> 100) при визуализации элементы и их связи накладываются друг на друга, что приводит к трудности восприятия схемы. Тем не менее на работоспособность программы это не влияет – алгоритмы успешно выполняются, как и в случае небольшого числа элементов. Вычислительный эксперимент проводился на компьютере с процессором *Intel* (*R*) *Core*(*TM*) *Quad CPU Q*9400 с частотой 2.66 *GHz*. Различия во времени выполнения также несущественны, в обоих случаях алгоритмы и визуализация результата их работы занимают не более 3 секунд.

Список литературы

1. Селютин В.А. Машинное конструирование электронных устройств. М.: Советское радио, 1977. 384 с.

2. Pandas: Python Data Analysis Library / Python Data Analysis Library. Режим доступа: https://pandas.pydata.org/

3. PyQt5 5.10.1: Python Package Index / Python – 1990–2018, Python Software Foundation. Режим доступа: https://pypi.python.org/pypi/PyQt5

4. NetworkX / NetworkX – 2014–2018, NetworkX developers. Режим доступа: https://networkx.github.io/

5. Matplotlib: Python plotting / 2012–2017, The Matplotlib development team. Режим доступа: https://matplotlib.org/

СОЗДАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ

В. Е. Гилеев, А. С. Сморгунов,
В. А. Бахтина, Н. П. Томилина (научные руководители)

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

Сконструированная лабораторная установка позволяет студентам на практике научиться определять удельное сопротивление проводников из различных металлов, изучать процессы, протекающие в проводниках в электрическом поле, определять влияния температурных и механических воздействий на сопротивление твердых проводников.

К проводникам условно относят материалы, удельное электрическое сопротивление которых в нормальных условиях лежит в диапазоне от 10^{-8} до 10^{-5} Ом•м.

Проводниками электрического тока могут служить твердые тела, жидкости, а при соответствующих условиях и газы.

Механизм прохождении электрического тока по материалам в твердом и жидком состояниях обусловлен движением свободных электронов, вследствие чего их называют проводниками с электронной проводимостью, или проводниками *первого рода* [1].

Электролитами, или *проводниками второго рода*, являются растворы кислот, щелочей и солей, а также расплавы ионных соединений [2].

Сконструированная лабораторная установка представляет собой блок с набором проводниковых образцов (металлов) и нагревательный элемент, источник питания постоянного тока и набор мультиметров (рис. 1).

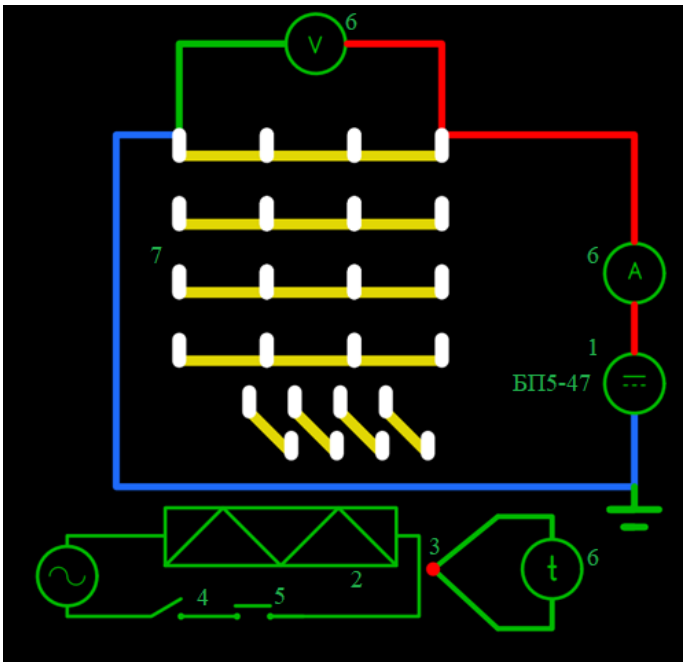


Рис. 1. Схема установки: 1 – источник питания БП5-47; 2 – нагревательный элемент; 3 – термопара; 4 – кнопка питания; 5 – кнопка нагрева; 6 – мультиметры (вольтметр, амперметр, термометр); 7 – измеряемые образцы

Если неизвестно, из какого металла сделан проводник, то определение удельного сопротивления проводника поможет разрешить эту задачу. Для того чтобы рассчитать удельное сопротивление проводника, необходимо его электрическое сопротивление, которое можно определить из закона Ома, замерив токи и падение напряжения на данном проводнике по схеме (рис. 1), умножить на площадь поперечного сечения и разделить на длину проводника:

$$\rho = RS/l, \quad (1)$$

где ρ – удельное сопротивление проводника; S – площадь сечения проводника; l – длина проводника (в системе СИ сопротивление измеряется в омах, длина в метрах, площадь в квадратных метрах) [3].

Опытным путем установлено, что сопротивление проводника прямо пропорционально длине проводника и обратно пропорционально площади его поперечного сечения, поэтому, зная длину, диаметр и сопротивление, можно рассчитать удельное сопротивление и сравнить его значение с табличным для определения материала.

Проектировка и сборка лабораторной установки

Данная лабораторная установка была спроектирована для того, чтобы студенты на практике могли узнать, как рассчитывается электрическое сопротивление проводников и как на его изменение влияют повышение температуры и механические воздействия. За основу установки был использован корпус от DVD приемника, такой выбор был сделан не только из эстетических соображений, он также полностью удовлетворяет требованиям по функционалу: жесткий корпус способен выдерживать многократные физические воздействия.

Нагревательный элемент выполнен из нихромовой проволоки, скрученной в спираль, ее длина составляет 30 см. Замеры тока и падения напряжения показали, что ее мощность составляет 400 Вт, эта оптимальная мощность для относительно быстрого разогрева проводников до нужных температур. Дальнейшие опыты с нагревательным элементом показали, что он способен разогреваться до 800 °С, исходя из этого был осуществлен поиск материала, который обладал бы непроводящими свойствами, имел жаростойкость минимум 1500 °С и низкую термопроводность. Была выбрана глиняно-шамотная смесь «ТЕРРАКОТ» с содержанием каолиновой глины 99,9 %, так как она удовлетворяла всем параметрам.

Для ее заливки была подготовлена форма размерами 20×15 см. В свежезалитый раствор были уложены трубки из бумаги, которые после удаления из застывшей формы выполняли роль посадочного места для нагревательного элемента. Далее для обеспечения равномерного и не слишком резкого разогрева проводников к форме крепился лист алюминия размерами 20×15, предварительно обклеенного с обеих сторон тонкими пластинами из керамики. В качестве склеивающего материала использовался термостойкий клей (рис. 2).

Для того чтобы исключить возможность короткого замыкания изнутри корпус был выполнен из негорящего тканевого материала.

На корпусе линиями были размечены места под крепление разъёмов. Были использованы крепежи типа «банан» для фиксации проводников и создания контактов (рис. 3).

Внутри корпуса на нагревательном элементе размещены образцы из вольфрама, ниобия, меди и алюминия цилиндрической формы. Снаружи корпуса образцы меди и алюминия с приложенными механическими воздействиями.



Рис. 2. Форма для нагревателя

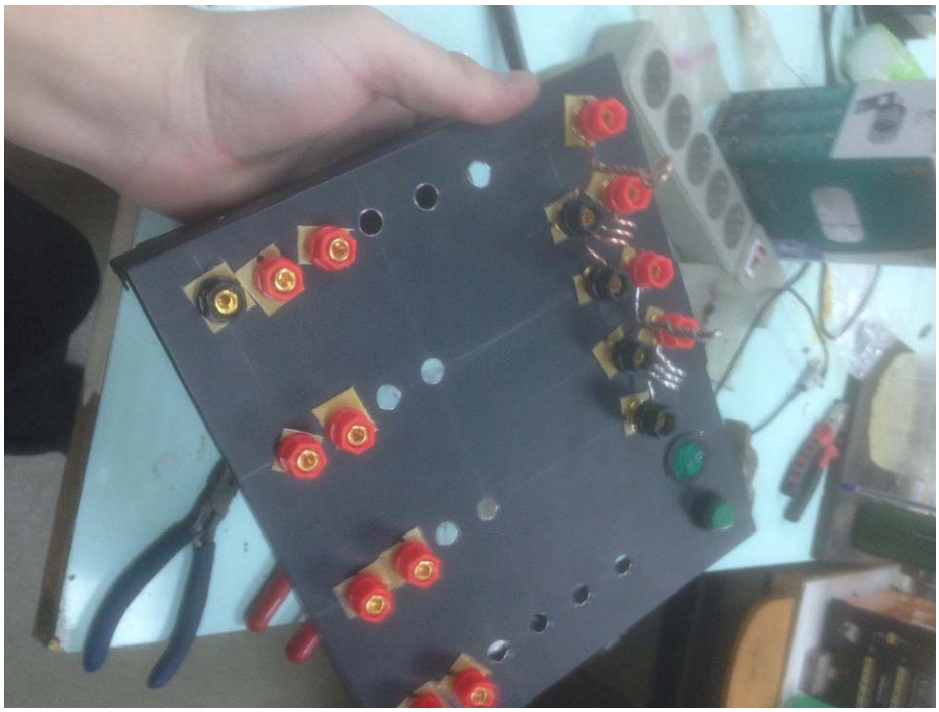


Рис. 3. Внешняя сторона установки

Рабочая длина всех проводников 170 мм, параметры образцов с механическими воздействиями (длина, диаметр) такие же, как у цилиндрических образцов.

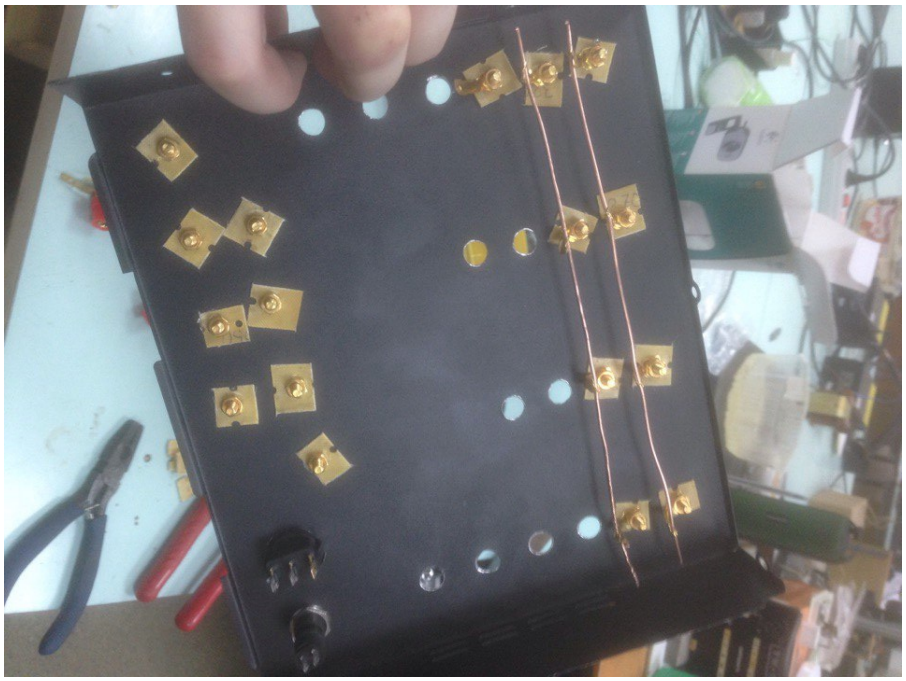


Рис. 4. Внутренняя сторона установки

В корпус вмонтированы тумблер для подачи напряжения питания и кнопка для осуществления постепенного нагрева всех образцов одновременно. Фиксация температуры осуществляется термопарой, подключенной к мультиметру. Максимальная температура нагрева образцов не должна превышать 300 градусов.

Порядок подключения

Для измерения тока и падения напряжения на образцах собирается схема измерений (рис. 5, 6).

Первую клемму, «минусовую» (провод синего цвета), блока питания подключаем к одному краю исследуемого проводника, вторую клемму, «плюсовую» (провод красного цвета), блока питания подключаем к мультиметру, выставленному на измерение тока (10 А), черным проводом соединяем мультиметр и второй край исследуемого проводника.

Итак, мы использовали ***последовательную*** схему подключения для измерения тока в проводнике.

Теперь нужно измерить падение напряжения, для этого выставим второй мультиметр на измерение постоянного напряжения и вставим щупы мультиметра в крепежные устройства исследуемого проводника.

Сейчас была использована ***параллельная*** схема подключения для измерения падения напряжения в проводнике.

Третий мультиметр используется в качестве термометра, для этого выставим положение «измерение температуры», и один провод термопары подключается к гнезду «**COM»** на мультиметре, а второй к гнезду, которое отвечает за измерение температуры. **(Важна полярность, при неправильном подключении, нагревая, температура будет уменьшаться).**

Данная установка позволяет произвести измерения тока и падения напряжения на образцах для определения удельного сопротивления проводников из различных металлов.

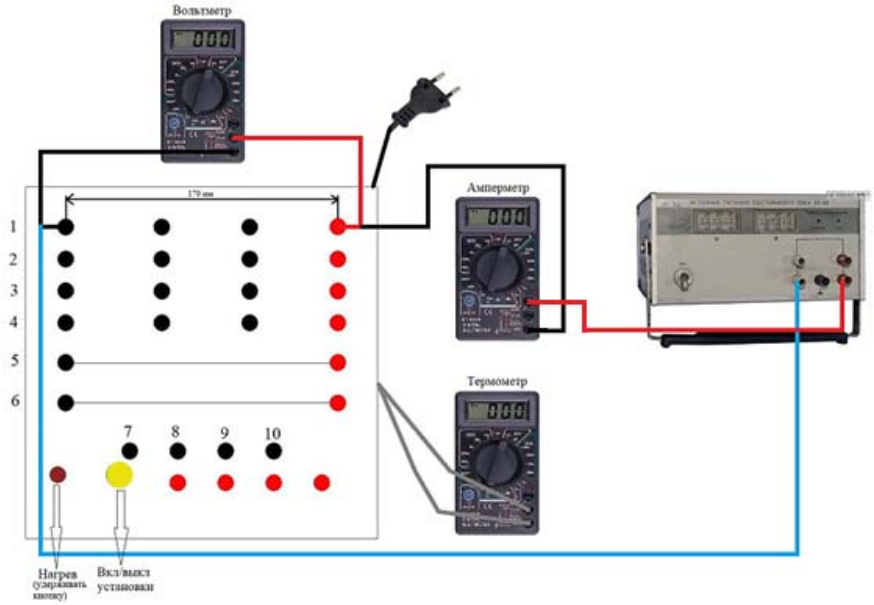


Рис. 5. Схема лабораторной установки



Рис. 6. Вид лабораторной установки

Выводы

Также позволяет определить влияние температурных и механических воздействий на величину удельного сопротивления металлов.

Плюсы данной установки: простота в эксплуатации, плавный нагрев исследуемого образца.

Минусы: длительное время ожидания охлаждения нагревательного элемента.

Список литературы

1. Материаловедение и технология металлов / под ред. Г.П. Фетисова. М.: Высш. шк., 2001. 640 с.
2. Пасынков В.В., Сорокин В.С. Материалы электронной техники. М.: Лань, 2001. 368 с.
3. Моряков О.С. Материаловедение: учебник для СПО. М.: Академия, 2013. 288 с.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

ПРОБЛЕМЫ МОНИТОРИНГА И УПРАВЛЕНИЯ ОБЪЕКТАМИ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЯ

А. В. Абдуллаев, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Иркутский национальный исследовательский технический университет
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: reirem@istu.edu

Рассмотрены вопросы по внедрению системы мониторинга и управления сетью цифрового эфирного телерадиовещания, проблемные моменты и пути их решения, а также реализация дополнительных возможностей оборудования в целях повышения эффективности эксплуатации. Кратко описаны возможности реализованной системы по мониторингу оборудования, размещаемого на объектах телерадиовещания.

В рамках реализации Федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 годы» в Иркутской области завершено строительство и введены в эксплуатацию 152 объекта цифрового эфирного телевизионного вещания. Большая часть введенных в эксплуатацию объектов необслуживаемые (без постоянно присутствующего персонала). Лишь несколько десятков станций имеют дежурный персонал, в задачи которого входит контроль за работой оборудования, поддержание оборудования в работоспособном состоянии и ликвидация аварийных режимов. В связи с требованием технических регламентов, правил технической эксплуатации по обеспечению контроля качества оказываемых услуг и оперативного управления сетью телерадиовещания, в том числе устранения неполадок в работе оборудования, на стадии строительства и ввода в эксплуатацию остро встал вопрос по дистанционному централизованному мониторингу и управлению оборудованием станций цифрового эфирного телевизионного вещания. Одновременно с этим нужно учитывать, что в силу протяженности и местами труднодоступности территории Иркутской области множество станций удалены от центров базирования оперативного персонала и время прибытия на объект оперативно-выездной бригады в случае аварии может занимать до нескольких суток. В свою очередь, система мониторинга и управления должна охватывать все 152 объекта, предоставляя возможность получения оперативных и достоверных данных о состоянии оборудования, исключая человеческий фактор (учитывая многолетний опыт эксплуатации аналогового оборудования). Эксплуатация современной сети цифрового эфирного телерадиовещания требует новых подходов к повышению эффективности, обеспечению надежности и централизации управления. Также система должна обеспечивать автоматизированный контроль функционирования технических средств и качества технологических процессов.

Для решения вышеуказанных задач опробована и внедрена в жизнь система дистанционного контроля СДК, разработанная ООО «НПП Триада ТВ». Каждая станция цифрового эфирного телерадиовещания оснащается блоком дистанционного контроля СДК, к которому непосредственно подключается установленное на станции оборудование: передатчик, спутниковый приемник, источник бесперебойного питания, электросчетчик, пожарно-охранная сигнализация и т. д. Этот блок представляет собой компьютер, программное обеспечение которого включает приложение сбора данных от подключенных устройств, web-сервер, SNMP-агент.

Через Ethernet-интерфейс блок СДК подключен к компьютерной сети TCP/IP, к которой в свою очередь подключены компьютеры пользователей системы и центральный сервер. С помощью обычного web-браузера любой пользователь системы может устанавливать соединение с блоком СДК и получать данные о текущем состоянии устройств на станции цифрового эфирного телерадиовещания, управлять работой этих устройств. Также доступно получение данных и управление через SNMP-протокол.

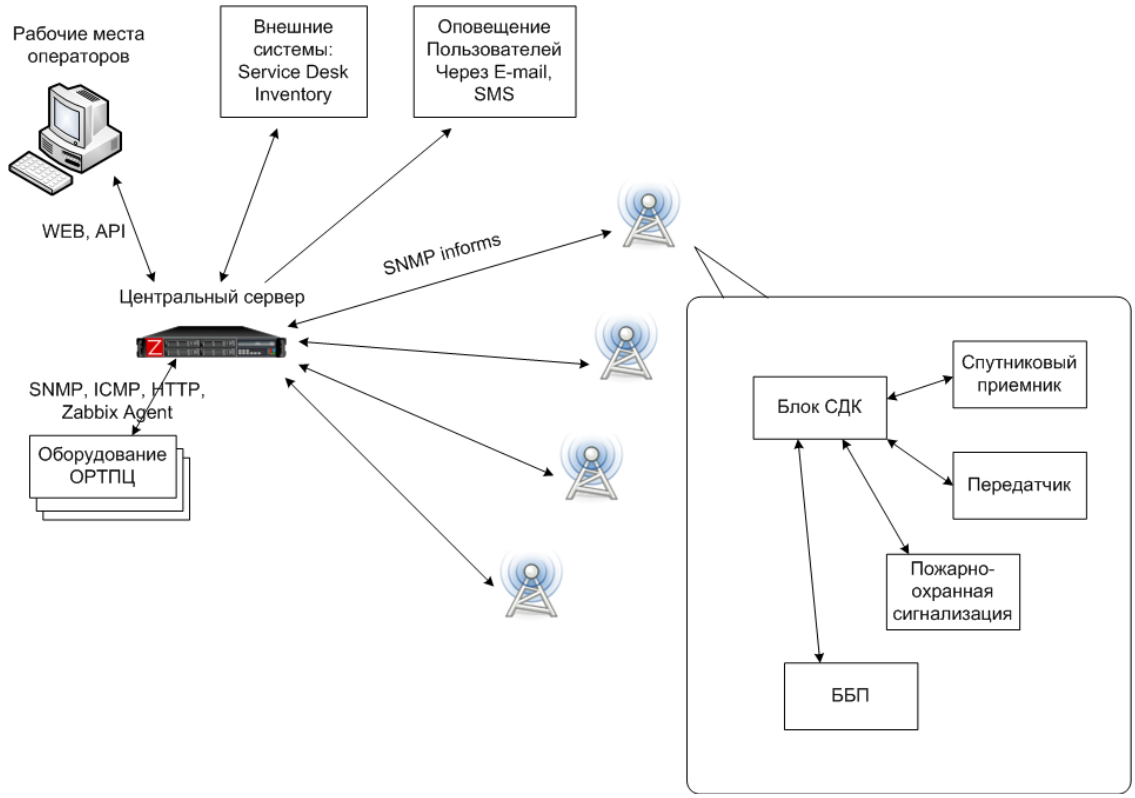


Рис. 1. Структурная схема системы мониторинга и управления

Центральный сервер служит для архивирования данных и непрерывного наблюдения за работой оборудования. На каждой станции блок СДК непрерывно запрашивает данные от оборудования и, в случае возникновения неисправности, сразу посылает сообщение на центральный сервер. Одновременно с этим на центральный сервер через заданные промежутки времени передаются данные по основным параметрам работы оборудования. Вся полученная центральным сервером информация хранится в базе данных. Доступ к информации осуществляется через web-интерфейс. Пользователь системы может перейти со страницы со списком станционного оборудования на страницу одного из устройств. На странице представлена информация об устройстве, список сообщений о событиях, произошедших с устройством. Также на странице выводится таблица с текущими значениями наиболее значимых параметров устройства. Перейдя по ссылке пользователь может просмотреть всю историю значений конкретного параметра за весь период наблюдения за устройством.

Система мониторинга обеспечивает:

- предоставление оперативных данных о состоянии технических средств;
- непрерывный контроль и диагностику технических средств;
- переход от профилактического метода к методу управляемого технического обслуживания оборудования.

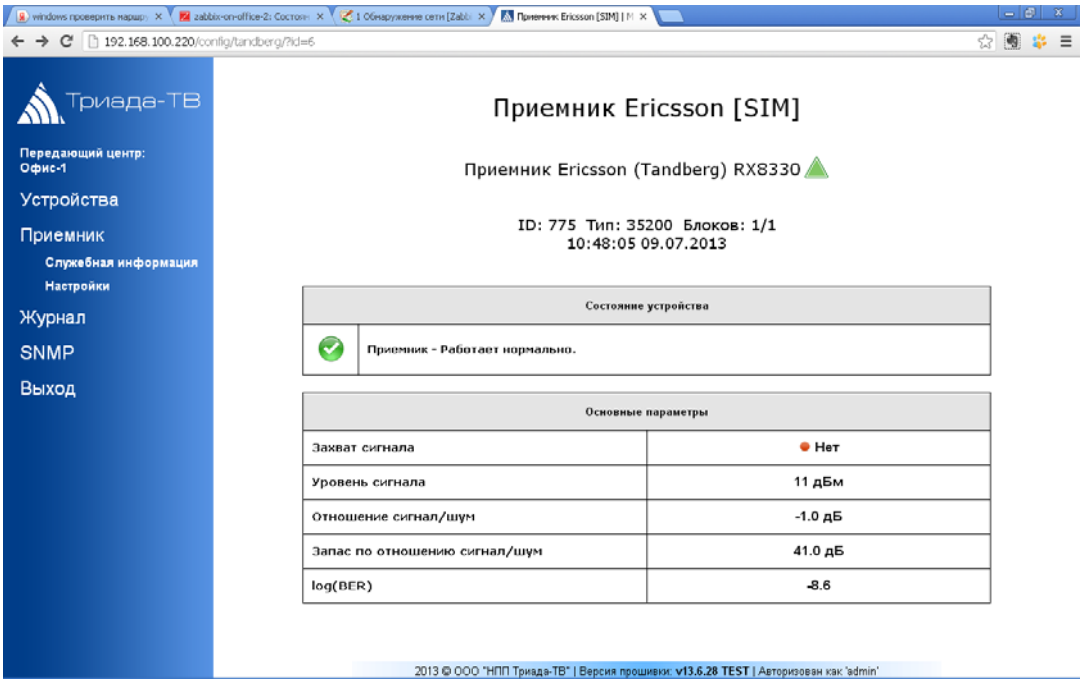


Рис. 2. Web-интерфейс блока СДК

Для связи с внешними устройствами блок СДК располагает следующими возможностями:

- 12-портовый Ethernet-коммутатор LAN-сети;
- 2-портовый USB2.0-концентратор для подключения GPRS-модема и т. п.;
- 1 выход электромагнитного реле – коммутирование линии с током до 5 А;
- порт для подключения внешних цифровых термодатчиков (до 8);
- 20 входов «сухих» контактов;
- 4 выхода оптореле – коммутирование маломощных линий;
- совмещенный интерфейс RS-232/RS-485.

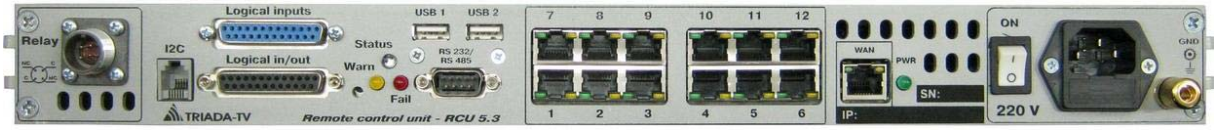


Рис. 3. Вид задней панели блока СДК

Помимо получения данных об основных параметрах работы оборудования, блок СДК позволяет управлять режимами работы оборудования через web-интерфейс (регулировка выходных и входных сигналов, установка порогов, программная перезагрузка контроллеров, обновление программного обеспечения). Одновременно с этим по опыту эксплуатации в случае зависания программного обеспечения оборудования возникает необходимость отключения или перезагрузки оборудования по питанию. Для этой цели могут быть использованы дополнительные разъемы и выходы блока СДК, такие как «сухие» контакты, оптореле, электромагнитное реле.

Увеличение количества устройств и станций не вызывает дополнительных трудностей. Подключение и регистрация нового устройства осуществляется в блоке дистанционного контроля и на центральном сервере. Количество устройств, от которых

сообщения поступают на центральный сервер, ограничено только вычислительной мощностью компьютера (центрального сервера) и может доходить до тысячи.

Система дистанционного контроля построена с применением типовых компонентов, применяемых при построении компьютерных сетей (коммутаторы, роутеры, Ethernet). Организация сети обмена данными типовая, как для компьютерной сети. В качестве протокола используется TCI/IP. Передача данных может быть организована через сеть Ethernet, оптико-волоконную линию, спутниковый канал, GPRS. Учитывая особенности Иркутской области, ее огромные расстояния между населенными пунктами, малую плотность населения на большой части территории, отсутствие развитой сети оптико-волоконных линий, каналов Ethernet и GPRS, единственным приемлемым вариантом передачи информации является спутниковый канал. Сеть мониторинга и управления техническими средствами сети цифрового эфирного телерадиовещания построена на базе управляющей HUB-станции ЦСС «Азимут-Н».

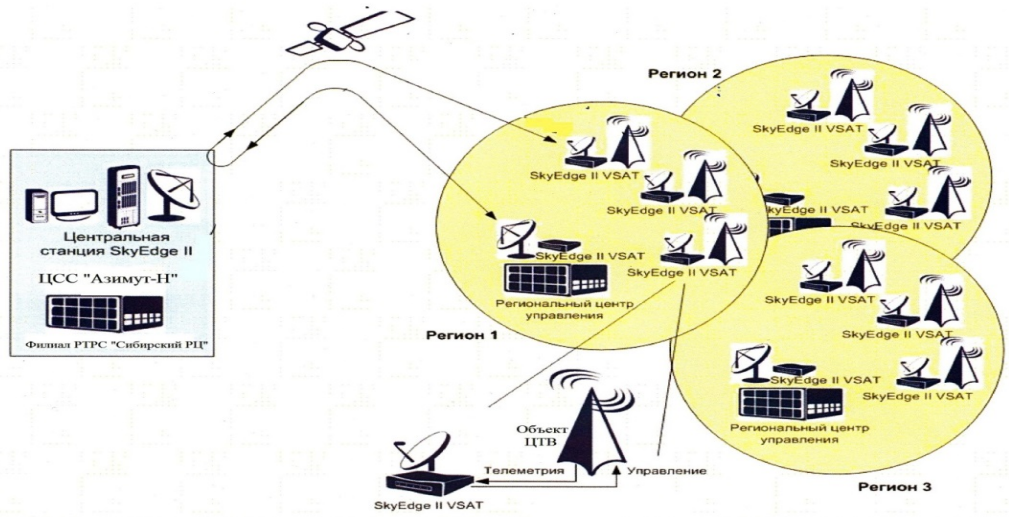


Рис. 4. Принцип организации транспортной VSAT системы мониторинга объектов ЦЭТВ

Сеть построена по топологии «звезда» с использованием однотипных терминалов IP с максимальной скоростью в сторону HUB 2,6 Мбит/с и обратно до 7,5 Мбит/с.

Внедрение системы мониторинга и управления повышает эффективность работы сети цифрового эфирного телерадиовещания в целом, позволяет оперативно регистрировать и ликвидировать нарушения в работе оборудования, минимизирует трудозатраты и транспортные затраты оперативно-выездных бригад на устранение неполадок и аварий в работе оборудования.

Список литературы

1. Постановление Правительства РФ от 03.12.2009 № 985 (ред. от 31.12.2016) «О федеральной целевой программе «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 годы».

2. Описание блока системы дистанционного контроля «СДК-5.3» ООО «НПП Триада-ТВ». г. Новосибирск.

СПОСОБЫ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА СЕТЕЙ СВЯЗИ

К. А. Батенков

Академия ФСО России
302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: pustur@yandex.ru

Выделено несколько групп методов синтеза структур сетей связи по показателям надежности: оптимальные (аналитические (на основе методов оптимизации), полного перебора), рациональные (последовательного добавления или удаления ребер графа, основанные на оценках верхних и нижних границ надежности).

Задача синтеза структуры сети связи в конечном итоге сводится к синтезу графа $G(V, L)$ с заданными числом вершин v и числом ребер l, обладающего максимальной надежностью (живучестью) по тому или иному показателю [1]. В случае существования метода анализа (в рамках определенного показателя надежности или живучести) возможно решение и задачи синтеза.

Можно выделить несколько групп *методов синтеза структур сетей связи* по показателям надежности [2]:

1. Оптимальные:

1.1. Аналитические (на основе методов оптимизации).

1.2. Полного перебора.

2. Рациональные:

2.1. Последовательного добавления или удаления ребер графа.

2.2. Основанные на оценках верхних и нижних границ надежности.

Аналитические методы предполагают составление оптимизационной задачи, целевым функционалом которой является определенный показатель надежности (живучести), а варьируемыми переменными – наличие или отсутствие некоторых ребер между вершинами искомого графа. В настоящее время задача синтеза структуры (графа) с заданными свойствами (в том числе с заданной надежностью или живучестью) в общем виде еще не решена. Связано это, прежде всего, с трудоемкостью решения задач на графах, поскольку они заведомо оказываются дискретными.

Переборные методы требуют анализа всех возможных допустимых решений. Дискретные переменные формируют ограниченный набор доступных альтернатив, что, несомненно, способствует применению данных методов к задачам синтеза структур [3].

Реализуются переборные методы достаточно просто: необходимо перебрать все возможные графы и для каждого из них вычислить структурную надежность (живучесть). Из всех полученных альтернатив выбирается та, которая соответствует максимальной надежности [4].

Несмотря на простоту такого подхода, именно подобным образом решено большинство задач, имеющих практическое значение [5]. Это связано с тем, что обычно число ребер графа l и количество его вершин v невелики для реальных сетей связи (обычно $20 \le v \le 40$, а $30 \le l \le 60$). Кроме того, как правило, существуют дополнительные априорно заданные ограничения, существенно уменьшающие число допустимых структур. Эти априорные ограничения бывают столь жесткими, что число возможных структур может доходить всего до нескольких десятков.

В общем же случае число различных структур равнозначно числу помеченных графов с v вершинами и l ребрами. Оно составляет внушительную величину $C_{C_v^2}^{l}$, и применение переборных методов является весьма затруднительным делом, даже при использовании самых быстродействующих процессоров. Поэтому приходится искать

некоторые не противоречащие здравому смыслу эвристические алгоритмы (рациональные методы), приводящие к рациональному решению.

Так, *методы последовательного добавления или удаления ребер графа* предполагают анализ показателей надежности (живучести) результирующих графов, но не всех возможных, а лишь тех, которые приводят к последовательному (максимальному) росту показателя надежности (живучести) при добавлении или удалении заданного числа ребер (обычно одного).

Например, иногда удается решить задачу от обратного, т. е., исходя из полносвязной структуры (клики), находят рациональный метод ее разрушения, убирая необходимое число ребер. При этом, как правило, считают, что если убирать по одному ребру на каждом шаге, то, сделав $\left(\frac{v(v-1)}{1} - l\right)$ шагов, а значит, удалив $\left(\frac{v(v-1)}{1} - l\right)$ ребер, можно получить рациональную структуру.

Требующей внимания и практически полезной является также следующая задача. Предположим, что построена сеть связи, для которой уже получены оценки структурной надежности (живучести). Имеется возможность проложить новую линию связи. Необходимо определить, между какими узлами сети должна быть проложена эта связь, получив при этом максимальную величину связности рассматриваемой сети. Решение подобной задачи можно отнести к одному из методов последовательного добавления ребер графа.

В общем же случае, подобно методу разрушения полносвязной структуры, требуется из нуль-графа получить граф с заданным числом ребер и рациональным значением надежности. Естественно, данная задача оказывается обратной к задаче разрушения и требует столько же шагов, т. е. $\left(\frac{v(v-1)}{1} - l\right)$.

И, наконец, методы, *основанные на оценках верхних и нижних границ надежности*, требуют знания не точных выражений для показателя надежности (живучести), а лишь его верхних или нижних границ. Решение задачи близко к получаемому в аналитических методах, за исключением того, что возможно лишь гарантировать достижение значения показателя надежности либо не большего (верхняя граница), либо не меньшего (нижняя граница), чем заданное, либо и того и другого одновременно (границы). Обычно аналитические выражения для границ показателей оказываются существенно проще, чем точные, что и позволяет провести оптимизацию (в данном случае все же определяется скорее рациональное решение) даже на дискретном множестве варьируемых переменных.

В задачах синтеза структур, особенно при решении методами полного перебора, часто возникает необходимость в генерации допустимых альтернатив. Для этого оказывается весьма полезным понятие «разбиение».

Разбиением неотрицательного целого числа n называется конечный набор N неотрицательных целых чисел, сумма которых равна n [6], т. е. число n представляется в виде $n = \sum_{i=1}^{v} n_i, n_i \geq 0$.

В этом смысле разбиение числа может содержать произвольное конечное число нулевых слагаемых. По этому определению число 6 имеет десять различных разбиений:

$6;$ $5 + 1;$ $4 + 2;$
$4 + 1 + 1;$ $3 + 3;$ $3 + 2 + 1;$ $2 + 2 + 2;$
$2 + 2 + 1 + 1;$ $2 + 1 + 1 + 1 + 1;$ $1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1.$

Разбиение графа G, имеющего l ребер, – это представление числа $2l$ в виде суммы степеней вершин графа: $2l = \sum_{i=1}^{n} \deg v_i$. Заметим, что только четыре разбиения числа 6 являются графическими (рис. 1).

Разбиение числа n называется *строго графическим* (или, короче, графическим), если существует простой граф G с v вершинами, такими, что степени вершин v_i равны слагаемым этого разбиения n_i, т. е. выполняется равенство $v_i = n_i$, $i = 1, 2, \dots, v$.

Ясно, что в любом графическом разбиении $n_i \le v - 1$ и n четно. Но этих двух условий недостаточно, чтобы разбиение было графическим: примером служит разбиение $10 = 3 + 3 + 3 + 1$.

Теорема. Разбиение $\mathbf{N} = \{n_i\}_{i=1,2,\dots,v} = [n_1, n_2, \dots, n_v]$ четного числа на v частей, $v - 1 \ge n_1 \ge n_2 \ge \cdots \ge n_v$ является графическим тогда и только тогда, когда графическим является модифицированное разбиение

$$\mathbf{N}' = \left[n_2 - 1, n_3 - 1, \dots, n_{n_1+1} - 1, n_{n_1+2} \dots, n_v \right].$$

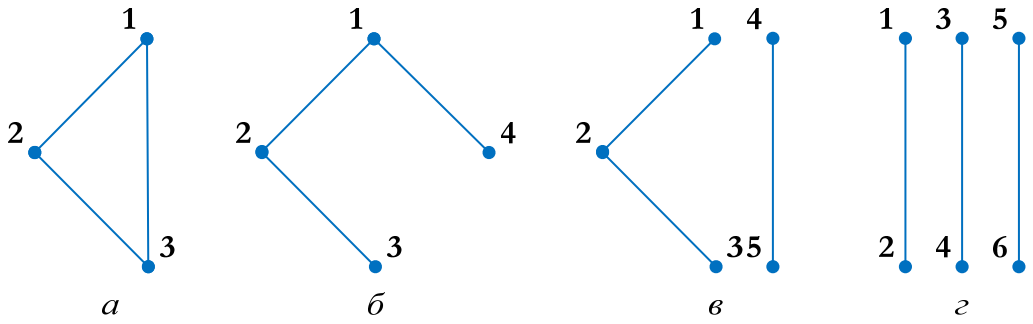


Рис. 1. Диаграммы графов разбиения числа 6

Данная теорема позволяет дать эффективный алгоритм построения графа с заданным разбиением, если такой существует. Если такой граф не существует, то на некотором шаге алгоритм нельзя применить.

Следствие. Данное разбиение $\mathbf{N} = \{n_i\}_{i=1,2,\dots,v} = [n_1, n_2, \dots, n_v]$, где $v - 1 \ge n_1 \ge n_2 \ge \cdots \ge n_v$ является графическим тогда и только тогда, когда следующая процедура приводит к разбиению, в котором каждое слагаемое равно нулю. Первоначально предполагается, что $\mathbf{N}_0 = \mathbf{N}$.

Далее последовательно вычисляются разбиения

$$\mathbf{N}_i' = \left[n_{i-1,2} - 1, n_{i-1,3} - 1, \dots, n_{n_{i-1,1}+1} - 1, n_{n_{i-1,1}+2} \dots, n_{i-1,v} \right], i = 1, 2, \dots,$$

в которых используются упорядоченные в порядке невозрастания разбиения, полученные на предыдущих шагах:

$$\mathbf{N}_i = \left[n_{i,1}, n_{i,2}, \dots, n_{i,v-i} \right], v - 1 - i \ge n_{i,1} \ge n_{i,2} \ge \cdots \ge n_{i,v-i}.$$

Вычисления оканчиваются после того, как получается либо нулевое разбиение (графическое), либо в разбиении присутствуют отрицательные элементы (неграфическое).

Пример.

Проверить на графичность разбиение $6 + 5 + 4 + 3 + 3 + 3 + 2$.

Дано: $\mathrm{N} = [6, 5, 4, 3, 3, 3, 2]$.

Найти: графичность G.

Число вершин v и максимальное значение слагаемых $\max \mathrm{n_i}$ в разбиении соотносятся как $\mathrm{v} - 1 = 7 - 1 = 6$ и $\max \mathrm{n_i} = 6$, т. е. $\mathrm{v} - 1 \ge \mathrm{n_i}$. Следовательно, разбиение может быть графическим.

Последовательное применение процедуры проверки на графичность приводит к следующим разбиениям:

$$N_0 = [6,5,4,3,3,3,2], N_1' = [4,3,2,2,2,1], N_1 = [4,3,2,2,2,1],$$
$$N_2' = [2,1,1,1,1], N_2 = [2,1,1,1,1], N_3' = [0,0,1,1], N_3 = [1,1,0,0\ ],$$
$$N_4' = [0,0,0].$$

Результирующее разбиение оказалось нулевым, поэтому исходное разбиение графическое (рис. 2).

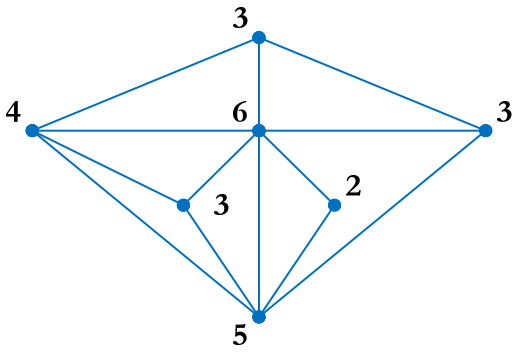


Рис. 2. Граф разбиения 6 + 5 + 4 + 3 + 3 + 3 + 2

Список литературы

1. Батенков К.А. Об анализе живучести сетей связи на основе вероятностного подхода // Неделя науки СПбПУ: материалы науч. конф. с междунар. участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. 2016. С. 6–8.

2. Батенков К.А. К вопросу оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей связи // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А.И. Громыко; отв. за вып. А.А. Левицкий. Электрон. дан. (31,5 Мб). Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. С. 604–608.

3. Батенков К.А. Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Российской науч.-техн. конф. 2017. С. 19–23.

4. Батенков К.А. Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. 2017. № 4 (53). С. 5–28.

5. Оптимизация структур сетевых моделей / под ред. А.А. Колесникова. Л.: ВАС, 1987. С. 101.

6. Харари Ф. Теория графов / пер. с англ. и предисл. В.П. Козырева; под ред. Г.П. Гаврилова; изд. 2-е. М.: Едиториал УРСС, 2003. 296 с.

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНОГО ШУМА В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ, ОСНОВАННЫХ НА ТЕХНОЛОГИИ XDSL

О. Н. Катков, И. Ю. Кубло, Д. В. Орлов,
А. Б. Фокин, К. А. Батенков (научный руководитель)

Академия ФСО России
302020, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: dimaorlov56@gmail.com

Довольно частым явлением оказывается воздействие импульсных шумов на системы передачи, использующие технологии xDSL. Это приводит к ухудшению качества приема сообщений или вовсе к невозможности распознавания сигнала. Для защиты от импульсного шума используются определенные схемы защиты, а именно схема декодирования Рида – Соломона с очисткой, схема повторной передачи, схема растяжения/повторения кадра. Каждая из этих схем применима к конкретным ситуациям и требует определенной реализации.

Технология цифровой абонентской линии (DSL – Digital Subscriber Line) обеспечивает передачу высокоскоростной цифровой информации по витой паре, соединяющей между собой пользователей с телефонной станцией для обеспечения возможности экономичной и надёжной передачи данных между пользователями.

Нередки случаи, когда воздействие импульсного шума на системы передачи, основанные на технологии xDSL, приводят к искажению сигнала, что, в свою очередь, приводит к ухудшению качества приёма переданного сообщения или невозможности его принять вовсе.

Импульсный шум – это последовательность энергетических флуктуаций со случайными амплитудами, спектром и временными характеристиками. Импульсный шум может быть представлен в виде цикла электромагнитных волн как искусственного, так и естественного происхождения. Примерами могут служить: коммуникационное оборудование, различные электроприборы, световые разряды и так далее. Из-за нестационарности природы возникновения импульсные шумы не поддаются легкому статистическому описанию. В свою очередь, модель импульсного шума Бернулли – Вейбулла [1] считается подходящей для анализа производительности систем передачи, основанных на технологии xDSL. Импульсный шум можно охарактеризовать на основе ряда параметров, например, таких как амплитуда, спектр, длительность импульса, временной интервал воздействия (IAT – Interval Time) [2, 3]. На основе выполненных измерений амплитуды и длительности импульса была получена статистика, позволяющая охарактеризовать типы поведения импульсного шума [2, 3].

Описание типов поведения импульсного шума на основе повторяющегося электрического импульсного шума (REIN – Repetitive Electrical Impulse Noise), длительного электрического импульсного шума (PEIN – Prolonged Electrical Impulse Noise) и одиночного изолированного импульсного шума (SHINE – Single Isolated Impulse Noise) представлено в табл. 1.

Таблица 1

Типы импульсных шумов

Импульсный шум	Время выброса	Повторяемость
REIN	< 1 мс	да
PEIN	1–10 мс	нет
SHINE	➢ 10 мс	нет

Для защиты систем передачи на основе xDSL от ошибок вследствие воздействия на них импульсного шума [4] были предложены различные методы [5].

Наиболее популярной схемой защиты является использование декодера Рида – Соломона в сочетании с перемежителем. Схема предполагает ввод импульсного шума с различными размерами кодовых слов с переменной глубиной, но, в свою очередь, имеет некоторые ограничения. Для более высоких требований по защите от импульсных шумов необходимо увеличить размер буфера памяти и времени задержки.

В связи с более высокими требованиями по защите от импульсного шума были предложены следующие схемы защиты:

1. Декодирование Рида – Соломона с очисткой;
2. Повторная передача;
3. Растяжка/повтор кадра.

Каждая из этих схем имеет свои преимущества для конкретных условий и конкретной реализации.

1. Декодирование Рида – Соломона с очисткой

Код Рида – Соломона представляет собой линейный блоковый код, способный корректировать до $\frac{R}{2}$ ошибок внутри кодового слова, где R – количество байтов избыточности. Операции перемежения и деперемежения используются для распределения ошибок пакетов, вызванных импульсным шумом, в нескольких кодовых словах. Для защиты в условиях воздействия сильного импульсного шума прибегают к увеличению коэффициента усиления кодирования в системе за счёт увеличения бит избыточности и глубины перемежения. Дополнительную защиту позволяет обеспечить изменение скорости передачи данных и времени задержки [6].

Параметры декодера Рида – Соломона приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры декодера Рида – Соломона

Параметр	Значение
Длина кодового слова	0–255
Байты избыточности	0, 2, 4, 6, 8, 16, 32, 64
Глубина перемежения	1, 2, 4, 8, 16, 32, 64
Корректирующая способность	R/2
Требования к памяти	ND/2 байт

В случае, если местоположение байтов ошибки заранее известно, они могут быть исправлены методом очистки Рида – Соломона [7], которая теоретически удваивает защиту от импульсного шума (рис. 1).

2. Повторная передача

Повторная передача – механизм, используемый при передаче данных для обеспечения правильного распознавания данных приёмником в условиях воздействия импульсного шума.

Суть данной схемы заключается в следующем: передаваемые данные сохраняются в буфере повторной передачи, на приемной стороне происходит проверка на ошибки [8, 9]. Если обнаружена ошибка, то поврежденный блок сохраняется в буфер прима, а на передатчик отправляется запрос повторной передачи. Если ретранслируемый блок данных поступает, пока поврежденный присутствует в буфере приёма, то происходит замена. Если же ретранслируемый блок не успевает прийти вовремя, то происходит процесс дополнительной обработки блока данных трактом данных приемника.

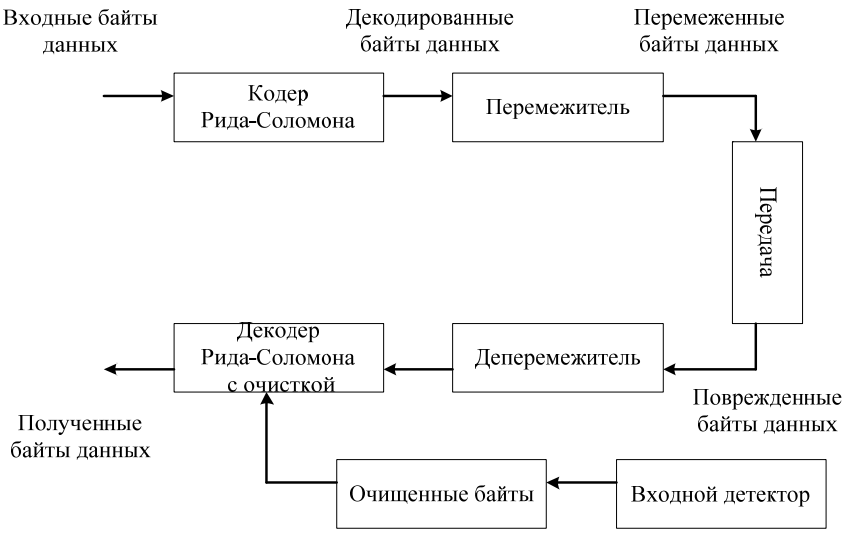


Рис. 1. Очистка Рида – Соломона при декодировании

Важными параметрами управления для этой схемы являются:

1. Максимальное время задержки = время задержки передачи + время задержки обработки;

2. Задержка в оба конца (задержка по запросу от получателя до передатчика);

3. Минимальное время прибытия блока данных.

Схема повторной передачи при низкой частоте ошибок является технически осуществимой, эффективной и обеспечивает надёжную производительную передачу данных в системах передачи xDSL (рис. 2).

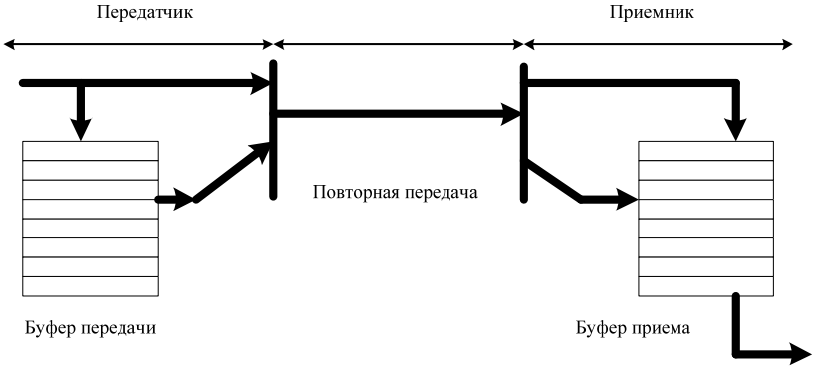


Рис. 2. Модель схемы повторной передачи

3. Растяжка/повтор кадра

Растяжка/повтор кадров – это схема передатчика, который позволяет уменьшить величину ошибки, вызванную воздействием повторяющегося импульсного шума. В рамках осуществления затухания происходит приостановка передачи данных в течение периода воздействия импульсного шума [10, 11]. Повтор кадров осуществляется для изоляции перекрытия импульса между двумя символами. Схема может использоваться для точной перестройки нарушенного символа (рис. 3).

Существует несколько конструктивных особенностей, которые должны быть рассмотрены при оценке пригодности схемы относительно импульсного шума [12–16]:

– типы импульсных шумов;

– задержка;

– размер буфера;
– сложность реализации;
– взаимодействие с устаревшими системами;
– применение.

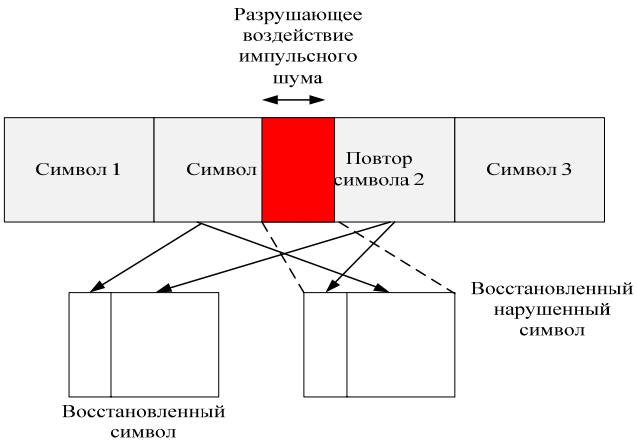


Рис. 3. Повторное восстановление сигнала без помех через повторение кадра

Для низких и умеренных требований по защите от импульсных шумов лучше пойти на низкую сложность и совместимую схему (табл. 3).

Таблица 3

Сравнение схем защиты от импульсных шумов

Параметры импульсного шума	Очистка Рида – Соломона	Затухание кадров	Повторная передача
Применение к импульсному шуму	REIN PEIN SHINE	REIN	REIN PEIN SHINE
Задержка	Низкая	Низкая	Высокая
Размер буфера	Низкая	Низкая	Высокая
Сложность реализации	Высокая	Низкая	Высокая
Взаимодействие с устаревшими системами	Совместимы	Могут быть совместимы	Не совместимы
Применение для голоса	Да	Да	Нет

Список литературы

1. Impulse generation with appropriate amplitude, length, inter-arrival, and spectral characteristics / I. Mann, S. McLaughlin, W. Henkel, R. Kirkby and T. Kessler // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. June 2002. Vol. 20. P. 901–912.

2. Technical report TR-100, “ADSL2\ADSL2plus performance test plan”, March 08, 2007.

3. Bas Ven Den Heuvel, “VDSL2 should also withstand “PEIN” impulse noise”, ETSI STC TM6 meeting, February 2007.

4. NC-079, Ikanos Communications, “G.vdsl: Evaluation of impulse noise mitigation schemes”, Napa Valley, California, April 2007.

5. SD-023, Ikanos Communications “ADSL, G.vdsl: Comparison of impulse noise protection schemes”, San Diego, California, January 2007.

6. NC-063, Broadcom, “G.ADSL/G.VDSL: Comparison of retransmission and interleaving”, San Diego, CA, April 2007.

7. Dimitris Toumpakaris, Wei Yu, Jhon M.Cioffi, Daniel Garden, “A Simple Byte-Erasure Method for Improved Impulse Immunity in DSL”, France telecom, March 2006.

8. Broadcom, “Retransmission for DSL PHY layer”, San Francisco, CA, December 2006.
9. CD-067, Broadcom, "G.vdsl:ADSL: Retransmission mode for DSL", ITU-T SG15/Q4, Denver, CO, September 2006.
10. HA-093, 2Wire, “Frame-Blanking: A Simple and Effective Method of REIN Protection,” ITU SG15/Q4 contribution, Huntsville, Alabama, March 2005.
11. NC-079, Ikanos Communications, “G.vdsl: Evaluation of impulse noise mitigation schemes”, Napa Valley, California, April 2007.
12. Батенков К.А. Синтез детерминированных нелинейных дискретных отображений непрерывных каналов связи // Труды СПИИРАН. 2016. № 2 (45). С. 75–101.
13. Прогнозирование качественных показателей цифровых абонентских линий связи на основе первичных параметров медных кабелей / К.А. Батенков, И.М. Гузяков, А.А. Кудаев, А.А. Мельников, М.В. Стремоухов// Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16. № 5. С. 237–239.
14. Батенков К.А. Порог устойчивости линейных методов модуляции и демодуляции // Инфокоммуникационные технологии. 2016. Т. 14, № 1. С. 39–46.
15. Батенков К.А. Анализ отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора для случая передачи одномерных двухпозиционных амплитудно-модулированных сигналов по беспроводному каналу связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы конф. 2016. С. 249–250.
16. Батенков К.А. Зависимости отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора в канале связи с замираниями // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XVI Междунар. науч.-метод. конф.; под редакцией Н.А. Тюкачева. 2016. С. 75–77.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Е. И. Кротова

Ярославский госуниверситет им. П. Г. Демидова
150000, г. Ярославль, ул. Советская, 14
E-mail: ken@uniyar.ac.ru.

Анализируется влияние помех от высоковольтных линий электропередачи (ЛЭП) на качество работы мобильных систем связи, предлагается математическое описание различных помех от ЛЭП, приводятся результаты имитационного моделирования для сети связи CDMA.

Проектирование сетей связи высокого качества является основной задачей развития современных информационных технологий. При этом следует проводить всесторонний анализ условий работы сетей с учетом взаимного влияния оборудования различных операторов, воздействия индустриальных помех, электромагнитных помех энергетических систем.

Проблемам влияния помех от различных систем связи и индустриальным помехам посвящено много исследований. При этом анализу помех от линий электропередачи уделяется недостаточно внимания. Поэтому тема исследования является актуальной.

Вначале следует перечислить основные виды помех, оказывающих влияние на системы связи [1]. Следует учесть, что на каждом участке местности возможно сочетание различного вида помех, но при рассмотрении их влиянием пренебрегают.

1. Искровой разряд является основным источником электромагнитных помех от воздушных линий электропередачи. Для источников постоянного тока искровой разряд характеризуется прерывистой формой. Он возникает обычно в газовой среде атмосферы. Искровой разряд представляет пучок зигзагообразных меняющих друг друга полосок. Частота появления искр может достигать нескольких тысяч. По форме разряды-импульсы с крутыми фронтами, при этом разряд является источником гармонических сигналов с широким частотным диапазоном. Токи от разряда могут распространяться на несколько десятков километров.

2. Пассивные помехи. Источниками пассивных помех являются радиосигналы, отраженные объектами на трассе распространения при их облучении зондирующими сигналами радиолокационных станции. Высотные конструкции и здания являются основными отражателями радиосигналов, а в частотном диапазоне для амплитудно-модулированных сигналов, металлические конструкции линий электропередачи могут переизлучать радиосигналы.

3. Коронный разряд. На поверхности фазовых проводов воздушных линий высокого и сверхвысокого напряжения напряженность электрического поля может превысить электрическую прочность воздуха, что может привести к частичному пробою и возникновению разрядов. Из-за неоднородности воздушной среды данные разряды могут появляться рядом с проводом. При этом в проводах появляются импульсы тока с длительностями единицы пикосекунд [2].

Коронный разряд характеризуется акустическим шумом, потерями энергии, радиопомехами, механическими вибрациями.

Для возникновения коронного разряда необходимо выполнение трех условий:

1) в области электрического поля необходимо наличие свободных электронов. Это условие выполняется почти всегда, так как в кубическом сантиметре воздуха образуется около 8 электронов в секунду;

2) высокий уровень неоднородности электрического поля;

3) высокая напряженность электрического поля.

Коронный разряд возникает на поверхности высоковольтных электрических проводников, когда градиент E_0 достигает значения

$$E_0 = 21.1m\partial\left[1+\frac{0.301}{\sqrt{\partial r}}\right], \quad (1)$$

где m – коэффициент негладкости провода, для скрученного провода – 0,82, в горных условиях – 0,7–0,75; $\partial = \frac{2.94P}{2.73+T}$ – относительная плотность воздуха ($\partial = 1$ при давлении P = 1013 Мбар, T = 25 градусов); r − радиус провода (см).

Импульсы разрядов образуют источник шумовых помех для радиосигналов.

На рис. 1 приведена структурная схема CDMA-сети, с помощью которой была разработана имитационная модель.

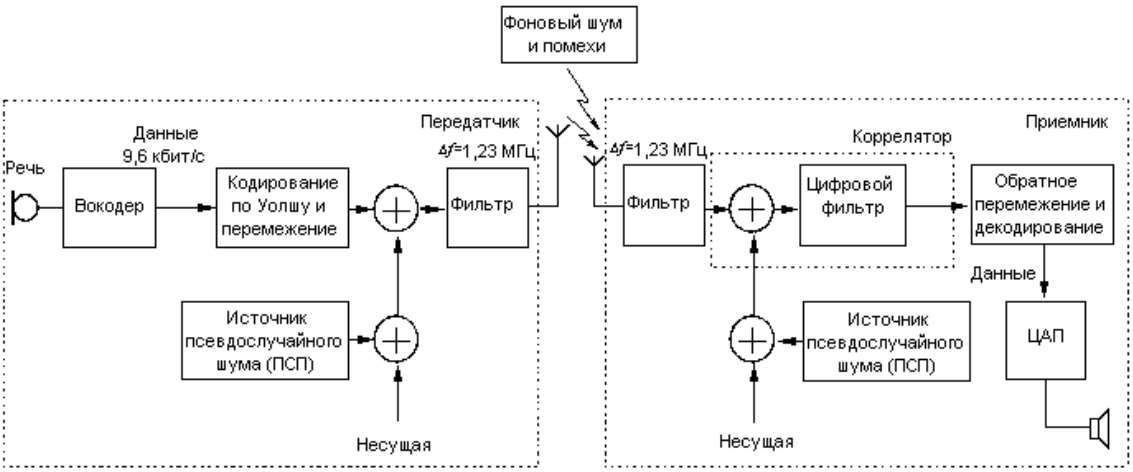


Рис. 1. Структурная схема CDMA-сети

В системах CDMA применяется широкополосные сигналы (ШПС) с базой

$$B = FT >> 1, \quad (2)$$

где F – активная ширина спектра; T – длительность.

В сети применена квадратурная фазовая модуляция со сдвигом (OQPSK модуляция), основное отличие которой от квадратурной фазовой модуляции (QPSK) заключается в том, что при квадратурной фазовой модуляции со сдвигом разовые (одномоментные) фазовые перемещения сигнальной точки ограничены 90 градусами и переход на 180 градусов невозможен, что исключает перемещение сигнальной точки через нуль.

Фазоманипулированный сигнал имеет следующий вид:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos[2\pi f_c t + \varphi_i(t)], \quad (3)$$

Фазовый член $\varphi_i(t)$ может принимать M дискретных значений. Для исследования помехоустойчивости сети технологии CDMA была разработана имитационная модель, учитывающая влияние помех от ЛЭП.

Данный метод был разработан на основе средних значений для наведенных помех в хорошую погоду. За основу были взяты параметры ГОСТ 22012–82 для воздушных высоковольтных линий.

В результате расчетов была проведена идентификация вида закона распределения для массива значений помехи от ЛЭП. Для наведённого напряжения 8μV, 4μV, 1μV была проведена экстраполяция. Полученные значения использовались для получения статистических характеристик смеси сигнала с помехой от наведенного напряжения ЛЭП. В качестве параметра идентификации был выбран параметр Z, который вычисляется по формуле [3]

$$Z = \frac{k_э}{\chi} + 4s\,, \tag{4}$$

где $k_э$ – энтропийный коэффициент; χ – контрэксцесс; s – коэффициент ассиметрии.

На рис. 2 представлен вид распределения смеси сигнала и помехи от ЛЭП на близком расстоянии от линии (менее 300 м). Вид распределения идентифицируется как арксинусный.

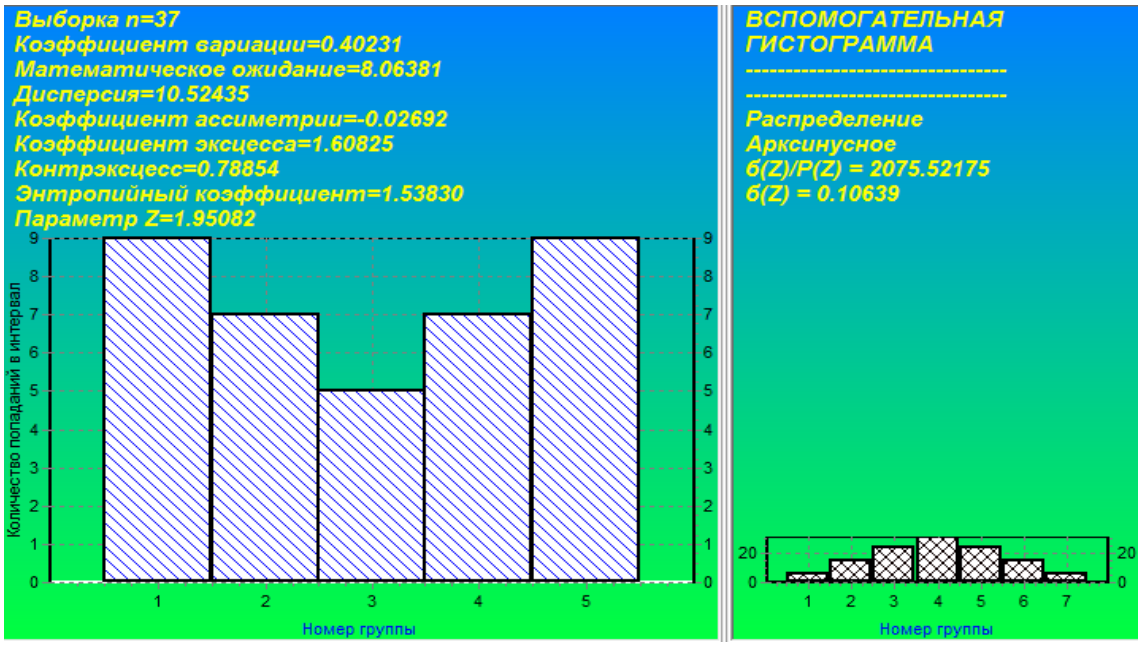


Рис. 2. Пример параметров в программе идентификатор для значения наведенного напряжения 8μV

Влияние помехи на сигнал сети CDMA оценивалось с помощью зависимости битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/помеха SNR для воздушной линии электропередачи (рис. 3).

В качестве показателя качества предоставления услуг можно использовать спектральную эффективность SE системы мобильной связи, которая вычисляется по формуле (5)

$$SE=R/W \text{ [бит/сек/Гц]}. \tag{5}$$

Эта величина характеризует скорость передачи информации в заданной полосе частот. Спектральная эффективность является показателем эффективности использования частотного ресурса. Зависимость SE от отношения сигнал/помеха от линии электропередачи представлена на рис. 4.

В ходе проведённых исследований была оценена эффективность работы системы мобильной связи CDMA в зависимости от помеховой обстановки на местности.

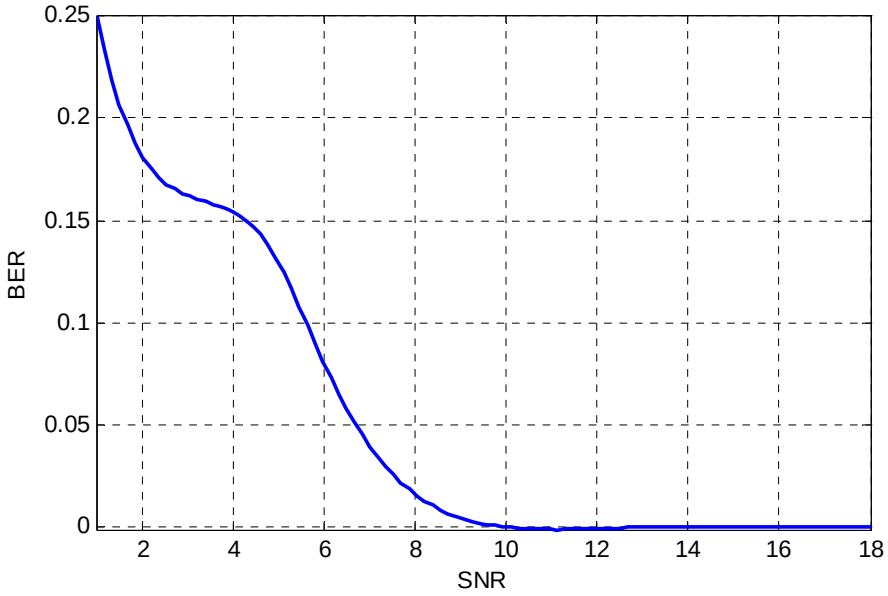


Рис. 3. Зависимость BER от SNR для помехи от ЛЭП

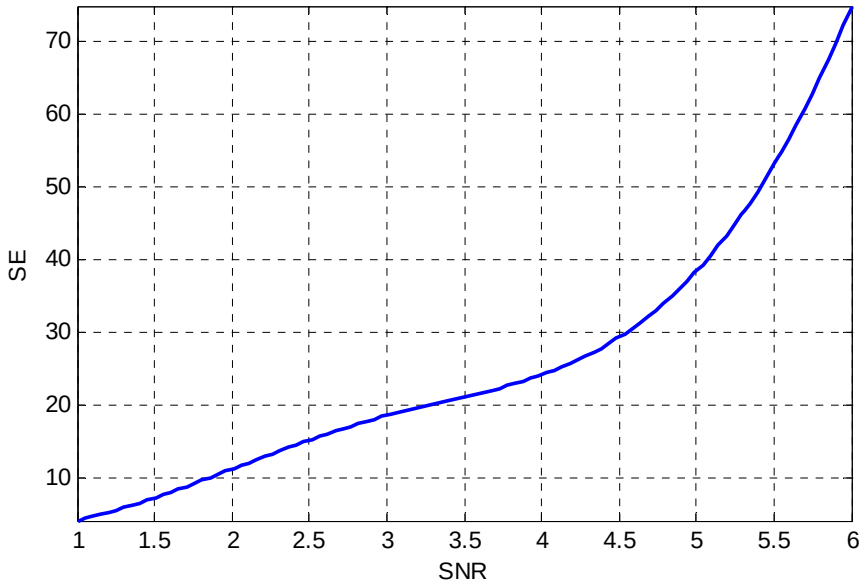


Рис. 4. Зависимость спектральной эффективности от SNR для помехи от ЛЭП

Для случая помехи от ЛЭП максимальная величина BER составила 0,25 и минимальная эффективность SE равна 1,3 бит/сек/Гц при отношении сигнал/помеха 0,5 дБ, минимальная BER, равная 0, достигается при отношении сигнал/помеха 10дБ.

Результаты моделирования могут быть полезными специалистам по эксплуатации и разработке систем связи различного назначения.

Список литературы

1. Бабков В.Ю., Полынцев П.В., Устюжанин В.И. // Качество услуг мобильной связи. Оценка, контроль и управление / под ред. проф. А.А. Гоголя. М.: Горячая линия - Телеком, 2005. С. 57–65.

2. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Основы теории и технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2011. 904 с.

3. Кротова Е.И. Анализ точностных характеристик измерителя качества сигналов связи. Ярославский гос. ун-т. М., 1993. Деп. в ВИНИТИ АН СССР, 24.11.94, № 2690-В94. 18 с.

ВЫБОР МОДУЛИРУЕМОГО ПАРАМЕТРА ОСЦИЛЛЯТОРА ТОМАСА В СИСТЕМЕ СКРЫТОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ OCLM

Л. В. Савкин

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
125009, Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7
E-mail: solaris.rafo@gmail.com

Исследованы способы построения системы скрытой передачи информации с использованием ранее предложенных методов однопараметрической хаотической лабиринтной модуляции. Рассмотрены три возможных модулируемых параметра осциллятора Томаса. На основе численного моделирования показано, что реализация системы скрытой передачи информации возможна при задействовании любого из трех параметров осциллятора.

Развитие систем скрытой передачи информации (ССПИ), основанных на явлении хаотической синхронизации (или синхронного хаотического отклика), показывает возможность применения самых разнообразных моделей непрерывного (потокового) динамического хаоса в качестве носителя информации [1]. Наибольшую популярность в формирователях хаотических колебаний ССПИ приобрели системы типа Лоренца, Рёсслера, Дуффинга и Чуа, включая их самые разнообразные модификации. При этом довольно большое число динамических систем, также обладающих хаотической динамикой, остаются малоизученными в области их практического приложения к ССПИ. К подобного рода системам относятся системы Томаса, которые, помимо диссипативного (аттракторного) хаоса, при определенных значениях параметров системы обладают довольно нетривиальной (с точки зрения геометрии фазового портрета) хаотической динамикой, называемой в научной литературе *«лабиринтным» хаосом* [2].

Ранее было показано [3], что посредством варьирования параметра диссипации b системы Томаса можно ограничить бесконечность хаотических решений (она наблюдается в случае $b = 0$) в пределах некоторого постоянного фазового объема $V_{\text{пост}}$. При этом геометрия фазового портрета полученной системы будет оставаться близкой к геометрии фазового портрета «лабиринтного» типа, когда $b \to 0$.

Способы передачи информации, в которых в качестве носителя информации используется «лабиринтный» хаос (когда имеет место быть $V_{\text{пост}}$), было предложено [3] объединить под общим названием *хаотической лабиринтной модуляции* (ХЛМ). Ввиду того, что ввод информационного сигнала $I(t)$ заключается в варьировании значений только *одного* из нескольких параметров (но не параметра диссипации b) системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), такие способы, соответственно, было предложено называть *однопараметрической* ХЛМ (далее OCLM, от англ. *one-parametric chaotic labyrinth modulation*).

Цель работы – исследование и выбор модулируемого параметра осциллятора Томаса, обеспечивающего наиболее эффективное построение ССПИ на основе OCLM.

Система (осциллятор) Томаса представляет собой циклически симметричную динамическую систему, которую в самом общем случае и с учетом работы [4] можно описывать системой ОДУ в нормальной форме вида

$$\begin{cases} \dot{x} = a_1 G(y, w_1, \varphi_1) - b_1 x, \\ \dot{y} = a_2 G(z, w_2, \varphi_2) - b_2 y, \\ \dot{z} = a_3 G(x, w_3, \varphi_3) - b_3 z, \end{cases} \quad (1)$$

где a_i, w_i, φ_i – некоторые параметры системы; b_i – параметры диссипации; G – гармоническая функция sin или cos; $i = 1, 2, 3$.

В настоящей работе в качестве гармонической функции $G(\circ)$ была выбрана функция $\sin(\circ)$, при этом параметры-аргументы w и φ представляют собой соответственно частоту и начальную фазу, т. е.

$$G(x, w, \varphi) \Rightarrow \sin(wx + \varphi). \tag{2}$$

Таким образом, систему (1) с учетом (2) можно представить как

$$\begin{cases} \dot{x} = a_1 \sin(w_1 y + \varphi_1) - b_1 x, \\ \dot{y} = a_2 \sin(w_2 z + \varphi_2) - b_2 y, \\ \dot{z} = a_3 \sin(w_3 x + \varphi_3) - b_3 z. \end{cases} \tag{3}$$

В качестве критерия эффективности ССПИ в настоящей работе выбрано время полной синхронизации ведущей и ведомой систем. При этом ранее [5] также отмечалось, что одним из факторов, влияющих на минимизацию времени синхронизации передающей и приемной сторон, является симметричное управление параметрами осциллятора Томаса. Это, в свою очередь, аналитически выглядит как

$$\begin{cases} \dot{x} = a \sin(wy + \varphi) - bx, \\ \dot{y} = a \sin(wz + \varphi) - by, \\ \dot{z} = a \sin(wx + \varphi) - bz. \end{cases} \tag{4}$$

Кроме того, симметричное управление параметрами влияет на геометрию фазового портрета системы Томаса, которая, как ранее уже оговаривалось, должна быть близкой к геометрии фазового портрета «лабиринтного» типа. В рамках данной работы на основе численного моделирования по методу Рунге – Кутты 4-го порядка исследуется динамика системы (4) для каждого из трех параметров a, w и φ в отдельности. При этом значения остальных параметров строго фиксируются. Во всех случаях начальные условия интегрирования $(x_0, y_0, z_0) = (1, 0, 0)$.

На рис. 1 представлена общая структурная схема исследуемой ССПИ, в которой параметр b как для ведущей, так и для ведомой систем будет всегда постоянен (в данной работе $b = 0{,}01$).

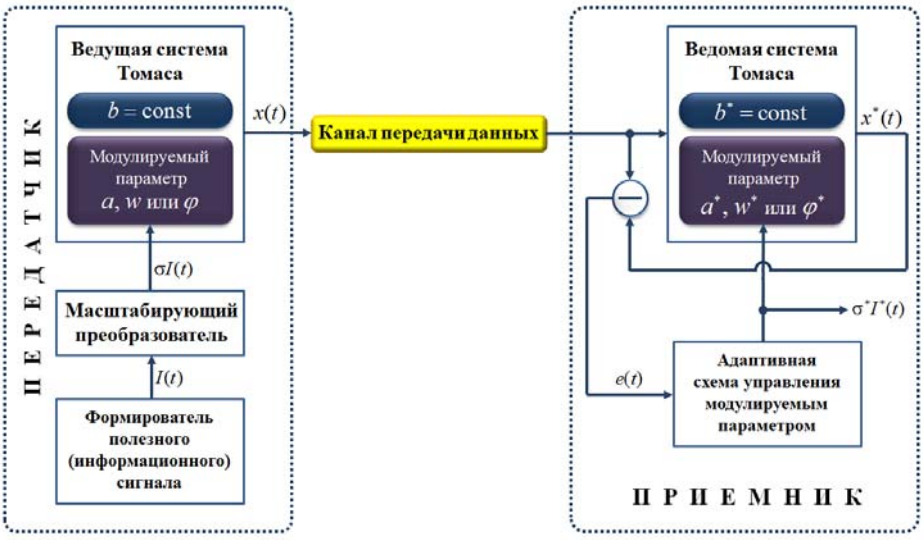


Рис. 1. Структурная схема ССПИ на основе OCLM

В состав передатчика входят формирователь полезного (информационного) сигнала (ФПС), масштабирующий преобразователь и ведущая система Томаса, представляющая собой генератор хаотических колебаний. С выхода ФПС информационный сигнал $I(t)$ поступает на вход масштабирующего преобразователя, посредством которого (на основе значения коэффициента масштабирования σ) определяется диапазон варьирования значением того или иного параметра осциллятора Томаса. Например, если модулируемым параметром выбран параметр a системы (4), то диапазон варьирования его значением выглядит как

$$\Delta a = a_{\max} - a_{\min}, \tag{5}$$

где $a_{\max} = \sigma\, I_{\max}(t)$; $a_{\min} = \sigma\, I_{\min}(t)$, поэтому (5) можно перезаписать как

$$\Delta a = \sigma\, I_{\max}(t) - \sigma\, I_{\min}(t) = \sigma[I_{\max}(t) - I_{\min}(t)]. \tag{6}$$

Здесь необходимо отметить, что коэффициент масштабирования σ для каждого из параметров системы (4) будет различным и должен определяться в ходе экспериментальной отработки ССПИ.

На рис. 2 выборочно представлены примеры фазовых портретов системы (4), полученные в результате численного моделирования ведущей системы Томаса передатчика ССПИ в зависимости от выбранного модулируемого параметра.

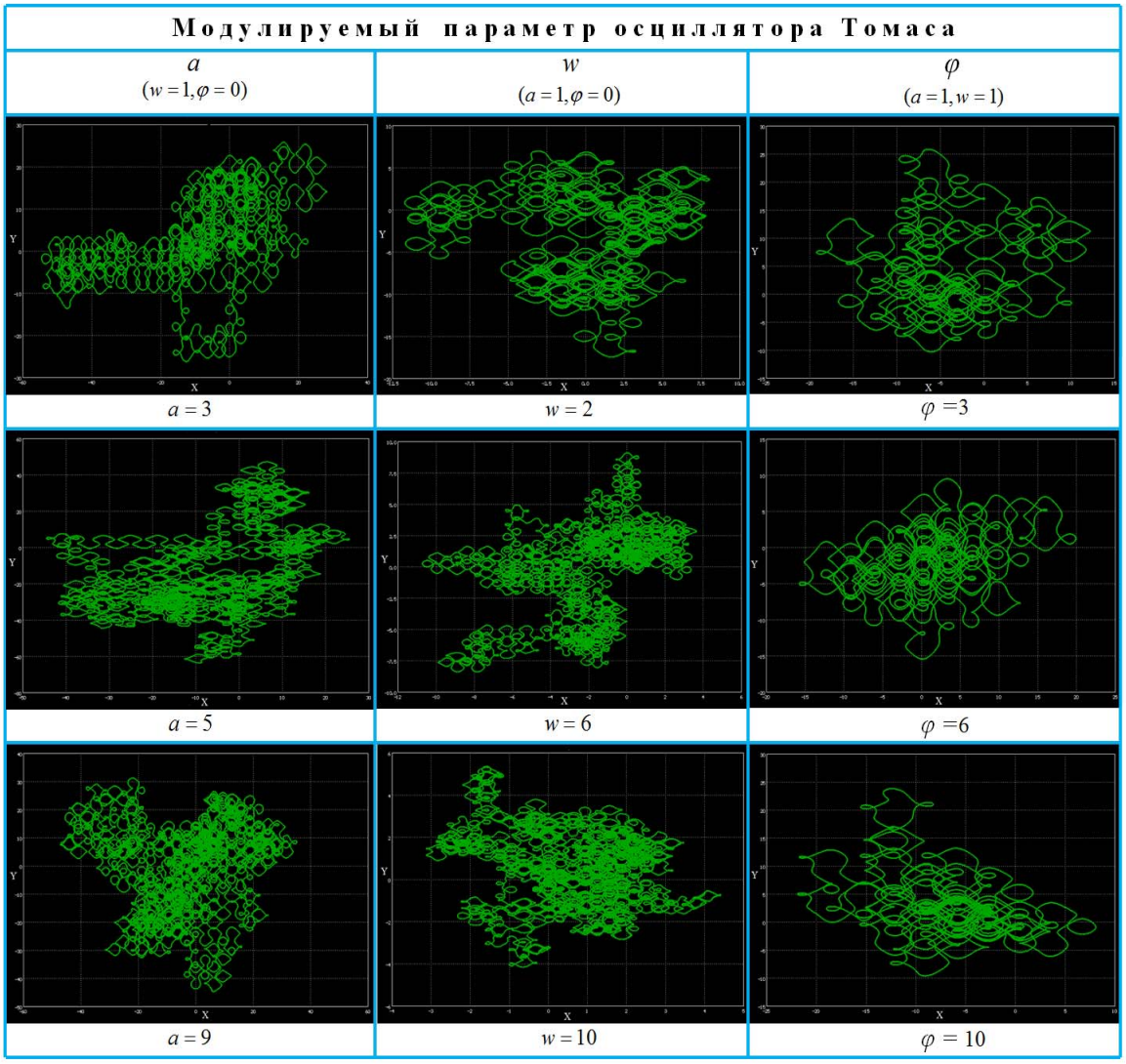


Рис. 2. Примеры фазовых портретов, полученных в ходе численного моделирования ССПИ

Из данного рисунка видно, что геометрия фазовых портретов системы (4) (диапазон варьирования значениями параметров $\Delta = [1;10]$) схожа с геометрией фазового портрета «лабиринтного» типа.

В состав приемника входят «разомкнутая» ведомая система Томаса и адаптивная схема управления модулируемым параметром (АСУМП). Сигнал ошибки $e(t)$, полученный в результате синхронного хаотического отклика, поступает в АСУМП, который может являться как простейшим фильтром низких либо высоких частот, так и более сложной функциональной подсистемой, работающей по принципу адаптивного наблюдателя или многим другим. Выбор той или иной структуры АСУМП определяется исходя из уровня помех, содержащихся в сигнале на входе приемника, а также из учета показателей идентичности характеристик генераторов хаотических сигналов, реализуемых посредством численного решения системы (4). Именно поэтому немаловажную роль здесь играет необходимость построения прецизионных [1] генераторов хаотических колебаний, которые ранее [6] предлагалось реализовать на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) класса FPGA. В настоящей работе в ходе численного моделирования ССПИ рассматривался идеализированный канал передачи данных (с минимальным уровнем аддитивных и мультипликативных помех) и осцилляторы Томаса, почти идентичные по своим характеристикам. Однако, вполне очевидно, что практическая реализация ССПИ на основе OCLM потребует использования не только прецизионных генераторов хаотических колебаний, но и сложных АСУМП.

Таким образом, практическая реализация ССПИ возможна при задействовании любого из трех рассмотренных в настоящей работе параметров осциллятора Томаса.

Выводы. В работе показано, что набор модулируемых параметров осциллятора Томаса (в отличие от работ [4] и [5]) может быть расширен. Помимо коэффициента (множителя) при гармонической функции, в качестве модулируемых параметров могут быть использованы и аргументы гармонической функции. Для обеспечения минимального времени полной синхронизации ведущей и ведомой систем необходимо использовать симметричное управление осциллятором Томаса. Для повышения эффективности функционирования ССПИ необходимо использовать прецизионные генераторы «лабиринтного» хаоса, которые предлагается реализовать на базе ПЛИС класса FPGA.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамические хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Изд-во ФИЗМАТЛИТ, 2002. 252 с.

2. Sprott J.C., Chlouverakis K.S. Labyrinth Chaos // International Journal of Bifurcation and Chaos, Appl.Sci. Eng. 2007. Vol. 17, No. 6. P. 2097–2108.

3. Савкин Л.В. Параметрические и псевдопараметрические методы хаотической лабиринтной модуляции // Тр. XXI науч. конф. по радиофизике (Нижний Новгород, 15–22 мая 2017 г.). Нижний Новгород: ННГУ, 2017. С. 137– 38.

4. Gotthans T., Petrzela J. Experimental Study of the Sampled Labyrinth Chaos // Radioengineering. 2011. Vol. 20, No. 4. P. 873–879.

5. Савкин Л.В. Управление осциллятором Томаса в параметрических методах хаотической лабиринтной модуляции // 24-я Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых по фундаментальным наукам «Ломоносов-2017». Секция «Физика». Сб. тезисов. М.: Физ. фак-т МГУ, 2017. С. 508–509.

6. Савкин Л.В. Прецизионные генераторы «лабиринтного» хаоса на базе ПЛИС FPGA // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Двадцать третья Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. Тезисы докладов. В 3 т. Т. 1. М.: Изд. дом МЭИ, 2017. С. 35.

ПРОБЛЕМЫ В РЕГИОНАЛЬНОМ ЦИФРОВОМ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИИ

А. Ю. Лузгин, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Иркутский национальный исследовательский технический университет
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail:reirem@istu.edu

Раскрываются особенности и проблемы в современном цифровом телерадиовещании. Кратко описывается система передачи пакета федерального мультиплекса и регионального пакета программ цифрового эфирного телерадиовещания до абонентов на примере Иркутской области. Также предлагаются некоторые пути решения и оптимизации работы в системе вещания в целом.

На первом этапе внедрения цифрового телевидения процент абонентов был низкий, так как в пакете федерального мультиплекса отсутствовал какой-либо региональный контент и местные новости, а также было необходимо приобретение дополнительного оборудования.

Постепенно количество абонентов стало увеличиваться, так как качество изображения в цифровом телевидении заметно выше, чем в аналоговом.

С внедрением стандарта DVT-T2 и вероятным отключением аналогового телевидения в 2019 году в России возникает вопрос о технической реализации региональных врезок в пакет федерального мультиплекса, т. е. вставок местных новостей, рекламы или какой-либо другой информации.

Федеральный мультиплекс – это пакет обязательных общедоступных телеканалов и радиоканалов цифрового телевидения. На данный момент в России работают два федеральных мультиплекса. По проектной документации региональный пакет информации вставляется в Первый мультиплекс – «РТРС-1» [1].

Рассмотрим порядок передачи федерального пакета с региональными вставками (рис. 1).

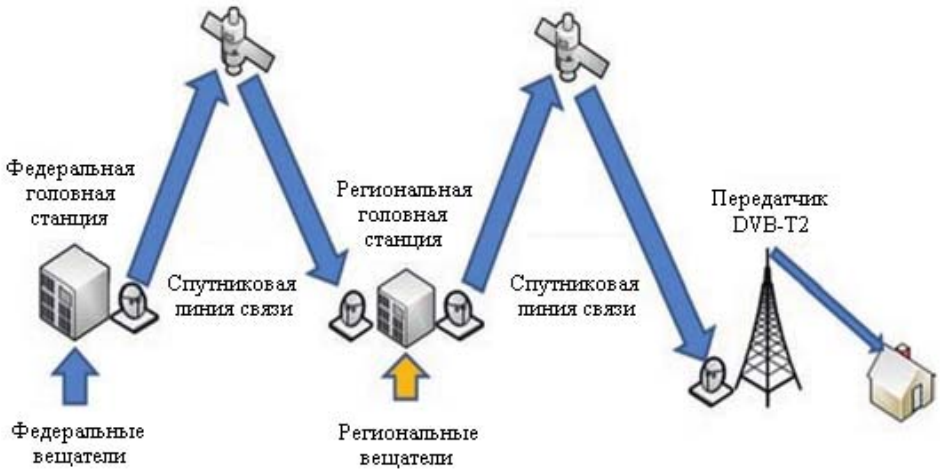


Рис. 1. Схема передачи федерального пакета с региональными врезками в России

Федеральный информационный пакет формируется в центре формирования федерального мультиплекса, который находится в Москве. Сформированный сигнал передается посредством приемо-передающей спутниковой антенны на спутник, а отдельные регионы осуществляют прием этого сигнала. Вся территория России поделена на так называемые зоны вещания: А, Б, В, Г и М. Сибирский федеральный округ находится в зоне «В», прием сигнала осуществляется со спутника Ямал 401.

Региональный пакет формируется в центре кодирования и мультиплексирования из пакета федерального мультиплекса, и информации, передаваемой местными вещателями, с помощью оборудования, называющегося сплайсерами (рис. 2).



Рис. 2. Внешний вид и интерфейс сплайсера

Сплайсер представляет собой устройство для врезки файлов локального контента в сигнал T2-MI федерального мультиплекса согласно файлам расписаний программного замещения.

Для обеспечения врезки локального контента устройство:

1. Принимает на вход один поток T2-MI через ASI-интерфейс;
2. Загружает с удалённого сервера файлы конфигурации устройства, файлы конфигурации программ, файлы рекламных расписаний, файлы транспортных потоков рекламных роликов, содержащих аудио- и видеоданные;
3. Модифицирует исходный сигнал, производя врезку локального контента в соответствии с загруженным расписанием и с использованием загруженных файлов;
4. Выгружает на удалённый сервер файлы технических отчётов, файлы рекламных отчётов.

Устройство имеет два выхода, на которые в штатном режиме работы сплайсер выдаёт идентичный сигнал T2-MI с уже врезанным локальным рекламным контентом.

Главной особенностью стандарта DVB-T2 является возможность формирования внутри цифрового потока мультиплекса нескольких независимых потоков физического уровня, так называемых PLP – Physical Layer Pipe [3]. Каждый PLP может иметь различные скорости передачи данных и параметры защиты от ошибок.

В T2-MI-потоке телеканалы разделены на три PLP. В первом PLP объединены телеканалы и радиоканалы, которые транслируют только федеральную версию. В двух других PLP присутствуют телеканалы, в которые будет необходимо вставлять региональный контент – Россия 1 и Россия 24.

Таким образом, центр кодирования и мультиплексирования осуществляет передачу на спутник только двух PLP, тем самым не нагружая спутниковую емкость, по сравнению с передачей полного измененного пакета.

Но для того чтобы получить полный сигнал, состоящий из федерального и регионального пакетов, нужно дополнительное оборудование в каждой точке приема сигнала со спутника. Такое оборудование называется PLP-реплейсерами (рис. 3).

Рассмотрим структурную схему PLP-реплейсера (рис. 4).



Рис. 3. Внешний вид и интерфейс PLP-реплейсера

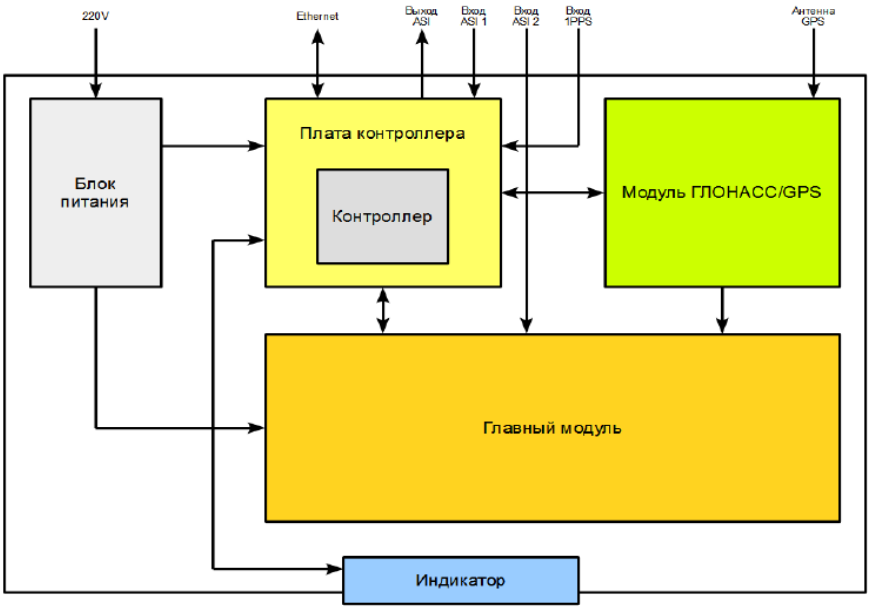


Рис. 4. Структурная схема PLP-реплейсера

Главный модуль представляет собой платформу высокоскоростной цифровой обработки сигналов и служит для выполнения всех основных функций PLP-реплейсера.

Контроллер предоставляет и контролирует локальный и удалённый доступ ко всем остальным модулям системы PLP-реплейсера, а также обеспечивает их взаимодействие.

Индикатор представляет собой модуль с жидкокристаллическим дисплеем и клавиатурой, используется для локального управления PLP-реплейсером.

Модуль GPS/ГЛОНАСС осуществляет приём сигнала от спутников ГЛОНАСС и GPS и выделяет из него сигнал 1PPS, необходимый для синхронизации нескольких устройств при работе в одночастотной сети (SFN).

SFN сеть – сеть, в которой несколько передатчиков, покрывающие смежные области, работают на одной частоте и передают одинаковые программы.

PLP-реплейсер применяется в телевизионном вещании стандарта DVB-T2 для вставки региональных программ в федеральный пакет. На первый вход PLP-реплейсера подаётся пакет T2-MI с федеральными программами, а на второй вход – пакет T2-MI с региональными программами, сформированный в региональном центре формирования мультиплекса с помощью сплайсера. Реплейсер подменяет только два PLP в федеральном пакета на новые, полученные из пакета T2-MI с региональными программами, и на выходе формируется итоговый пакет T2-MI, содержащий федеральные и региональные программы [2].

Технология замены PLP построена таким образом, чтобы её можно было использовать в одночастотных сетях, не нарушая их работу. Также реплейсер позволяет осуществлять вставку экстренных оповещений о чрезвычайных ситуациях во все сервисы любых PLP. Коммутация спутникового приемника, реплейсера и формирователя телевизионного сигнала представлена на рис. 5.



Рис. 5. Коммутация оборудования

После всех манипуляций с выхода реплейсера измененный сигнал поступает в цифровой передатчик для дальнейшей передачи его до абонентов с помощью антенно-фидерного устройства.

Таким образом, внедрение данного оборудования позволяет осуществлять вставку регионального контента во всех населенных пунктах России, тем самым дает возможность доносить до населения местную информацию и новости, а также повышает привлекательность цифрового телевидения в целом.

Список литературы

1. Постановление Правительства Российской Федерации № 985 «О федеральной целевой программе «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 годы», 2009 г.

2. Устройство вставки локального контента. Руководство по эксплуатации TTV-PLPSW. Редакция 2.0, 2017 г.

3. Журнал «Broadcasting. Телевидение и радиовещание». 2017. № 2 (136).

ИССЛЕДОВАНИЕ АДЕКВАТНОСТИ *ANYLOGIC* ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ ЗАЯВОК В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А. Н. Переверзев, А. Б. Фокин

Академия ФСО России
г. Орел, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: gopo4ta@gmail.com

Переход к мультисервисным сетям связи (МСС) и использование в них различных технологий передачи информации, механизмов и методов обеспечения качества обслуживания трафика приводит к усложнению и без того непростых процессов обслуживания информационных потоков в перспективных сетях. Это обуславливает необходимость решения задачи по созданию новых математических моделей таких сетей, с учетом применяемых в них сетевых механизмов. Трудность заключается в том, что для оперативного решения практических задач создать аналитическую модель МСС за короткий срок, как правило, не представляется возможным и единственным выходом остается имитационное моделирование. Однако при создании имитационных моделей необходимо учитывать особенности среды моделирования и ее применимость для адекватного описания МСС, именно этому и посвящена настоящая работа.

В настоящее время проходит один из этапов эволюции сетей связи, который заключается в переходе к МСС. Основной целью функционирования МСС является предоставление пользователям запрашиваемых сервисов с заданными показателями качества обслуживания (*QoS – quality of service*).

При исследовании МСС можно выделить два основных класса задач:

синтеза;

анализа.

Так, результатом решения задачи синтеза является ответ на вопрос «Какой объем сетевой инфраструктуры необходим для предоставления абонентам запрашиваемого перечня услуг с требуемым качеством?». Такая задача возникает, как правило, на этапе проектирования мультисервисной сети связи либо ее фрагмента или на этапе развития сети. Средствами для решения такого класса задач являются алгоритмы и методики.

В свою очередь, решения задачи анализа в виде конкретных значений характеристик качества обслуживания гетерогенного трафика могут быть использованы при проведении многовариантного анализа сценариев функционирования перспективной сети, в том числе возможные нестандартные ситуации и поиск путей выхода из них, выработке конкретных действий, исследования механизмов повышения эффективности распределения сетевых ресурсов. Такой класс задач возникает, как правило, в процессе функционирования сетей. Средствами для решения задач анализа являются математические модели систем распределения информации.

При решении вышеуказанных задач у исследователя не всегда есть возможность провести натурный эксперимент, который является наилучшим средством исследования перспективных сетей связи. В этом случае создание аналитической модели (АМ) системы распределения информации или использование уже известного научно обоснованного средства решения задач анализа и синтеза может стать выходом из сложившейся ситуации и позволит провести необходимые исследования. Однако имеющиеся АМ не всегда учитывают те особенности МСС, которые необходимо учесть исследователю при решении конкретной задачи, а разработка новой АМ очень затруднительна и требует много времени, по причине сложности математического описания МСС или их

фрагментов. Выходом из сложившейся ситуации может быть создание имитационной модели (ИМ). Одним из преимуществ ИМ является возможность их применения в сфере образования и профессиональной подготовки [1].

Проведенный анализ подходов к построению МСС показал, что они строятся с использованием технологии *IP*, для достижения заданных показателей качества обслуживания в таких сетях в [2] определены базовые сетевые механизмы. Анализ которых показал, что механизм управления допуском трафика при реализации схемы на основе контроля параметров позволяет обеспечить «жесткое» качество услуг. Этот факт позволяет сделать предположение в пользу выбора данной схемы для обеспечения требуемого качества обслуживания пользователей в перспективных сетях связи, для которых QoS имеет очень большое значение ввиду их статуса и важности решаемых задач.

Целью настоящей работы является исследование возможностей среды *AnyLogic* при разработке имитационной модели звена МСС, способной решать задачу анализа, а также проводить на ее основе различные эксперименты.

В представленном исследовании не ставилась задача дать всестороннюю оценку «плюсам» и «минусам» среды имитационного моделирования *AnyLogic*. Основное внимание сосредоточено на сравнительной оценке результатов моделирования одной и той же системы распределения информации. Для проведения исследования в среде *AnyLogic* была разработана имитационная модель звена МСС, учитывающая работу механизма управления допуском трафика, а также ограниченное число пользователей. Рассматриваемая модель, обозначенная с помощью символики Кендалла – Башарина, может быть записана следующим образом: $\overline{M}_i / \overline{M} / V / L$. Фрагмент имитационной модели звена МСС представлен на рис. 1.

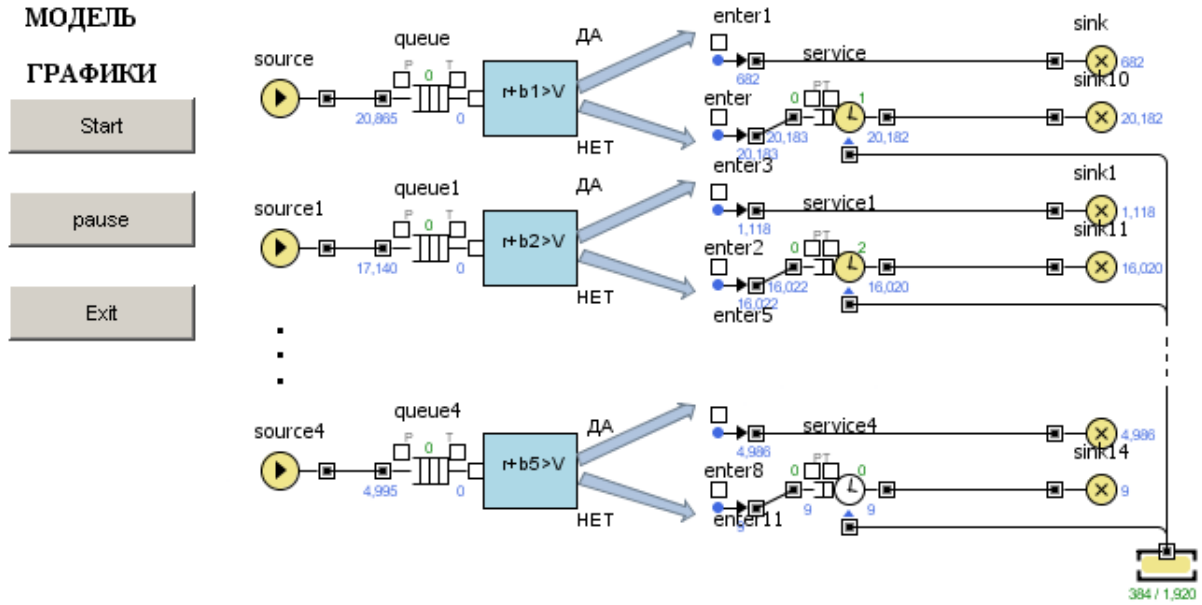


Рис. 1. Фрагмент имитационной модели звена МСС

В данной работе под звеном МСС понимается фрагмент сети между двумя узлами коммутации. Заявка – это требование, поступившее в сеть связи с целью установления соединения для передачи информации пользователя. Под гетерогенностью понимается степень неоднородности скоростей, необходимых для обслуживания одной заявки, циркулирующих в МСС информационных потоков.

Проверка адекватности разработанной в *AnyLogic* ИМ проводилась путем сравнения результатов, полученных с помощью разработанной ИМ, с результатами, полученными при использовании аналитической модели, описанной в [3]. Исходные данные, используемые при моделировании, представлены в табл. 1. Результаты моделирования представлены в табл. 2.

Расчеты точности оценок при имитационном моделировании проводились согласно [4] по распределению Стьюдента при доверительной вероятности 0,99 и числе опытов, равном 27. Введены следующие обозначения: $\overline{\pi_k}$ – среднестатистическое значение вероятности потерь заявок, ε – точность оценки, π_k – вероятность потерь заявок.

Таблица 1

Исходные данные

Номер предоставляемой услуги	Число абонентов, которым предоставляется услуга, шт.	Интенсивность поступления заявок, заявок/час	Средняя длительность обслуживания заявок, час	Скорость, необходимая для обслуживания одной заявки, кбит/с	Пропускная способность звена МСС, кбит/с
1	10	3	0,1	64	1920
2	8	2	0,12	32	
3	5	2,5	0,2	128	
4	2	1	0,15	256	
5	1	1,5	0,18	512	

Таблица 2

Результаты моделирования

Результаты, полученные с использованием модели, описанной в [3]					
π_k	π_1	π_2	π_3	π_4	π_5
	0,03573	0,01718	0,07151	0,16349	0,42664
Результаты, полученные с использованием разработанной модели					
$\overline{\pi_k} - \varepsilon$	0,03537	0,01693	0,07068	0,16248	0,42234
$\overline{\pi}_k$	0,03564	0,01708	0,07132	0,16404	0,42476
$\overline{\pi_k} + \varepsilon$	0,03591	0,01723	0,07196	0,1656	0,42718
ε	0,000027	0,00015	0,00064	0,00156	0,00242

Анализ представленных в табл. 2 результатов и их сравнение позволяет сделать вывод о том, что имитационная модель, разработанная в среде *AnyLogic*, адекватно описывает процесс обслуживания заявок в звене МСС. Таким образом, полученные результаты демонстрируют достижение цели исследования, а также возможность использования их на практике при решении задачи анализа перспективных сетей связи или их фрагментов.

Проведённые на основе разработанной имитационной модели эксперименты позволили выявить интересные особенности.

Во-первых, в отличие от моносервисных сетей, зависимость вероятностей потерь от увеличения пропускной способности звена МСС носит волнообразный характер, что исключает возможность на интуитивном уровне предсказать необходимый канальный ресурс для обеспечения требуемых норм потерь. Во-вторых, для потока с ресурсоемкими заявками снижение вероятностей потерь при росте пропускной способности звена МСС происходит значительно медленнее, чем для малоресурсных заявок. В-третьих,

наблюдается вытеснение ресурсоёмких заявок малоресурсными, если интенсивность поступающей нагрузки последних возрастает, также выявлено, что это явление усиливается с ростом степени гетерогенности трафика.

Направлением дальнейших исследований является разработка научно обоснованного средства решения задачи синтеза в среде *AnyLogic* и сравнение результатов, полученных на ее основе, с результатами, полученными при использовании известных подходов. Планируется использование встроенного оптимизатора *OptQuest*, который разработан на основе метаэвристик рассеянного поиска, и предоставляет исследователю возможность автоматически найти лучшее значение параметров имитационной модели, соответствующих максимуму или минимуму целевой функции, причем как при наличии ограничений, так и в условиях неопределенности.

Список литературы

1. Шелухин О.И. Моделирование информационных систем: учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия–Телеком, 2011. 536 с.

2. Рекомендация МСЭ-Т Y.1291, утверждена 7 мая 2004 года 13-й Исследовательской комиссией МСЭ-Т.

3. Степанов С.Н. Основы телетрафика мультисервисных сетей. М.: Эко-Трендз, 2010. 392 с.

4. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие для вузов. 9-е изд., стер. М.: Высш. шк., 2003. 479 с.: ил.

ТИПЫ ИМПУЛЬСНЫХ ШУМОВ В ЦИФРОВЫХ АБОНЕНТСКИХ ЛИНИЯХ

М. В. Илюшин, Н. И. Мясин, В. С. Короткий,
Я. С. Пинижанинов, К. А. Батенков (научный руководитель)

Академия ФСО России
302034, г. Орел, ул. Приборостроительная, 35

Представлены основные источники такого явления, как импульсные шумы, описание самих импульсных шумов, их параметров, а также некоторые их виды. Описана математическая модель импульсного шума, используемая для моделирования этого процесса в цифровых абонентских линиях с высокой скоростью передачи данных. Описаны, частично, некоторые способы борьбы с импульсными шумами, а также способы их компенсации.

Аддитивный белый гауссов шум (AWGN – additive white gaussian noise) –хорошо понятная модель, составляющая основу большинства аналитических работ в области анализа помех, благодаря ее простым математическим характеристикам [1].

С другой стороны, импульсный шум чрезвычайно трудно моделировать, из-за сложности и разнообразия источников шума, вносящих в него вклад [2]. Эти источники включают:

1. Электрический шум переключения (из-за диммеров, переключения тока в источниках линейного питания, источников питания в режиме переключения и т. д.);
2. Отсечение сигнала на передатчике (неизбежно из-за высокого отношения пиковой и средней мощностей, присущего дискретному многочастотному сигналу (DMT – discrete multitone modulation), а также ограниченного динамического диапазона цифроаналогового преобразователя (DAC – digital-to-analog converter));
3. Шум из-за внезапных перепадов напряжения и тока (подключение/отключение телефонов и других устройств);
4. Сигналы телефонных звонков, подъем/опускание телефонной трубки;
5. Дуговой разряд (искрение щёток генераторов постоянного тока, молния, электродуговая сварка, слабоподавленные системы зажигания, пьезозажигатели, корональные разряды вокруг линий электропередачи и т. д.).

Как видно по множеству возможных источников, импульсный шум может быть вполне случайным стохастическим процессом, возможно подходящим для моделирования в виде пуассоновского процесса, или даже сильно пульсирующим, или квазипериодическим. Размер импульсов также сильно варьируется [3]. На уровне осциллограмм наблюдения за формой импульса показывают значительное изменение длительности импульсов, количества значащих колебаний, а также скорости, с которой колебания затухают.

Импульсный шум трудно охарактеризовать полностью, но были предприняты большие усилия для измерения и моделирования такого рода помех [4–8]. Проблема описания импульсного шума заключается в нестационарной природе его источников и в их большом разнообразии. Невозможно просто определить функцию плотности вероятности и спектральную плотность мощности, которая моделирует статистику любого типа импульсных шумов.

Существует следующая классификация различных типов источников шума: импульсный шум, возникающий из-за обычной работы телефона, а также импульсы от внешних источников, таких как бытовая техника, двигатели, люминесцентное освещение, реле. Действия при стандартной телефонной связи, такие как подъем или укладывание телефонной трубки, а также сигналы вызова, которые соединяют и разъединяют абонентов, обычно связаны с быстрыми изменениями напряжения. Особенно часто данное явление встречается в старых линейных платах с аналоговыми реле, которые могут создавать очень сильные импульсы. Импульсный шум от простой старой теле-

фонной связи (POTS – plain old telephone service) – проблема не только на линии, в которой он возникает. Он также может создавать помехи на соседних парах проводов через переходные помехи на ближнем и дальнем конце (NEXT – near end crosstalk, FEXT – far end crosstalk).

Большие исследования импульсного шума были выполнены компаниями Bellcore и NYNEX [7], British Telecommunications (BT) [4, 9–12] и Deutsche Telekom AG (DTAG) [5, 13]. В старых исследованиях ширина полосы исследуемых частот была намного меньше, чем ширина полосы пропускания сверхвысокоскоростной цифровой абонентской линии (VDSL – very-high data rate digital subscriber line), но они по-прежнему обеспечивают хорошее представление о поведении импульсного шума. Даже если явно не указано в отчетах, из полученных статистических данных можно сделать вывод, что большинство импульсов, зарегистрированных в этих исследованиях, возникают в простой старой телефонной связи (POTS – plain old telephone service).

В зависимости от множества параметров, таких как полоса пропускания, пороговые значения, идентификация «импульса», длина выборки, настройка тестовой линии и т. д., анализируемые статистики могут варьироваться в различных исследованиях. Результаты большинства исследований, однако, в некоторой степени согласуются. Средняя длина импульса составляет около 2–20 мкс, и обычно менее 1 % импульсов имеют длительности, превышающие 200 мкс. Промежутки времени между импульсами могут варьироваться от нескольких мкс до часов. Для моделирования межимпульсного времени рассмотрены распределения Пуассона, а также Парето [10]. Предполагая, что события, генерирующие импульсы, независимы, наиболее подходящим оказывается распределение Пуассона. Но импульсы, похоже, формируют целые пачки, которые в свою очередь образуют пачки пачек (в более значительном масштабе времени) и так далее. Это самоподобие указывает на то, что адекватным должно быть распределение Парето [14]. В [10] предлагается марковская модель процесса поступления, в которой диапазоны межимпульсных интервалов представляют собой марковские состояния, и в каждом состоянии выбирается либо распределение Парето, либо распределение Пуассона для их моделирования. В исследовании, проведенном Британской группой связи (BT – British Telecommunications plc), было обнаружено, что интервал между пульсациями хорошо соответствует темпу сигнала вызова [4].

В математическом смысле импульсный шум не является стационарным процессом, поэтому не существует четко определенной спектральной плотности мощности (СПМ). Тем не менее изучить частотные характеристики импульсного шума и определить псевдо-СПМ все же возможно. Псевдо-СПМ вычисляется за определенный промежуток времени, который может быть, например, средней длиной импульса [13]. Для систем с множеством несущих, таких как дискретный многочастотный сигнал (DMT) [15–17], имеет смысл рассчитать псевдо-СПМ за время, равное длительности символа DMT. СПМ импульсного шума довольно равномерная, но возрастает на низких частотах. В [13] часто регистрировались уровни от –90 до –100 дБм/Гц, а для частот ниже 1 МГц СПМ могла быть выше –80 дБм/Гц. Эти уровни псевдо-СПМ соответствуют результатам исследования, проведенного в Telia Research в Лулеа.

По результатам исследования в BT (BT Technology Journal) [4] был получен символический импульс, называемый импульсом Кука:

$$p_{cook}(t) = sign(t)V_p|t|^{-3/4},$$

где V_p – постоянная, определяющая мощность импульса.

Импульс Кука сингулярен при $t = 0$, имеет бесконечную энергию и, следовательно, физически не реализуем. Тем не менее спектральные характеристики хорошо согла-

суются со средним спектром импульсных шумов, зарегистрированным в исследовании ВТ. Преобразование Фурье импульса Кука

$$P_{cook}(f) = jAf^{-1/4},$$

где A – постоянная, зависящая от V_p.

Один символический импульс не может представлять все разные типы импульсов, но он часто используется для моделирования импульсного шума в системах цифровых абонентских линий (DSL – digital subscriber's line). Выбранный вариант импульса Кука используется для моделирования импульсного шума в цифровых абонентских линиях с высокой скоростью передачи данных (HDSL – high data rate digital subscribers line), причем $V_p = 1{,}775$ мкВ в худшем случае [18, 19].

Традиционный способ компенсации влияния импульсного шума в системах ЦАЛ заключается в использовании энергетического запаса около 6 дБ и специально разработанных кодов. Энергетический запас представляет собой сумму дополнительных шумов, которые система может выдержать, не превышая некоторую определенную частоту ошибок символов. Другие перспективные стратегии смягчения шума включают в себя различные схемы обнаружения вместе со стираниями в схеме кодирования. Обнаружение может производиться по сигналу во временной области путем мониторинга превышения порогов в АЦП или в частотной области с использованием статистики некоторых тонов. Эти типы схем обнаружения и стирания имеют существенные преимущества по сравнению со схемами кодирования без стираний.

Обычно сигнал DMT считается более устойчивым к импульсному шуму умеренной мощности, чем системы с одной несущей, такие как амплитудно-фазовая модуляция с подавлением несущей (CAP – Carrierless amplitude/phase modulation). Энергия импульса распределяется по всей частоте тона DMT и становится менее пагубной. С другой стороны, из-за очень сильных импульсов может быть поврежден весь символ DMT, и показано, что CAP в этом случае более устойчива [20].

Импульсный шум состоит из всплесков (пачек) энергии, которые, как правило, ограничены во времени, имеют высокоамплитудные и широкочастотные спектры. Это явление обычно вызвано электромагнитным излучением, которое может провоцироваться рядом источников, таких как линии электропередачи, удары молнии, переключатели, источники питания и лампы дневного света. Из-за разнообразия источников шума существует множество различных типов импульсных шумов с широким диапазоном характеристик. Шум может, например, появляться как с постоянной частотой, так и с нестационарными всплесками со случайной амплитудой. Поскольку современные дома часто содержат много электрических устройств, которые могут излучать электромагнитные сигналы, импульсный шум обычно вносится на стороне участка медной пары, проходящей в помещении оборудования клиента [21].

Тот факт, что появление шумовых всплесков является относительно редким, означает, что принятое среднее отношение сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio) существенно не зависит от импульсного шума и, следовательно, скорость принятого потока битов намного не уменьшается. Однако высокая амплитуда и взрывной характер импульсного шума все же могут вызвать серьезные нарушения в передаче сигналов ЦАЛ, поскольку эти параметры приводят к значительным и быстро изменяющимся значениям ОСШ. Без надлежащей защиты внезапный всплеск шума обычно повреждает один или несколько последовательных символов DMT, что приводит к серьезному ухудшению качества обслуживания, например, явление пикселизации в телевидении по протоколу интернета (IPTV – internet protocol television). Поэтому важно использовать методы компенсации, такие как кодирование и чередование и/или повторная передача на линиях, подверженных импульсному шуму.

Шумовые всплески, повторяющиеся через фиксированные временные интервалы, обычно называются повторяющимися электрическими импульсными шумами (REIN – repetitive electrical impulse noise). Они вызываются плохо экранированными бытовыми устройствами, регуляторами света и блоками питания. Поскольку шум излучается электрическими устройствами, питаемыми от сети электропитания, он обычно имеет частоту в два раза большую, чем частота сети электропитания, то есть 100 Гц в Европе и 120 Гц в Северной Америке. На рисунке показан измеренный REIN из европейской сети. Как видно, шум состоит из повторяющихся всплесков с временным интервалом 10 мс (100 Гц).

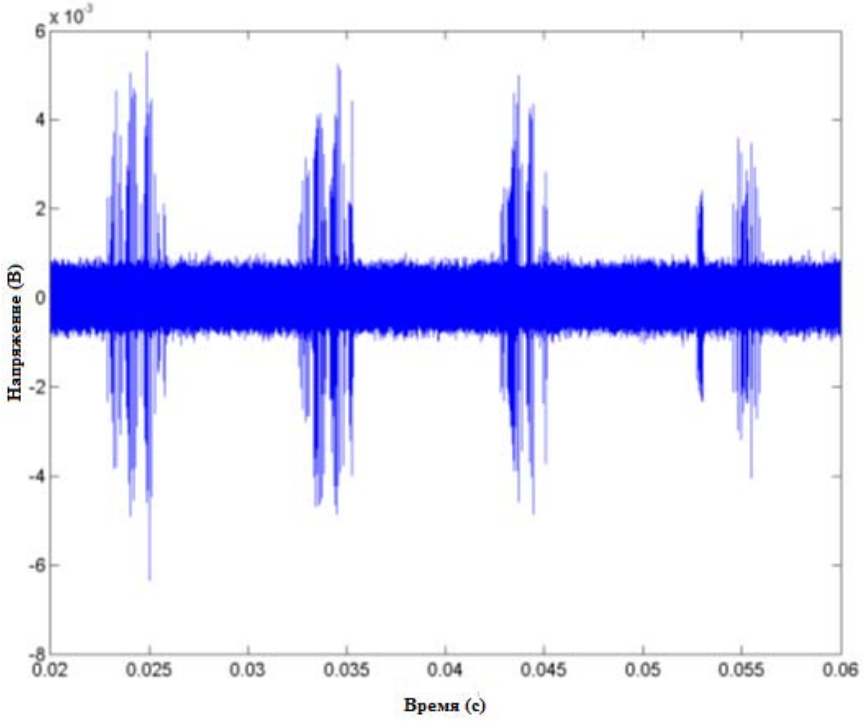


Рис. Измерение REIN

Продолжительный электрический импульсный шум (PEIN – prolonged electrical impulse noise) определяется как шумовые всплески с длиной пакета от 1 мс до 10 мс со случайными амплитудой и временными интервалами. В серии измерений, проведенных крупным европейским оператором, было обнаружено, что среднее значение временных интервалов в PEIN в собранных данных составляет 61 с, а среднее значение временных интервалов – 193 с.

Битовых ошибок, вызванных коротким PEIN, можно избежать с помощью традиционного кодирования и чередования [22]. Обычно требуется очень большое количество заголовков и значительная задержка, что резко снижает скорость передачи. Другие способы, например повторная передача, могут быть более эффективными для борьбы с этим типом шума.

Шумовые всплески даже дольше, чем PEIN, т. е. превышающие 10 мс, называются одиночные высокоуровневые всплески (SHINE – single high level impulse noise event). Эти импульсы обычно слишком велики, чтобы их можно было компенсировать как путем кодирования, так и чередованием и повторной передачей. Обычно используемые требования к эффективности, например те, которые указаны в Технических отчетах по широкополосным технологиям TO-100 [9] и TO-114 [10], не описывают способы без-

ошибочной передачи для системы ЦАЛ, ограниченной SHINE. Тем не менее требуется, чтобы и в этих тестах линия не перезапускалась из-за шумовых всплесков.

Список литературы

1. G. David Forney Jr. and Gottfried Ungerboeck. Modulation and Coding for Linear Gaussian Channels // IEEE Transactions on Information Theory. Oct. 1998. Vol. 44, no. 6.

2. Werner Henkel, Thomas Kessler, and Hong Y. Chung. Coded 64-CAP ADSL in an Impulse-Noise Environment – Modelling of Impulse Noise and First Simulation Results // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Dec. 1995. Vol. 13, no. 9.

3. Jacek Ilow and Dimitris Hatzinakos. Impulsive Noise Modelling with Stable Distributions in Fading Environments // in IEEE SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing. June 1996;

4. Goldsmith A. Design and Performance of High-speed communications systems over time-varying channels. University of California at Berkeley, 1997.

5. Theirry Pollet, Miguel Peeters, Marc Moonen, and Luc Vandendorpe. Equalization for DMT-Based Broadband Modems // IEEE Communications Magazine. May 2000. P. 106–113.

6. Jacky S. Chow, John M. Cioffi, and John A. C. Bingham. Equalizer Training Algorithms for Multicarrier Modulation Systems // in IEEE International Conference on Communications. 1993. ICC ’93 Geneva. Technical Program, Conference Record, Feb. 1993, Vol. 2. P. 761–765.

7. Steffen Trautmann, Tanja Karp, and Norbert J. Fliege. Frequency Domain Equalization of DMT/OFDM Systems with Insufficient Guard Interval // in ICC 2002. 2002. Vol. 3. P. 1646–1650.

8. VDSL Coalition, Very-high-speed Digital Subscriber Line (VDSL) Draft Technical Specification, VDSL Coalition (available URL: http://www.vdsl.org), Apr. 1999.

9. Kim D.K. and Park P.G. Adaptive self-orthogonalizing per-tone decision feedback equaliser for single carrier modulations // IEEE Signal Processing Letters. Jan. 2006. P. 21–24.

10. Zhu Y. and Letaief K.B. Single-carrier frequency-domain equalization with decision-feedback processing for time-reversal space-time block-coded systems // IEEE Transactions on Communications. July 2005. P. 1127–1131.

11. Kostas Berberidis and Jacques Palicot. A Frequency-Domain Decision Feedback Equalizer for Multipath Echo Cancellation // in Proceedings of the Global Telecommunications Conference. Nov. 1995. P. 98–102.

12. Martin V. Clark. Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Oct. 1998. Vol. 16, no. 8. P. 1385–1395.

13. Jukka Rinne and Markku Renfors. Equalisation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signals // in Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Nov. 1994. Vol. 1. P. 415–419.

14. Peled A. and Ruiz A. Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms // in Proceedings of ICASSP ’80. Apr. 1980. P. 964–967.

15. Antonio Ruiz, John M. Cioffi, and Sanjay Kasturia. Discrete Multiple Tone Modulation with Coset Coding for the Spectrally Shaped Channel // IEEE Transactions on Communications. June 1992. Vol. 40, no. 6. P. 1012–1029.

16. Chu L.C. and Brooke M. A Study on Multiuser DSL Channel Capacity with Crosstalk Environment // in Communications, Computers and signal Processing. 2001. PACRIM. 2001 IEEE Pacific Rim Conference on, Proceedings. 2001. Vol. 1. P. 176–179.

17. Peter S. Chow, John M. Cioffi, and John A. C. Bingham. A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels // IEEE Transactions on Communications. February/March/April 1995. Vol. 43, no. 2/3/4.

18. Батенков К.А. Синтез детерминированных нелинейных дискретных отображений непрерывных каналов связи // Труды СПИИРАН. 2016. № 2 (45). С. 75–101.

19. Прогнозирование качественных показателей цифровых абонентских линий связи на основе первичных параметров медных кабелей / К.А. Батенков, И.М. Гузяков, А.А. Кудаев, А.А. Мельников, М.В. Стремоухов // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16. № 5. С. 237–239.

20. Батенков К.А. Порог устойчивости линейных методов модуляции и демодуляции // Инфокоммуникационные технологии. 2016. Т. 14, № 1. С. 39–46.

21. Батенков К.А. Анализ отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора для случая передачи одномерных двухпозиционных амплитудно-модулированных сигналов по беспроводному каналу связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы конф. 2016. С. 249–250.

22. Батенков К.А. Зависимости отношения сигнал–помеха на выходе демодулятора в канале связи с замираниями // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XVI Междунар. науч.-метод. конф.; под ред. Н.А. Тюкачева. 2016. С. 75–77.

ФОРМИРОВАНИЕ РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО МОДЕРНИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ДЕРЕВА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

А. А. Олейников, А. А. Сорокин[2] (научный руководитель)

[1]*Астраханский государственный технический университет*
414056, г. Астрахань, ул. Татищева, 16
E-mail: a.oleynikov.astu@mail.ru, alsorokin.astu@mail.ru

Предложена возможность автоматизации процесса принятия решений на основе дерева принятия решений, формируемого на основе ретроспективной и вновь поступающей информации. Рассмотрены принципы обработки информации для построения оптимальных структур деревьев путем выявления факторов, имеющих наибольшее влияние.

В современных условиях при значительной распространенности систем передачи данных (СПД), в процессе эксплуатации их элементов, возникает необходимость не только сбора информации о состоянии узлового оборудования, но и её обработки, обусловленной необходимостью принятия решений о поддержании элементов систем передачи данных (ЭСПД) не только в работоспособном, но и актуальном состоянии. Понятие актуальности по отношению к оборудованию широкополосного доступа раскрывается в нахождении технической возможности расширения спектра предоставляемых оператором связи услуг через ЭСПД в соответствии с растущим спросом. В процессе становления и развития оператора связи накапливается значительное количество ретроспективной информации о параметрах эксплуатации оборудования связи. На начальном этапе, при сравнительно небольшом размере сети, оператор, применяя технические средства по контролю за состоянием сети, такие как OSS и BSS системы (от англ. Operation Support System/Business Support System – система поддержки операций/система поддержки бизнеса), решение о модернизации оборудования доступа оставляет за техническим персоналом и лицом, принимающим окончательные решения (ЛПР). Однако при дальнейшем расширении зоны покрытия оператора часто наблюдаются ситуации, при которых высококвалифицированные специалисты, имеющие возможность участия в планировании и развитии сети, заняты в большей мере решением однотипных и рутинных задач по определению состояния и функциональности оборудования. В данной ситуации возможно использование накопленных эксплуатационных данных и опыта инженерного персонала для построения автоматизированной системы для формирования рекомендаций по модернизации ЭСПД на основе дерева принятия решений.

Задача: построение дерева принятия решений для классификации поступающих данных о состоянии оборудования сети передачи данных (СПД) и формирования заключений о необходимости модернизации элементов систем СПД.

Начальный этап построения дерева принятия решений заключается в определении основных параметров, имеющих значительное влияние на принятие решения о модернизации [1]. Данная задача решается с применением метода экспертных оценок и возлагается на экспертную группу, сформированную из специалистов технического отдела и отдела маркетинга.

Основываясь на основных технических параметрах эксплуатации и маркетинговых показателях, экспертами были предложены обобщающие факторы, перечень которых сформирован следующим образом:

a_1 – снижение прибыли от эксплуатируемого оборудования, profit;

a_2 – отсутствие свободных портов, port;

a_3 – несоответствие пропускной способности оборудования тарифным планам подключаемых абонентов, bandwidth;

a_4 – частичный или полный выход оборудования из строя (отказ портов, блоков питания или оборудования полностью), breakage;

a_5 – несоответствие параметров вспомогательных систем эксплуатационным характеристикам оборудования (электропитание, влажность, температура), support.

Следующим этапом работы экспертной группы является обработка ретроспективной информации по наиболее нагруженному сегменту сети оператора и заполнение таблиц данными факторов влиянии по наиболее типичным ситуациям. Очевидно, что чем больше информации представлено первоначально, тем лучше будет работать определение на основе новой информации, поступающей извне. В таблице представлены данные по факторам влияния на основе статистических данных и мнений экспертов.

Таблица

Перечень факторов влияния и вариации их воздействия на решение проведении модернизации ЭСПД на основе статистических данных

Снижение прибыли от эксплуатируемого оборудования, a_1(*profit*)	Отсутствие свободных портов, a_2(*port*)	Несоответствие пропускной способности оборудования тарифным планам подключаемых абонентов, a_3(*bandwidth*)	Частичный или полный выход оборудования из строя (отказ портов, блоков питания или оборудования полностью), a_4(*breakage*)	Несоответствие параметров вспомогательных систем, эксплуатационным характеристикам оборудования (электропитание, влажность, температура), a_5(*support*)	Модернизация, *modern*
нет	нет	нет	нет	нет	нет
нет	нет	нет	нет	да	да
да	нет	нет	да	нет	нет
нет	нет	да	нет	да	да
нет	да	да	да	нет	да
нет	да	да	да	да	да
нет	нет	да	нет	нет	да
да	да	да	нет	нет	да
да	да	нет	нет	нет	нет
да	нет	нет	нет	да	нет

На основе представленной информации построим дерево принятия решений, имеющее в своих узловых точках факторы влияния, а в листьях – значения целевой функции, определяющей необходимость проведения работ по модернизации оборудования. На рис. 1 представлено дерево, в котором факторы указаны в порядке их первоначального определения: a_1, a_2, a_3, a_4, a_5.

Данное дерево можно считать первичным и неполным, так как оно не отвечает всем возможным ситуациям, в том числе представленным в таблице, кроме первых двух. Приведение структуры дерева в соответствии с поступающей новой информацией реализуется посредством машинного обучения, при котором происходит дополнение узлами и листьями [1, 2].

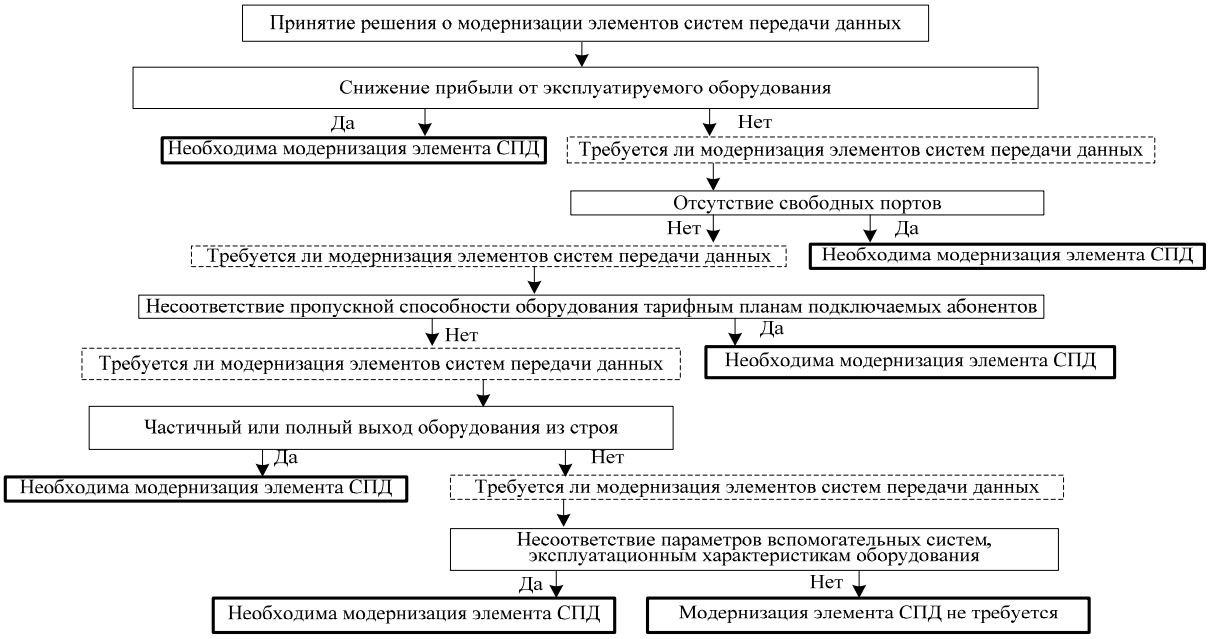


Рис. 1. Первоначальная схема дерева принятия решений для классификации поступающих данных о состоянии оборудования сети передачи данных

Для определения факторов, наилучшим образом описывающих целевую функцию, формализуем их через понятие энтропии (1). Это позволит установить эффективность кодирования информации о факторе S у элементов множества A.

$$H(A,S) = -\frac{m}{n}\log_2\frac{m}{n} - \frac{n-m}{n}\log_2\frac{n-m}{n}, \quad (1)$$

где A – множество n элементов обладающих свойством S.

Стремление энтропии к наименьшему значению показывает правильность выбранного начального фактора для классификации, при этом информационный прирост на каждом шаге жадного алгоритма выбирается максимальное значение:

$$Gain(A,Q) = H(A,S) - \sum_{i=1}^{q}\frac{|A_i|}{|A|}H(H_i,S),$$

где $A-$ элемент множества A_i , подверженный влиянию фактора Q со значением i.

Произведем вычисления энтропии и информационного прироста для указанных в таблице факторов.

Исходная энтропия для фактора «модернизация»:

$$H(A,modern) = -\frac{6}{10}\log_2\frac{6}{10} - \frac{4}{10}\log_2\frac{4}{10} \approx 0{,}971$$

Информационные приросты для перечисленных в таблице факторов:

$$Gain(A,profit) = H(A,modern) - \frac{4}{10}H\big(A_{yes},modern\big) - \frac{6}{10}H(A_{no},modern) \approx$$
$$\approx 0.971 - \frac{4}{10}\left(-\frac{1}{4}\log_2\frac{1}{4} - \frac{3}{4}\log_2\frac{3}{4}\right) - \frac{6}{10}\left(-\frac{5}{6}\log_2\frac{5}{6} - \frac{1}{6}\log_2\frac{1}{6}\right) \approx 0.256$$
$$Gain(A,port) = H(A,modern) - \frac{4}{10}H\big(A_{yes},modern\big) - \frac{6}{10}H(A_{no},modern) \approx$$

$$\approx 0.971 - \frac{4}{10}\left(-\frac{3}{4}\log_2\frac{3}{4} - \frac{1}{4}\log_2\frac{1}{4}\right) - \frac{6}{10}\left(-\frac{3}{6}\log_2\frac{3}{6} - \frac{3}{6}\log_2\frac{3}{6}\right) \approx 0.046$$

$$Gain(A, bandwidt\square) = H(A, modern) - \frac{5}{10}H\left(A_{yes}, modern\right) - \frac{5}{10}H(A_{no}, modern) \approx$$

$$\approx 0.971 - \frac{5}{10}\left(-\frac{5}{5}\log_2\frac{5}{5} - 0\right) - \frac{5}{10}\left(-\frac{1}{5}\log_2\frac{1}{5} - \frac{4}{5}\log_2\frac{4}{5}\right) \approx 0.61$$

$$Gain(A, breakage) = H(A, modern) - \frac{3}{10}H\left(A_{yes}, modern\right) - \frac{7}{10}H(A_{no}, modern) \approx$$

$$\approx 0.971 - \frac{3}{10}\left(-\frac{2}{3}\log_2\frac{2}{3} - \frac{1}{3}\log_2\frac{1}{3}\right) - \frac{7}{10}\left(-\frac{4}{7}\log_2\frac{4}{7} - \frac{3}{7}\log_2\frac{3}{7}\right) \approx 0.005852$$

$$Gain(A, support) = H(A, modern) - \frac{4}{10}H\left(A_{yes}, modern\right) - \frac{6}{10}H(A_{no}, modern) \approx$$

$$\approx 0.971 - \frac{4}{10}\left(-\frac{3}{4}\log_2\frac{3}{4} - \frac{1}{4}\log_2\frac{1}{4}\right) - \frac{6}{10}\left(-\frac{3}{6}\log_2\frac{3}{6} - \frac{3}{6}\log_2\frac{3}{6}\right) \approx 0.046$$

Расчет информационного прироста показывает несоответствие предложенного дерева принятия решения статистической выборке, кортеж факторов будет выглядеть следующим образом:

$$a_3(bandwidth)\ ;\ a_1(profit)\ ;\ a_2(port)\ ;\ a_5(support)\ ;\ a_4(breakage)$$

На рис. 2 представлена схема первоначально организованного дерева с измененным порядком факторов в соответствии с расчетами информационного прироста. Последующий опрос экспертной группы показал близость мнений экспертов по распределению факторов влияния в узлах дерева принятия решений:

$$a_3(bandwidth)\ ;\ a_1(profit)\ ;\ a_2(port)\ ;\ a_4(support)\ ;\ a_5(breakage)$$

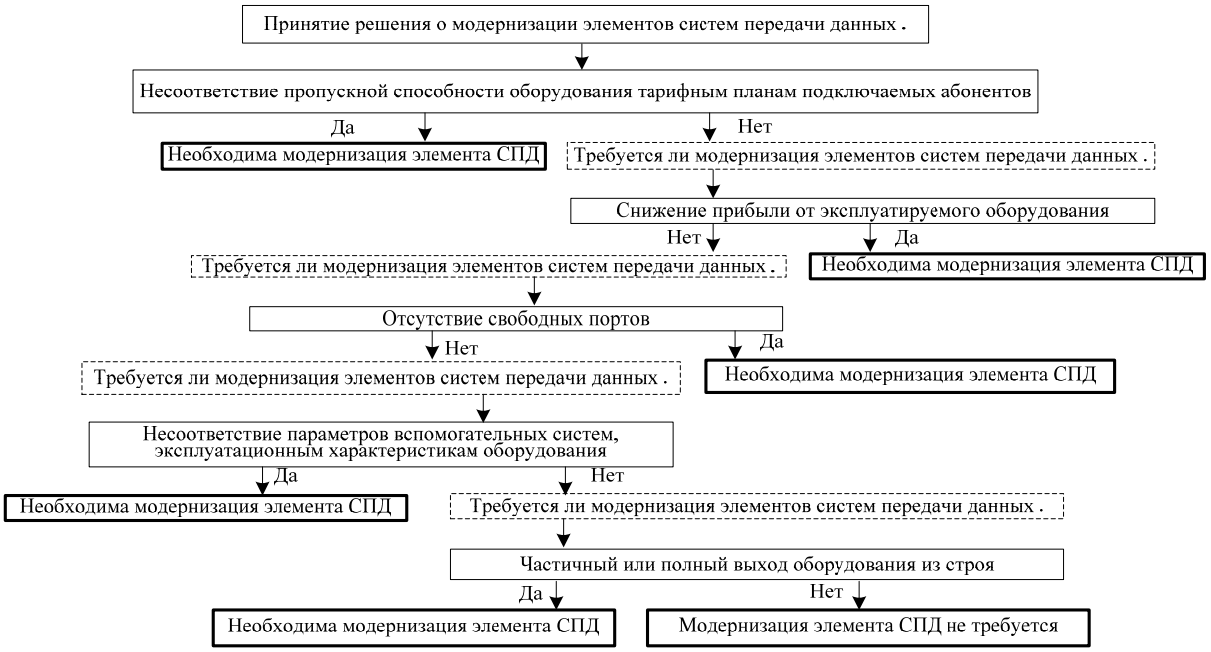


Рис. 2. Схема дерева принятия решений, оптимизированная на основе информационного прироста

Основной задачей деревьев решений является аппроксимация не полностью заданных булевых функций, в то же время дерево принятия решения возможно предста-

вить в виде булевой функции. Так представленное на рис. 1 дерево, выражено функцией:

$$(profit = yes) \vee \big((profit = no) \wedge (port = yes)\big) \vee \big((profit = no) \wedge (port = no) \wedge (bandwith = yes)\big) \vee \big((profit = no) \wedge (port = no) \wedge (bandwith = no) \wedge (breakage = yes)\big) \vee ((profit = no) \wedge (port = no) \wedge (bandwith = no) \wedge (breakage = no) \wedge (support = yes))$$

После вычисления информационного прироста структура дерева принятия решения примет вид, изображенный на рис. 2, выраженный булевой функцией:

$$(bandwith = yes) \vee \big((bandwith = no) \wedge (profit = yes)\big) \vee \big((bandwith = no) \wedge (profit = no) \wedge (port = yes)\big) \vee \big((bandwith = no) \wedge (profit = no) \wedge (port = no) \wedge (support = yes)\big) \vee ((bandwith = no) \wedge (profit = no) \wedge (port = no) \wedge (supporte = no) \wedge (breakage = yes))$$

Применение деревьев принятия решений для автоматизации эксплуатационной деятельности позволит значительно разгрузить существующий персонал от тривиальных задач, перенаправить ресурсы оператора на расширение хозяйственной деятельности и максимально сократить влияние человеческого фактора, приводящего к принятию ошибочных решений.

Список литературы

1. Николенко С.И., Тульпьев А.Л. Самообучающиеся системы. М.: МЦНМО, 2009. 288 с.
2. Мифтахова А.А. Применение метода дерева решений для решения задач классификации и прогнозирования // Инфокоммуникационные технологи. Самара. 2016. С. 64–70.

РЕАЛИЗАЦИЯ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ McWILL

Е. М. Толканова, Д. Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: mstolkanova@mail.ru, dchernikov@sfu-kras.ru

Рассмотрены возможности использования системы широкополосного радиодоступа в качестве распределительной сети при предоставлении услуг Triple Play. Представлены результаты спектральных измерений параметров сигналов широкополосных систем в различных режимах работы.

На данный момент времени ситуация на рынке инфокоммуникационных услуг выглядит не лучшим образом – сети заполнены большим числом интерфейсов клиентов и контролируются значительно сложной системой управления. Кроме того, каждая служба старается создать свою собственную сеть, тем самым неся большие эксплуатационные расходы по каждой службе, это не способствует общему успеху и приводит к созданию сложной сети с низкой экономичностью. Большие эксплуатационные затраты подталкивают операторов к поиску решений, упрощающих функционирование, при сохранении возможности создания новых служб и обеспечении стабильности.

Оборудование широкополосного радиодоступа давно и успешно используется в составе профессиональных систем радиосвязи различного назначения. Наряду со ставшими уже традиционными услугами голосовой связи средствами подобных систем передаются и потоки данных, а также и видеоизображения. В данный момент объединение упомянутых услуг в единое целое является чрезвычайно актуальной задачей. Три услуги – один провайдер и единый сервисный центр. Вместо трех в случае отказов или неполадок. И при этом пользователь может одновременно смотреть телевизор, работать в сети Интернет и пользоваться телефонной связью. Вообще говоря, услуги мультисервисной сети в настоящее время принято именовать специальным термином Triple-play. Этот термин является маркетинговым телекоммуникационным термином, описывающим модель предоставления услуг, когда пользователям по одному каналу широкополосного доступа предоставляется одновременно три сервиса – высокоскоростной доступ в Интернет, кабельное телевидение и телефонная связь [1].

На сегодняшний день оператор мультисервисной сети, который способен обеспечить своим абонентам широкополосное IP-подключение (со скоростью не менее нескольких мегабит в секунду), в принципе вполне способен предоставлять все три наиболее массовых и привычных сервиса одновременно через IP-канал, организованный в соответствии с его предпочтениями. Технологически такие IP-каналы могут быть весьма различными, главное, чтобы они обеспечивали нужную производительность и были управляемыми с точки зрения качества: поддерживали приоритезацию различных типов трафика и различные уровни обслуживания. В мобильных системах широкополосного доступа, построенных на основе технологии McWILL (Multicarrier Wireless Internet Local Loop, многочастотный беспроводный интернет доступ), ключевыми технологиями передачи являются такие передовые технологии, как CSOFDMA (Code Spread OFDM, ортогональный многочастотный доступ с частотным разделением каналов и переменным коэффициентом расширения), смарт-антенны, адаптивная модуляция, динамическое предоставление каналов, SDMA (многостанционый доступ с пространственным разделением каналов), TDD (дуплексирование с временным разделением каналов), MIMO («много входов – много выходов») и предоставление мягкого хендовера. С помощью систем с технологией McWILL оператор предоставляет пользователю услуги передачи данных, голосового трафика, мобильной и фиксируемой связи в условиях отсутствия прямой видимости. Технология McWILL обеспечивает:

1) большое покрытие (по сравнению со стандартом WiMAX, Worldwide Interoperability for Microwave Access);

2) высокую эффективность использования спектра (15 Мбит/с в полосе 5 МГц), эффективное сочетание низкоскоростных и высокоскоростных служб;

3) сопряжение с сетями NGN (Next Generation Network) и IMS (IP Multimedia Subsystem), обеспечение быстрого и недорогого развертывания за счет недорогих терминалов. В технологии McWILL используется режим дуплексной передачи с временным разделением (TDD), который, по сравнению с FDD (дуплексная передача с частотным разделением), имеет немало преимуществ:

1) TDD использует один частотный канал, что обеспечивает гибкость в адаптации к распределению РЧС в разных странах;

2) TDD больше подходит для применения смарт-антенн и регулирования ассиметричного трафика, также конструкция аппаратуры легче при реализации TDD;

3) используемая TDD (в технологии McWILL) может увеличить дальность действия системы до 100 км [2].

Вместе с тем используемые в подобных сетях в качестве абонентских устройств радиостанции позволяют использовать дополнительные режимы работы, опираясь на функционал только абонентского оборудования.

Действительно, радиостанции подобного класса могут организовывать и поддерживать радиоканал как с использованием технологий ретрансляции, так и в автономном режиме, когда связь устанавливается непосредственно между радиостанциями без использования оборудования ретранслятора.

Для перехода в непосредственный режим («прямое слушание») в меню радиостанций присутствует специальный раздел, который активируется при нажатии на одну из служебных клавиш, позволяет включить данный режим и осуществить первичную настройку абонентского оборудования.

Совершенно очевидно, что основным режимом работы служит режим транкинговой связи. Действительно, транкинговая связь – наиболее популярный вид профессиональной мобильной связи – становится одним из тех направлений, которые прочно обосновались среди базовых услуг профессиональной радиосвязи. В данном режиме оператор связи может организовать целый ряд групп для предоставления им независимых услуг. Вместе с тем каждый из абонентов, располагающих соответствующим абонентским оборудованием и переведя его в режим «прямого слушания», оказывается способен на ограниченных дистанциях 1–1,5 км оказывать влияние на качество оказываемых услуг.

Для оценки данного влияния произведено сравнение параметров радиосигналов, формируемых и используемых абонентским оборудованием при установлении связи в режиме прямого измерительного эксперимента.

Измерения производились с помощью портативного измерительного прибора Rohde&Schwarz RTH1004, позволяющего наблюдать спектральные характеристики сигналов на частотах до 500 МГц. В состав измерительного комплекса кроме упомянутого прибора входила всенаправленная антенна, настроенная на центральную частоту транкинговой сети 339,5 МГц, и не менее двух радиостанций, позволяющих реализовать транкинговый режим работы и режим «прямого слушания». Полученные результаты измерений приведены на рис. 1.

Как видно из приведенного рисунка, радиосигналы, которые формируются абонентской радиостанцией в режиме транкинговой связи и в режиме «прямого слушания», значительно различаются. В режиме транкинговой связи формируется широкополосный сигнал с шириной спектра $2x\Delta f \sim 1$ МГц. На рис. 2 отдельно приведены резуль-

таты измерений спектральных характеристик сигнала абонентской радиостанции в режиме транкинговой связи.

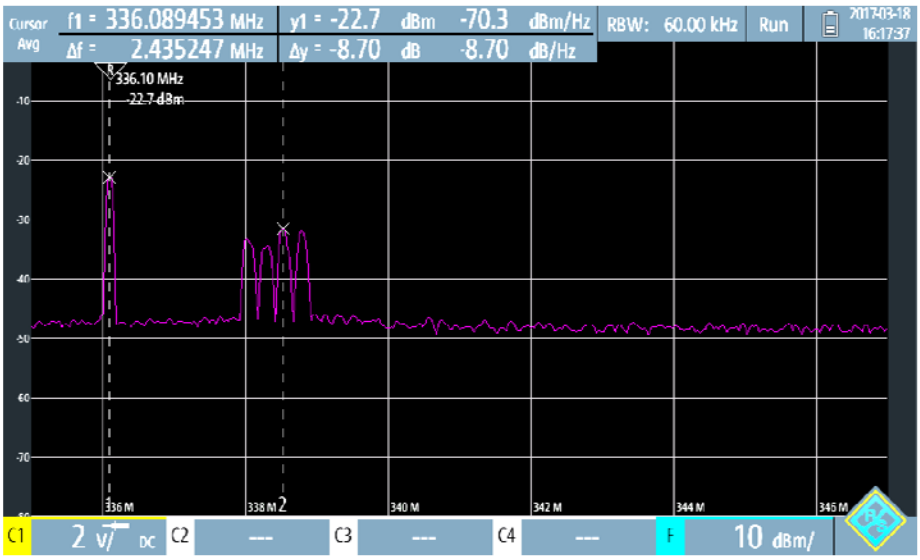


Рис. 1. Спектральные характеристики сигналов абонентской радиостанции в режиме транкинговой связи и режиме «прямого слушания»

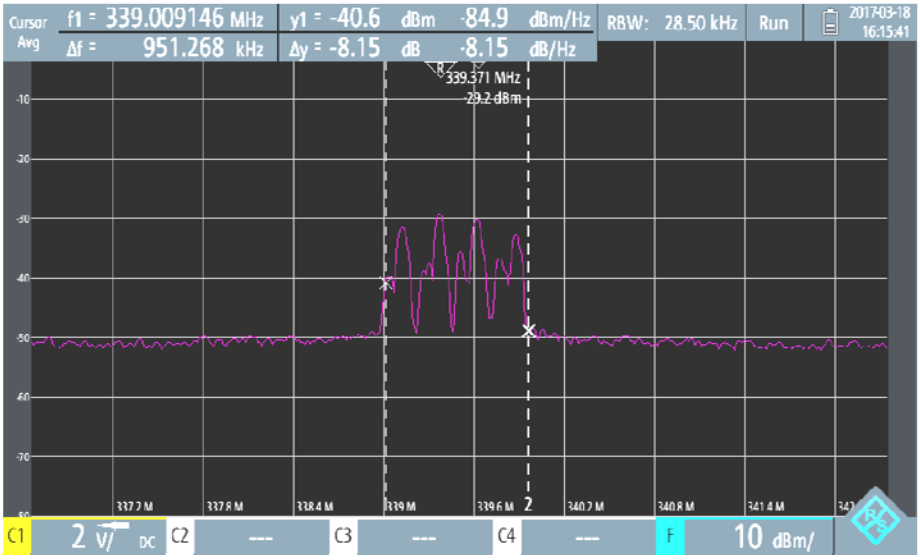


Рис. 2. Спектральные характеристики сигнала в режиме транкинговой связи

На рис. 3 отдельно приведены спектральные характеристики сигнала абонентской радиостанции в режиме «прямого слушания».

Как видно из приведенной спектрограммы, в последнем случае сигнал является узкополосным с шириной спектра сигнала 2xΔf не более 12 кГц. В случае необходимости и узкополосный сигнал режима «прямого» слушания может быть отстроен от участка спектра, используемого для транкинговой связи, и радиостанции, которые используют данный режим, не будут оказывать какого-либо влияния на основной режим работы системы связи.

Таким образом, режим «прямого слушания» организует своеобразную дополнительную изолированную группу абонентов, которая способна работать самостоятельно, без контроля со стороны оператора связи. Платой за проявленную таким образом само-

стоятельность являются существенные ограничения на реальную дальность использования связи. Так, для изучаемой мощности порядка 300 мВт дальность организации голосовой связи в диапазоне 350 МГц на свободном пространстве не превышает 2 км. Дополнительным ограничением будет также невозможность использования режима передачи данных, который столь успешно может быть использован при работе в сети с ретрансляцией сигнала [3]. Очевидным является и то, что для реального установления связи на всех абонентских радиостанциях, для которых предполагаются использование режима «прямого слушания» и работа в одной группе, потребуется настройка на один номинал частоты в соответствии с имеющимися частотными присвоениями. Подобный режим может быть использован в качестве аварийного режима при необходимости установления связи между абонентами в условиях неработоспособности ретранслятора.

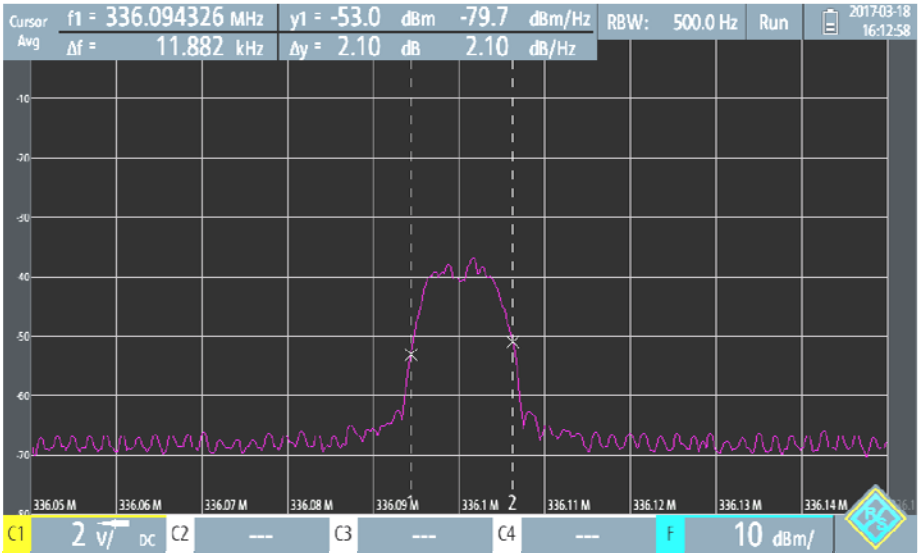


Рис. 3. Спектральные характеристики сигнала «прямого слушания»

Для обеспечения качественной работы широкополосных систем радиосвязи и предоставления упомянутого перечня услуг на должном уровне необходимо выполнение ряда дополнительных условий, первичным из которых является необходимое качество радиопокрытия обслуживаемой территории.

В результате исследовательской работы по реализации мультисервисной сети служебной радиосвязи по технологии McWILL, были выявлены основные аналоги предложенного оборудования, проведены и представлены результаты спектральных измерений параметров сигналов широкополосных систем в различных режимах работы. Использование технологии McWiLL предполагает незначительное количество оборудования на базе стандартных физических интерфейсов, традиционно применяемых в сетях передачи данных. Степень совместимости технологий, применяемых в McWiLL, можно охарактеризовать как высокую. Также технология McWiLL более эффективно использует частотный канал и имеет широкий спектр рабочих частот.

Список литературы

1. http://ru.wikipedia.org/wiki/TriplePlay
2. Пинчук А.В., Соколов Н.А. Triple-play Services: аспекты реализации // Вестник связи. 2005. № 6.
3. А.О. Шорин, А.Г. Девлишов, А.В. Туров, Д.Ю. Черников. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа // Исследования Наукограда. 2016. № 3–4 (18).

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ IP-МУЛЬТИМЕДИЙНОЙ ПОДСИСТЕМЫ

А. Ю. Туктаров, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: sturd2009@mail.ru

IP-мультимедийная подсистема – это платформа для любой NGN. Может использоваться во многих современных сетях, таких как WLAN, CDMA2000 и также в беспроводных 4G-сетях. Эти беспроводные стандарты будут использоваться также в сетях 5G.

Сеть следующего поколения (Next Generation Networks, NGN) представляет собой концепцию, используемую с учетом новой ситуации и изменений в телекоммуникационных областях. Эта новая ситуация характеризуется рядом аспектов: регулирование рынков информационных услуг, новых ожиданий пользователей на информационные услуги для удовлетворения их потребностей и роста цифрового трафика (увеличение использования Интернета). В рамках NGN каждый поставщик телекоммуникационных услуг уже создал своё решение с собственной интерпретацией протокола SIP (Session Initiation Protocol), и в результате операторы должны были приобрести полное конечное оборудование от одного поставщика, так как оборудование было несовместимо с оборудованием других поставщиков. В итоге это привело к проблемам взаимодействия между различными устройствами поставщиков телекоммуникационных услуг. Для решения этих проблем и разработаны стандарты IP Multimedia Subsystem (IMS)[1]. IMS – это архитектура для предоставления мультимедийных услуг через Internet Protocol (IP), которая сначала была разработана консорциумом 3GPP (3rd Generation Partnership Project) стандартов беспроводной связи для развития мобильных сетей GSM. В релизе 5 консорциумом 3GPP уже дано решение для предоставления услуг Интернета посредством GPRS (General Packet Radio Service) для перехода от технологии 2G к 3G. Эта цель позже обновляется 3GPP, 3GPP2 и TISPAN (Telecommunications and Internet converged Services and Protocols for Advanced Networking) для поддержки таких сетей, как беспроводные локальные сети (выпуск 3GPP 6), CDMA2000 (3GPP2) и сети с фиксированными линиями (выпуск 3GPP 7 и версия 1.1 TISPAN) [2]. IMS позволяет операторам предоставлять своим клиентам IP-мультимедийные приложения, такие как обмен видео, обмен текстовыми сообщениями, VoIP (Voice over Internet Protocol), потоковое видео и интерактивные игры. IMS имеет свою архитектуру, которая упрощает и ускоряет процесс создания и предоставления услуг, позволяя использовать другие функции сетевого взаимодействия. Стандарт IMS базируется на протоколе инициации сеанса связи SIP, который позволяет клиентам приглашать других пользователей в процесс связи и согласовывать управляющую информацию о медиаканалах, необходимых для сеанса. Здесь IP Multimedia является дополнением и предоставляет полный набор возможностей для сетевого оператора, позволяющий осуществлять аутентификацию клиентов, сетевые интерфейсы и административные функции, такие как сетевые предписания. Все это необходимо для создания взаимодействующих сетей, которые в совокупности могут обеспечивать действительно глобальное покрытие услуг в стиле простой телефонии. В IMS для построения конечных решений операторы могут выбирать оборудование от разных поставщиков контента, так как все они должны соответствовать стандартам IMS. Расходы на эксплуатацию и обслуживание IMS (включая потребление энергии, занимаемое пространство и управление сетью) становятся значительно ниже по сравнению с традиционными сетями голосовой связи.

Стандарт IMS является важным в семействе сетей нового поколения NGN, по которому могут предоставляться услуги, не зависящие от технологии стандартного доступа. IMS обеспечивает управление всеми связанными с обслуживанием требованиями, такими как качество обслуживания (Quality of Service, QoS), управление мобильностью пользователей и другими услугами. Для перспективных телекоммуникационных услуг IP-стандарт имеет большой потенциал для расширения и удовлетворения почти всех потребностей клиентов. В IMS используется три уровня: транспортный уровень, уровень управления IMS (для построения, изменения и завершения сеансов, только для протокола SIP) и уровень приложений (рис. 1).

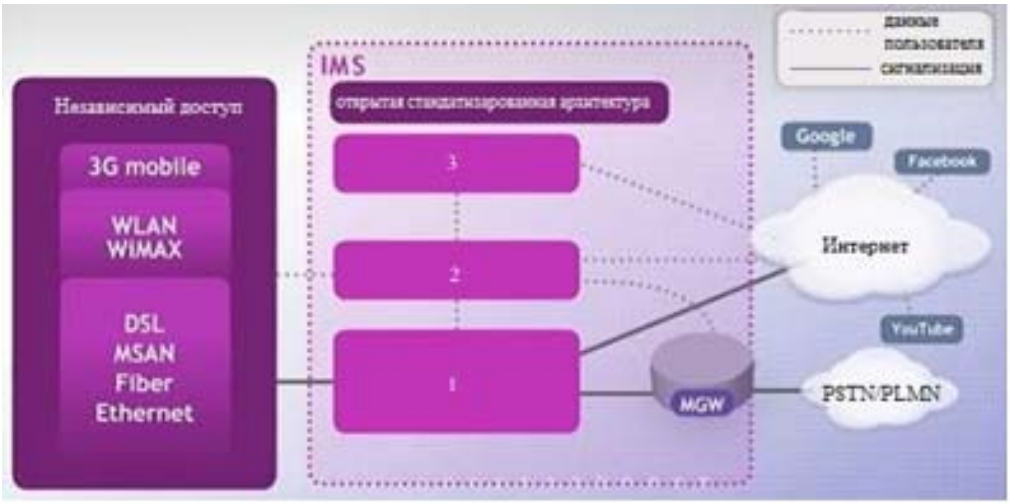


Рис. 1. IMS уровни (1 – транспортный уровень; 2 – уровень управления IMS; 3 – уровень приложений). Пояснения в тексте

Стандарт IMS предлагает почти безопасные сеансы связи, для качества которой QoS с уровня IMS переносится на уровень COPS (Common Open Policy Service). Эти услуги ещё находятся в стадии стандартизации, что делает их более гибкими. Здесь также возможно взаимодействие с телефонной сетью общего пользования PSTN (Public Switched Telephone Network). Функция управления пограничным шлюзом (Border Gateway Control Function, BGCF) вводится для присоединения пользователей POTS (Plain Old Telephone Service) к области IP-технологии, что обеспечивает плавный переход к полноправному использованию IP-протокола IMS. Пользователям POTS, подключенным к BGCF, предлагаются идентичные сервисы, предоставляемые сетями IMS. Пользователи могут получать доступ к IMS и сервисам, предоставляемым сетью IMS посредством различных технологий доступа. Независимость технологий доступа позволяет операторам и разработчикам услуг разрабатывать и внедрять новые услуги, не зависящие от устройств доступа. Само по себе IMS является независимой технологией доступа и поддерживает такие технологии беспроводного и проводного доступа, как сети голосовой и пакетной передачи данных с технологиями 3G, WLAN, UMTS, WiMAX, Wi-Fi, xDSL, HFC, PSTN, CDMA, LTE и т. д.

Сквозная передача голосовых сообщений по LTE (E2E VoLTE) заключает в себе возможности LTE, EPC и IMS, которые оптимизированы для приложений и сервисов следующих поколений, основанных на IP. Решение может быть полностью проверено посредством тестов, охватывающих сеть радиодоступа (Radio Access Network, RAN), EPC и IMS. Платформа для широкополосных беспроводных сетей All-IP 4G используется для поддержки голосовых вызовов в беспроводных сетях 4G, таких как Voice over

LTE (VoLTE). IMS предоставляет инфраструктуру сигнализации на основе SIP для установления голосовых вызовов и сеансов мультимедиа по IP-сетям.

IMS с MMTel – это ключевые системы, позволяющие обеспечивать передачу голосовой информации и обеспечивать требуемую телефонную систему для LTE. В технологии VoLTE требуется обновление программного обеспечения для сети LTE и базовой сети PS (Evolved Packet Core, EPC).

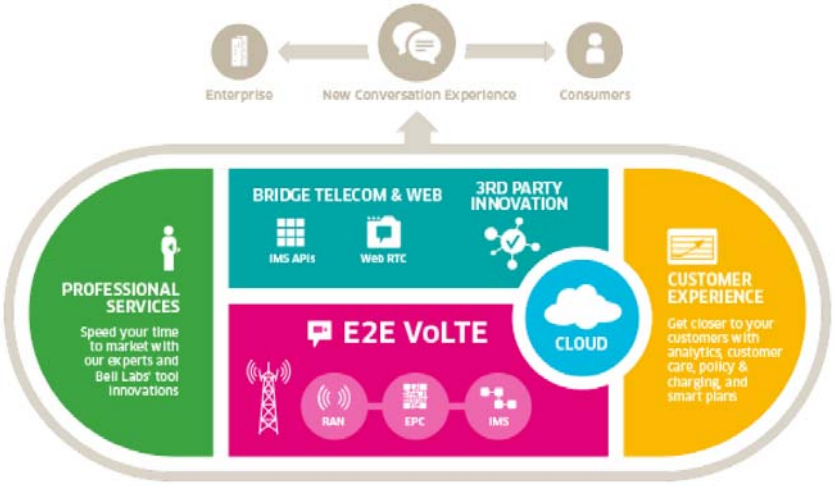


Рис. 2. VoLTE и его использование с облачным сервисом [3]

На рис. 2 показано решение VoLTE и его интеграция с облачным сервисом. VoLTE позволяет абонентам размещать голосовые вызовы на основе IMS и отправлять тексты (SMS) через персональное оборудование LTE, например, смартфоны, планшеты и ноутбуки. VoLTE предоставляет широкий спектр голосовых услуг операторам. Single Radio Voice Call Continuity (SRVCC) и расширенные возможности SRVCC обеспечивают передачу от LTE VoIP к 3G с коммутацией каналов (Circuit-Switched, CS), для экстренных служб с информацией о местоположении абонентов. Поставщики услуг также могут использовать только одну подсистему IMS, используемую в решении VoLTE, для взаимодействия с OTT(Over the Top) с помощью API IMS и Application Enablement. Для того, чтобы предложить услуги беспроводной IMS, операторы должны быть в состоянии соответствовать нормативным требованиям для аварийного либо законного перехвата даже тогда, когда пользователь выходит на границу зоны действия сети LTE, что позволяет пользователям выполнять вызовы за пределами своей домашней сети. Кроме этого, абоненты IMS в беспроводной среде могут вызывать других пользователей IMS, других мобильных пользователей в PLMN, фиксированных пользователей IMS и пользователей в PSTN.

4G LTE – это технология широкополосного радиодоступа следующего поколения, основанная на пакетной передаче для беспроводных сетей. Стандарты LTE взаимодействуют со всеми другими стандартами беспроводных сетей, поддерживаемые спецификациями 3GPP и 3GPP2. Архитектура сети LTE включает в себя компоненты eUTRAN(evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) и EPC. Развитая универсальная наземная сеть радиодоступа eUTRAN является частью усовершенствованной и упрощенной сети радиодоступа LTE (RAN). Сеть eUTRAN содержит радиочастотные передатчики и приемники, используемые для непосредственного взаимодействия с пользовательским оборудованием (User Equipment, UE). Узел eNodeB соединяет UE абонента (мобильное устройство) с сетью LTE.

Подсистема EPC представляет собой пакетную часть IP-сети для LTE. EPC переносит трафик (видео, голос и данные) в пакетную форму. Все сеансы данных eNodeB проходят через EPC, соединяющие UE с различными сетями пакетных данных (Packet Data Networks, PDNs). Примером PDN (Packet Domain Net) является Интернет, а также частные сети передачи данных. Ядро сети EPC состоит из четырех основных компонент: модуль управления мобильностью MME (Mobility Management Entity), функции политики оператора и функции сетевых предписаний (Policy and Charging Rules Function, PCRF), обслуживающего шлюза (Serving Gateway, SGW) и шлюза пакетной сети (Packet Data Network Gateway, PGW). Модуль MME обеспечивает функции управления мобильностью, управление сеансом и аутентифицирует UE посредством обращения к домашнему либо визитному регистру. PCRF поддерживает сетевое управление обнаружением, потоком данных, QoS на основе обслуживания информационного потока (Service Data Flow, SDF), а также динамическим перераспределением ресурсов QoS и решением оператора по обработке данных служб в PCRF (PGW / SGW). Шлюз SGW маршрутизирует и пересылает пользовательские пакеты, а также выступает в качестве «якоря» мобильности для пользовательской плоскости передачи в LTE-стандарте, а также технологии радиодоступа (inter-Radio Access Technology, RAT). Примеры inter-RAT-передач включают в себя передачу обслуживания с LTE на CDMA или LTE на W-CDMA. Шлюз PGW обеспечивает подключение сеанса UE к внешним сетям пакетной передачи данных. Терминал UE может иметь более одного активного сеанса с PGW для доступа к нескольким сетям пакетных данных (PDN). Шлюз PGW может использоваться для соединений с другими сетями, такими как WiMAX. По изложенному можно сделать вывод, что IP-телефония оказывается более дешевым решением как для оператора, так и для абонента. Происходит это благодаря тому, что:

• традиционные телефонные сети (ТфОП) обладают избыточной производительностью, в то время как IP-телефония использует технологию сжатия голосовых пакетов и позволяет полностью использовать емкость телефонной линии;

• как правило, на сегодняшний момент доступ в глобальную сеть есть у всех желающих, что позволяет сократить затраты на подключение или совсем исключить их;

• звонки в локальной сети могут использовать внутренний сервер и происходить без участия внешней АТС.

IP-телефония позволяет улучшить качество связи. Достигается это, опять же, благодаря трем основным факторам:

• телефонные серверы постоянно совершенствуются и алгоритмы их работы становятся более устойчивыми к задержкам или другим проблемам IP-сетей;

• в частных сетях их владельцы обладают полным контролем над ситуацией и могут изменять такие параметры, как ширина полосы пропускания, количество абонентов на одной линии и, как следствие, величину задержки;

• сети с коммутацией пакетов совершенствуются и здесь тоже вводятся новые протоколы и технологии, позволяющие улучшить качество связи (например, протокол резервирования полосы пропускания RSVP).

Виртуализация в телекоммуникационной отрасли становится более популярной в последние годы. Перенос одной операционной системы с некоторого физического узла на другой является одной из наиболее важных характеристик этой технологии. Эта функция дает возможность сетевым администраторам разрешать некоторые проблемы как на аппаратном, так и на программном уровне в короткие сроки. Внедрение этого метода в рамках проблемы перегрузки архитектуры IMS уже решена, в том числе проблема качества обслуживания (QoS) для клиентов IMS. Использование этого метода значительно снижает задержки: примерно на 40 % для регистрации и на 38 % для на-

стройки сеанса связи. Предлагаемая облачная инфраструктура может восстанавливаться после некоторых сбоев в течение нескольких секунд, используя технологию M2M. Облачная инфраструктура предлагает услуги динамического распределения ресурсов, балансировки нагрузки и защиты от стихийных бедствий, используя VM-PM-алгоритм и этот механизм управления перегрузкой/консолидацией для обеспечения более эффективного использования предоставленных сетевых ресурсов.

Качество связи (QoS) в стандарте IMS трех поколений беспроводного доступа (3G, Wi-Fi и WiMAX) интегрировано в облачную вычислительную среду для предоставления различных услуг, таких как услуги VoIP и потоковая передача видео. Основная причина, по которой основная сетевая сеть Telecom по-прежнему не интегрирует облачные вычисления, заключается в том, что основной характеристикой облачных вычислений является предоставление лучших услуг, как это могло бы быть, без гарантирования QoS. Уровень надежности телекоммуникационной сети чрезвычайно важен для всех телекоммуникаций. Облачная технология базовой сети Telecom должна быть преобразована от обычной платформы к платформе, которая может эффективно использовать общие ресурсы для обеспечения требуемых услуг. Решения должны включать технологии виртуализации, в том числе такие, как надежность.

Решение IMS является более простым для реализации, в значительной степени масштабируемым и экономически эффективным. Поскольку IMS имеет простую модель с точки зрения сетевых объектов, то в этой топологии становится более управляемой передача голосовых сообщений. Для управления качеством обслуживания и обеспечения совместимости IMS-стандарт является экономически эффективным. Архитектура VoLTE объединяет функции стандартов LTE, EPC и IMS, которые оптимизированы для приложений и сервисов следующего поколения. Технология VoLTE предоставляет полномасштабный комплекс услуг для операторов связи. В будущем развитие телекоммуникаций потребует большей пропускной способности и поддержки возможного роста трафика и соответствующих услуг. Поскольку IMS находится в ядре сети Telecom и взаимодействует с другими технологиями доступа, управление основной сетью IMS имеет решающее значение. Благодаря IP-телефонии решается проблема занятой линии, равно как и переадресации и перевода вызова в режим ожидания.

Список литературы

1. Григорьев В.А и др. Построение сетей LTE с использованием технологии IMS // Электросвязь. 2016. № 10. С. 52–55.

2. 3GPP, TS23.228 IP Multimedia Subsystem (IMS) (2014). URL http://www.3gpp.org/DynaReport/23228.htm.

3. Orhan O. et al. IP Multimedia Subsystem and Its Future Perspectives // International Journal of Computing Academic Research. 2016. Vol. 5. N. 4. P. 187–194.

ИССЛЕДОВАНИЕ СЕТЕЙ SDN С ПРИМЕНЕНИЕМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО АППАРАТА НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

А. Ю. Турбов, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники, СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
Институт информатики и телекоммуникаций, СибГУ им. М. Ф. Решетнева
660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: alex.turbov@yandex.ru

Статья посвящена исследованию программно-конфигурируемых сетей (SDN) с применением математического аппарата нечеткой логики. Описаны особенности существующих методов обеспечения QoS. Поставлена задача для исследования, выделены анализируемые характеристики сети. Далее выполнено пошаговое исследование приведенной сети с помощью аппарата нечеткой логики. Выделены основные преимущества и недостатки используемого аппарата. Сделаны выводы о применимости метода для дальнейшей работы в направлении QoS в SDN.

Введение

На сегодняшний день роль таких понятий в телекоммуникационной сфере, как виртуализация и облачные сервисы возрастает с каждым днем. По информации аналитиков различных агентств, дальнейшие стратегии IT-развития компаний, будут строиться именно вокруг указанных выше понятий. Вот здесь и выходит на сцену технология SDN. На данный момент, она является практически самой перспективной технологией для реализации функции виртуализации и облачных хранилищ, имея некоторые преимущества перед традиционными сетями, такие как простота и масштабируемость. Использование сетей SDN уже началось, например компания Google уже имеет свою сеть SDN.

Основным вопросом при внедрении сетей SDN, остается вопрос обеспечения качества обслуживания. В различных источниках встречается масса различных методов и теорий, описанных в общих чертах и слабо применимых на реальном оборудовании. Основная проблема в том, что практически во всех этих методах используется метод графов. Метод графов перешел из традиционных сетей, главный его недостаток – это значительное увеличение сложности расчета с увеличением размера сети, что требует огромных вычислительных мощностей. Анализ таких методов выполнен в работе [1]. В связи с этим для исследования сетей SDN предлагается использовать иные математические аппараты. Данное исследование в работах [2–4] затрагивало применение тензорного анализа для исследования сетей SDN. Тензорный метод возможен для применения, но он, так же как метод графов, требует больших мощностей для вычисления.

Исходя из всего вышесказанного, можно сделать вывод о том, что исследование сетей SDN с применением математических аппаратов действительно актуально, в особенности вопросов качества обслуживания, так как параметры QoS отражают реальную картину функционирования сети. В соответствии с этим в данной работе предлагается использование математического аппарата нечеткой логики для исследования сетей SDN. Данный метод подразумевает построение нечетких выводов, актуальных для используемой телекоммуникационной структуры. В процессе исследования будет осуществлен переход от нечетких выводов к четким (численным) решениям задачи.

В качестве основных анализируемых характеристик будут использованы такие, как:

– количество пользователей;

– длина очереди;

– пропускная способность канала (сети).

Целью работы является определение необходимой пропускной способности (пределов пропускной способности) для обеспечения нормального функционирования сети

связи применительно к указанным выше характеристикам, которые будут иметь четкие числовые значения.

Этап 1. Определение лингвистических переменных

Как уже говорилось, для решения поставленной задачи используем математический аппарат нечеткой логики. Основная идея заключается в формировании нечетких правил для рассматриваемой сети связи и дальнейший переход от нечетких правил к четким численным результатам. На рис. 1 представлена схема рассматриваемой сети SDN.

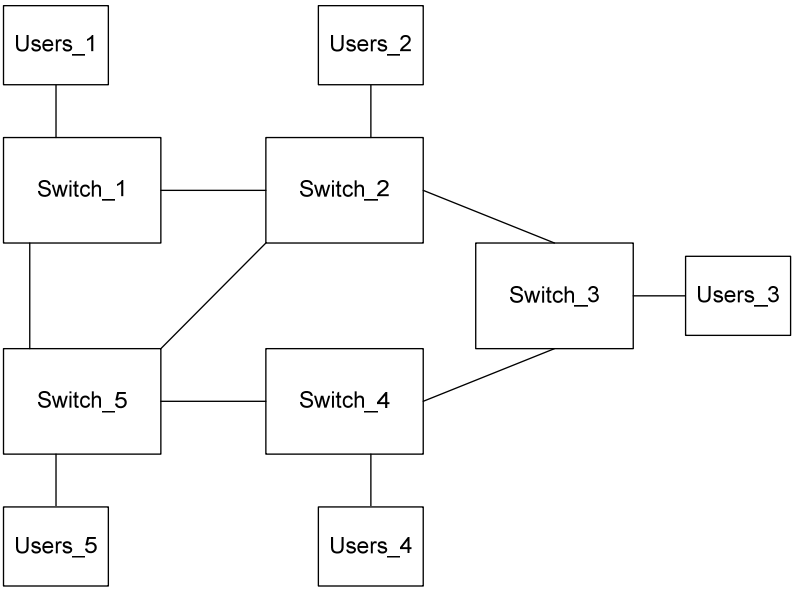


Рис. 1. Схема рассматриваемой сети SDN

На данном этапе исследования необходимо определить лингвистические переменные системы. Это такие переменные, которые представлены не числами, а словами, а иногда и предложениями на естественном и формальном языках. В нашем случае лингвистические переменные будут совпадать с указанными характеристиками сети. Здесь же необходимо определить диапазон численных значений, которые может принимать та или иная переменная. Исходя из этого, получаем следующие лингвистические переменные:

– количество пользователей, диапазон от 0 до 600 ед.;

– длина очереди, диапазон от 0 до 10 мест;

– пропускная способность, диапазон от 0 до 10 Мб/с.

Этап 2. Фаззификация

Далее каждую из выбранных лингвистических переменных необходимо фаззифицировать, т. е. выбрать термы и сопоставить им числовые значения. Терм – это то или иное значение лингвистической переменной, иными словами – нечеткая переменная. В таблице представлены термы для каждой переменной, а также числовое значение терма.

Таблица

Значения термов

Лингвистическая переменная	Терм 1		Терм 2		Терм 3	
	словесное	числовое	словесное	числовое	словесное	числовое
Количество пользователей	Маленькое	150	Среднее	250	Большое	550
Длина очереди	Маленькая	2	Средняя	5	Большая	9
Пропускная способность	Низкая	1	Средняя	6	Высокая	9

Этап 3. Построение функции принадлежности для каждого терма

Функция принадлежности $\mu(x)$ показывает степень принадлежности каждого элемента множества рассуждения к определенному нечеткому множеству. За многие годы изучения нечеткой логики функции принадлежности были типизированы в зависимости от абстрактного значения термов, в частности для задания неопределенностей типа: приблизительно, средне и т. д., используются треугольные и трапецеидальные функции; для неопределенностей типа: маленький, низкий и т. д., используются квадратичные, гармонические, сигмоидальные и линейные Z-функции; для неопределенностей типа: большой, высокий и т. д., используются квадратичные, гармонические, сигмоидальные и линейные S-функции. Данные выводы были сделаны на основе многочисленных исследований, в результате которых было выяснено, что наиболее достоверный результат получается именно при данных сопоставлениях терм – функция принадлежности.

На рис. 2 показаны функции принадлежности для термов лингвистической переменной количество пользователей.



Рис. 2. Функции принадлежности для термов лингвистической переменной количество пользователей



Рис. 3. Функции принадлежности для термов лингвистической переменной длина очереди



Рис. 4. Функции принадлежности для термов лингвистической переменной пропускная способность

Аналогично выполняем построение функций принадлежности для переменных длина очереди и пропускная способность. Результаты построения представлены на рис. 3 и 4 соответственно.

Этап 4. Составление правил

Правила представляют собой стандартные логические утверждения вида: ЕСЛИ (условие_1) И/ИЛИ (условие_2), то ВЫВОД. Также утверждение может иметь вид: ЕСЛИ (условие_1), то ВЫВОД.

Сформулируем три правила применительно к нашей задаче.

Правило 1. ЕСЛИ количество пользователей маленькое И количество мест в очереди большое, то пропускная способность высокая.

Правило 2. ЕСЛИ количество пользователей среднее, то пропускная способность средняя.

Правило 3. ЕСЛИ количество пользователей большое И количество мест в очереди маленькое, то пропускная способность низкая.

Как можно заметить, в каждом из правил выводом является терм пропускной способности. Это значит, что входными переменными являются количество пользователей и длина очереди, а выходной – пропускная способность.

Этап 5. Определение степени принадлежности антецедента

В данном случае под антецедентом подразумевается результат выполнения правил, сформированных на этапе 4. Для определения антецедента воспользуемся переходом от логических операторов к математическим функциям. Соответствие условий и функций будет иметь следующий вид:

логический оператор И, соответствует математической функции MIN;

логически оператор ИЛИ, соответствует математической функции MAX.

Далее приступим к определению степени принадлежности антецедента для каждого из правил.

Правило 1. ЕСЛИ количество пользователей маленькое И количество мест в очереди большое, то пропускная способность высокая. Для данного правила определим значение «количество пользователей маленькое», равное 110, что составляет 0,73 от исходного маленького значения (этап 2). Значение «длина очереди большая» будет равно 8, что составляет 0,89 от исходного большого значения (этап 2). Следовательно, представляя данное правило с использованием математических функций, получим:

$$MIN\ (\text{количество пользователей; длина очереди}) = MIN(0{,}73; 0{,}89) = 0{,}73. \quad (1)$$

По такому же алгоритму получаем результаты для правил 1 и 2 соответственно:

$$\text{ЕСЛИ кол} - \text{во пользователей } 230\ (0{,}92), \text{значит пропускная способность } 0{,}92 \quad (2)$$

$$MAX\ (500; 1) = MIN(0{,}9; 0{,}5) = 0{,}9 \quad (3)$$

В итоге получаем значения антецедента для правил 1, 2 и 3 – 0,73; 0,92 и 0,9 соответственно.

Этап 6. Определение итогового значения пропускной способности

Для определения итогового значения пропускной способности необходимо выполнить построение графиков пропускной способности на одной оси с учетом полученных значений антецедента. Результаты построения представлены на рис. 5.

На рисунке правило 1 представлено синим графиком, правило 2 – зеленым, правило 3 – красным соответственно. Антецеденты правил 1, 2 и 3 представлены оранжевой, серой и желтой прямыми соответственно.

Этап 7. Дефаззификации

В рамках данного этапа осуществим переход от функций принадлежности выходной лингвистической переменной к её четкому (числовому) значению. Для нас это про-

пускная способность. Для выполнения данной операции необходимо построить результирующую функцию на основании рис. 5. Результаты представлены на рис. 6.

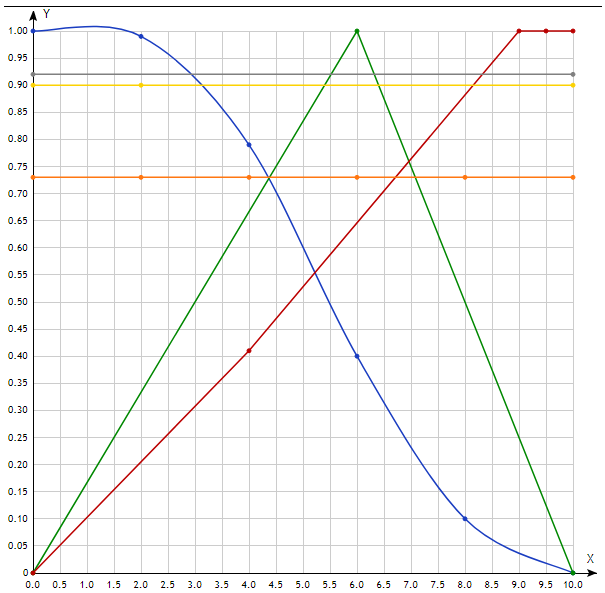


Рис. 5. Графическое представление правил и изображение антецедента

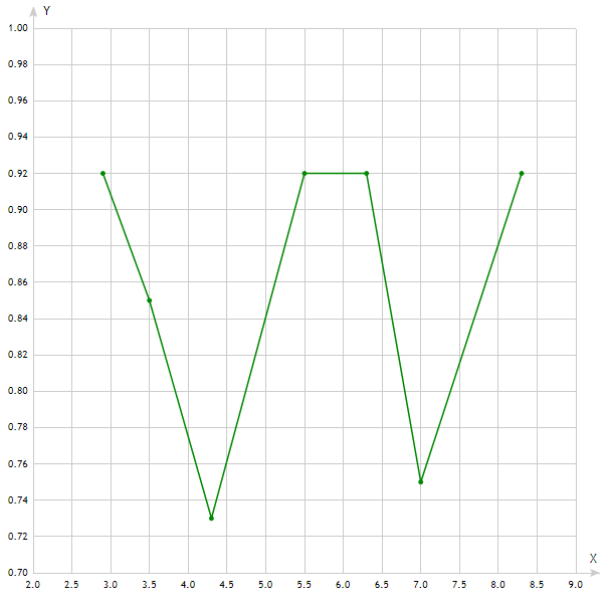


Рис. 6. Результирующая функция пропускной способности

На основании построенной функции необходимо выбрать значения пропускной способности, удовлетворяющие условиям нашей задачи. Для выполнения данного шага существует несколько десятков методов. В данном случае применим наиболее часто используемые методы:

метод левого модального значения, в данном методе значение необходимой переменной равно левому минимуму функции, в нашем случае это 4,3 Мб/с;

метод правого модального значения, здесь значение необходимой переменной равно правому максимуму функции, в нашем случае это 8,3 Мб/с;

метод центра площади между минимальным и максимальным значениями, необходимо провести биссектрису, поделив площадь получившейся фигуры на равные части, в нашем случае это порядка 6,8 Мб/с.

Заключение

Как видно из полученных результатов, значение пропускной способности соответствующее условиям, заданным на этапе фаззификации, лежит в пределах от 4,3 Мб/с до 8,3 Мб/с. Это означает, что для обеспечения заданного качества обслуживания в рассматриваемой сети значение пропускной способности должно быть не ниже 4,3 Мб/с. Значение может быть выше 8,3 Мб/с, но для данной ситуации в этом нет необходимости, лучше оставить запас на случай увеличения количества источников нагрузки.

Исходя из всего вышесказанного, можно сделать вывод о пригодности использования математического аппарата нечеткой логики для обеспечения качества обслуживания в программно-конфигурируемых сетях. Основное преимущество использования данной модели в простоте расчета, по сравнению с методом графов или тензорным анализом. В данном случае расчет был выполнен для всей сети в целом, так как считаем, что каждое устройство в сети и канал связи имеют одинаковые характеристики, например, это может быть внутренняя сеть предприятия. В случае же если сеть состоит из устройств, имеющих различные характеристики, например СПД оператора связи, то необходимо будет разбить данную сеть на участки и для каждого из участков рассчитать значение выходной лингвистической переменной. Выполнение операции не составит труда, так как нам по своей сути неважно, сеть это в целом или участок, алгоритм остается один и тот же, а расчетов минимум. К недостаткам можно отнести зависимость результата от выполнения фаззификации и выбора функции принадлежности. Но данный недостаток устраняется, если несколько раз провести расчет и выбрать наиболее оптимальные функции принадлежности. Окончательно подтвердить результаты исследования планируется в следующей работе с использованием имитационного моделирования.

В целом, анализируя модель и беря во внимание преимущества и недостатки, можно утверждать, что математический аппарат нечеткой логики может применяться как основной аппарат для разработки методов обеспечения QoS в программно-конфигурируемых сетях.

Список литературы

1. Турбов А.Ю., Пономарев Д.Ю. Анализ методов управления информационными потоками в сетях SDN // Инновации в науке. 2017. № 15. С. 40–42.

2. Турбов А.Ю., Пономарев Д.Ю. Исследование распределения трафика в сетях SDN методом тензорного анализа // Материалы XIX Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск. 2016. С. 551–554.

3. Турбов А.Ю., Пономарев Д.Ю. Исследование сетей SDN узловым методом // Материалы XIV междунар. науч.-практ. конф. «Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире». Санкт-Петербург: «Стратегия будущего». 2016. С. 112–117.

4. Применение ортогональных моделей тензорного анализа для исследования QoS в SDN / В.И. Закиров, А.А. Ковалева, А.С. Третьяков, А.Ю. Турбов, Д.Ю. Пономарев // Междунар. науч.-исслед. журнал. 2017. 3. С. 40-46. DOI: https://doi.org/10.23670/IRJ.2017.57.146.

5. Лионенков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. СПб.: БХВ Петербург, 2003. 736 с.

6. Пивкин В.Я., Бакулин В.П., Кореньков Д.И. Нечеткие множества в системах управления. Новосибирск: НГУ, 1998. 75 с.

7. Лукас В.А. Основы fuzzy-управления. Екатеринбург: УГГГА, 2000. 62 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВА ЭКСТРЕННЫХ СЛУЖБ ПО ЕДИНОМУ НОМЕРУ

А. С. Яткина, М. К. Заленская

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

При построении сетей связи важным этапом является прогнозирование их работы с целью создания надежной и отказоустойчивой системы. Современные технологии и методы позволяют сымитировать работу различных систем, например, работу call-центра или корпоративную LAN-сеть.

В настоящее время в России ведется активная деятельность по созданию системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» (Система-112). Система-112 предназначена для информационного обеспечения единых дежурно-диспетчерских служб муниципальных образований. Вызвать пожарных, полицию, скорую медицинскую помощь, аварийную газовую службу, спасателей и сотрудников службы «Антитеррор» можно будет по единому номеру «112». Поступивший звонок передается в соответствующую дежурно-диспетчерскую службу для экстренного реагирования. При этом обратившемуся может быть оказана дистанционная психологическая поддержка.

Система-112 позволит определять местонахождение звонившего, анализировать поступившую информацию, автоматически восстанавливать прерванное соединение, регистрировать все входящие и исходящие вызовы. Возможен прием СМС-сообщений, а также вызовов на иных языках, помимо русского. Предусмотрено ведение базы данных об основных характеристиках происшествий, начале, завершении и результатах экстренного реагирования на полученные вызовы.

Система-112 должна функционировать в круглосуточном режиме и находиться в постоянной готовности к организации экстренного реагирования на сообщения о происшествиях. Прием и обработка вызовов в системе-112 осуществляется операторским персоналом, который вводит в базу данных основные характеристики происшествия, осуществляет анализ и передачу характеристик происшествия, а также при необходимости передачу вызовов в дежурно-диспетчерские службы соответствующих экстренных оперативных служб.

Операторский персонал должен осуществлять прием звонков в центре обработки вызовов (ЦОВ-112). ЦОВ-112 предназначен для приема и обработки вызовов от населения и передачи на реагирование в соответствующие службы, а также взаимодействия с ЕДДС (Единой дежурно-диспетчерской службой) и ДДС. ЦОВ-112 является интегрирующим объектом Системы-112, осуществляющим централизованное управление, обеспечение информационной безопасности, ведение баз данных, формирование статистических отчётов, регистрацию действий персонала, обобщение, оценку и контроль данных об оперативной обстановке, анализ поступающей информации обо всех происшествиях, обеспечение консультативной и психологической поддержки в рамках Системы-112. Схема связи Системы-112 показана на рис. 1.

Для предсказания работы ЦОВ-112 необходимо применить моделирование. При моделировании сетей связи, как правило, используется один из двух подходов. Первый из них основан на теории телетрафика, которая является приложением теории систем массового обслуживания к сетям связи и базируется на принципах теории вероятности. В рамках этого подхода могут быть получены строгие математические результаты, представляемые на вероятностном языке. Недостатком подхода является сложность

расчетов, делающая трудным или невозможным исследование сложных систем, особенно если они нестационарны во времени.

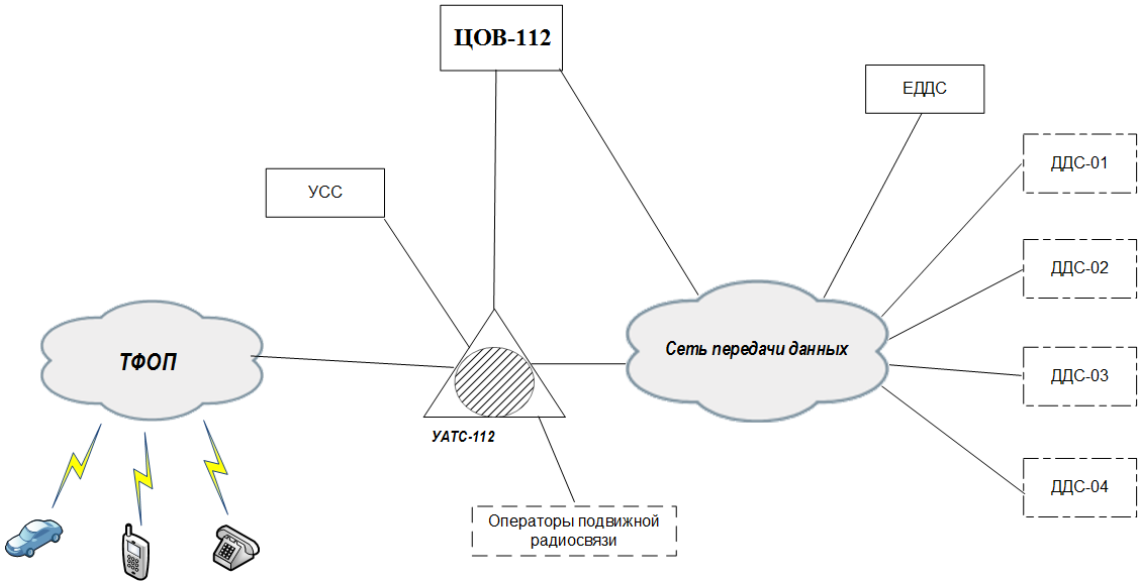


Рис. 1. Схема связи Системы-112

Второй подход заключается в непосредственном моделировании процессов, протекающих в системе (например, генерации заявок и их обслуживания), с помощью специальной программы. Такой способ моделирования называется имитационным. Результаты моделирования в таких системах могут различаться от запуска к запуску, и для получения достоверных сведений требуется статистическая обработка достаточно большого объема результатов.

Также для моделирования могут быть использованы языки имитационного моделирования (ЯИМ) и языки общего назначения (ЯОН). Предпочтение отдается ЯИМ, поскольку они удобны при моделировании информационных систем и проблемно ориентированы. К недостаткам ЯИМ относятся неэффективность рабочих программ, сложность отладки, недостаток документации.

Наиболее известными ЯМ являются DYNAMO, GAPS, SIMSCRIPT, FORSIM, SIMULA, GPSS и некоторые другие.

Если предпочтение отдается блочной конструкции модели при наличии минимального опыта в моделировании, то следует выбрать язык GPSS, но при этом следует помнить, что он негибок, требует большого объема памяти и затрат машинного времени для счета.

С другой стороны, существуют специальные, ориентированные на моделирование вычислительных сетей, программные системы, в которых процесс создания модели упрощен. Такие системы сами генерируют модель сети на основе исходных данных о ее топологии и используемых протоколах, об интенсивностях потоков запросов, о протяженности линий связи, о типах используемого оборудования и приложений. Программные системы моделирования могут быть как узкоспециализированными, так и достаточно универсальными, позволяющими имитировать сети самых различных типов. Качество результатов моделирования в значительной степени зависит от точности исходных данных, переданных в систему имитационного моделирования (ИМ).

Перечислим некоторые популярные системы ИМ: Prophesy, COMNETIII, NetMakerXA, StressMagik, MIND, AutoNet/Designer, AutoNet/MeshNET,

AutoNet/Performance-1, AutoNet/Performance-3, BONES, Opnet, Networksimulatorversion 2 (NS2).

Рассмотрим подробнее систему NS2. Данный симулятор осуществляет моделирование проводных и беспроводных ЛС, сетей X.25, ATM, FrameRelay, Webcach-ing, HTTP, всех разновидностей TCP и других. Результатом работы симулятора являются выходные текстовые файлы, в которых регистрируется ход моделирования (моменты генерации/получения пакетов, состояние очередей, отброс пакетов в очередях и т. д.). Кроме того, в модель могут быть включены инструкции, вычисляющие любые величины, измерение которых требуется в конкретной задаче (задержка пакетов, пропускная способность и т. п.). Значения этих величин в ходе моделирования также могут регистрироваться в выходных файлах. Для визуализации результатов служат аниматор NAM (NetworkAnimator) и построитель графиков Xgraph. Кроме того, система содержит генератор топологий, упрощающий описание топологии больших сетей.

Таким образом, системы имитационного моделирования могут быть использованы для определения характеристик проектируемой сети Системы-112, таких как количество операторов, вероятность соединения с оператором без очереди, среднее время ожидания соединения с оператором, уровень обслуживания, занятость операторов. Также имитационное моделирование позволяет выяснить оптимальную топологию системы, подсчитать необходимое количество соединительных линий и т. п. Системы и языки имитационного моделирования значительно упрощают поставленную задачу, так как аналитические методы требуют значительно больше усилий для изучения теоретических основ, математического аппарата, а также для дальнейших расчетов.

Список литературы

1. Шелухин О.И. Моделирование информационных систем: учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия–Телеком, 2011. 536 с.: ил.

2. Зарубин А.А. Call- и контакт-центры: эволюция технологий и математических моделей // Вестник связи. 2003. № 8. С. 85–88.

3. Канаков О.И. Система моделирования сетей связи NS2: метод. пособие. Нижегородский гос. ун-т им. Н.И. Лобачевского. Нижний Новгород, 2003.

4. Постановление правительства РФ от 21 ноября 2011 г. № 958 «О системе обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112».

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

ФТОРАММОНИЙНАЯ ОБРАБОТКА ПРИРОДНОГО МАГНЕЗИАЛЬНОСИЛИКАТНОГО СЫРЬЯ ДЛЯ СИНТЕЗА КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ФАЗ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ РАДИОКЕРАМИКИ

Ш. М. Шарафеев, В. М. Погребенков (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский политехнический университет
634050, г. Томск, пр. Ленина, 30
E-mail: sms4@tpu.ru

Статья посвящена вопросу регулирования фазового состава магнезиальносиликатной электрокерамики путем удаления структурного кремния из исходного сырья (природного талька) при его обработке гидродифторидом аммония. Выявлено, что образующийся при фторировании побочный фторид магния присутствует в синтезированных при обжиге образцах керамик как в виде самостоятельной фазы, так и в составе фаз островных силикатов группы гумита. Установлено, что фтораммонийная обработка талька позволяет регулировать фазовый состав магнезиальносиликатной керамики в широких пределах.

Введение. Электроизоляционные керамические материалы широко используются при производстве различных аппаратов и приборов. Это обусловлено тем, что керамические диэлектрики сочетают в себе ряд таких важных свойств, как высокая механическая прочность, устойчивость в условиях вакуума и при высоких температурах, высокая химическая инертность по отношению к агрессивным средам, а также стабильность электрических характеристик в течение длительного времени.

Рядовой электротехнический фарфор на основе природного алюмосиликатного сырья (глин и каолинов) часто не удовлетворяет достаточно жестким требованиям, предъявляемым к материалам ответственных узлов различной электро- и радиоаппаратуры. Наиболее приемлемой альтернативой электротехническому фарфору согласно [1] являются керамические материалы, основная кристаллическая фаза которых представлена силикатами магния: энстатитовая (на основе метасиликата магния $MgO{\times}SiO_2$) и форстеритовая (на основе ортосиликата магния $2MgO{\times}SiO_2$) керамика.

Магнезиальносиликатная керамика характеризуется низкими значениями диэлектрических потерь в высокочастотном диапазоне, высокими значениями механической прочности и пробивного напряжения; основная область применения данных видов материалов – высокочастотные диэлектрики.

Основным сырьевым материалом для изготовления данного вида керамики являются чистые разновидности талька – природного гидросиликата магния, имеющего формулу $3MgO{\times}4SiO_2{\times}H_2O$. При нагревании талька происходит его разложение до метасиликата магния по уравнению реакции (1) с потерей структурной воды:

$$3MgO{\times}4SiO_2{\times}H_2O \rightarrow 3(MgO{\times}SiO_2) + SiO_2 + H_2O\uparrow \qquad (1)$$

В технологии энстатитовой керамики в состав сырьевой смеси вводятся различные стеклообразующие добавки, образующие с оксидом кремния легкоплавкие эвтектики, что впоследствии приводит к образованию стеклообразной фазы керамического материала при охлаждении изделий.

В технологии форстеритовой керамики распространенным приемом является подшихтовка сырьевой смеси чистым оксидом магния MgO с целью получения кристаллической фазы форстерита при его взаимодействии с метасиликатом магния по уравнению реакции (2) и оксидом кремния по уравнению реакции (3):

$$MgO \times SiO_2 + MgO \rightarrow 2MgO \times SiO_2 \quad (2)$$

$$2MgO + SiO_2 \rightarrow 2MgO \times SiO_2 \quad (3)$$

Таким образом, при синтезе основных кристаллических фаз магнезиальносиликатной керамики возникает необходимость удаления избыточного оксида кремния из системы. Согласно работам [2–4] удаление структурного кремнезема из минеральных систем возможно при действии на минерал расплавленного гидродифторида аммония (ГДФА) NH_4HF_2 по уравнению реакции:

$$SiO_2 + 3NH_4HF_2 \rightarrow (NH_4)_2SiF_6 + NH_3\uparrow + 2H_2O\uparrow \quad (4)$$

Образующийся при этом гексафторосиликат аммония $(NH_4)_2SiF_6$ легко сублимируется в температурном диапазоне 280–380 °С, обеспечивая таким образом обескремнивание исходного минерала.

Изучение процессов, происходящих при фтораммонийной обработке силикатов, актуально, поскольку данный способ позволяет в определенной мере регулировать химический состав исходного минерала, а следовательно – фазовый состав керамики на основе обработанных ГДФА минералов. К тому же при этом происходит значительная активация кристаллической решетки минерала вследствие дефектообразования в его исходной структуре, что делает материал более способным к спеканию и различным твердофазным реакциям.

Цель работы. Выявление закономерностей фазообразования при обжиге нелетучих продуктов фтораммонийной обработки талька.

Методика проведения работы. В работе использовался тальк Онотского месторождения (Иркутская область), а также аммоний фтористый кислый марки ч.д.а. по ГОСТ 9546–75. Компонентные шихты талька с ГДФА (таблица) были рассчитаны в предположении того, что при фторировании минерала будет происходить исключительно взаимодействие фторирующего агента с кремнеземистой частью.

Таблица

Компонентные составы шихт ГДФА с тальком

Шифр состава	Соотношение тальк / ГДФА (моль/моль)	Массовая доля компонентов в шихте, мас.%	
		Тальк	ГДФА
Т0	1 / 0,0	100,0	0,0
Т1	1 / 1,5	81,6	18,4
Т2	1 / 3,0	68,9	31,1
Т3	1 / 4,5	59,6	40,4
Т4	1 / 6,0	52,6	47,4
Т5	1 / 7,5	47,0	53,0
Т6	1 / 9,0	42,5	57,5

Компоненты смешивались в фарфоровой ступке и помещались в корундовые конические тигли. Реакция фторирования с участием жидкой фазы проводилась при температуре 150 °С (температура плавления ГДФА составляет 126 °С) в течение 1 часа. Сублимационная очистка продуктов реакции от фторосиликата аммония проводилась при температуре 350 °С в течение 4 часов. На основе нелетучих продуктов фтораммонийной обработки путем полусухого прессования формовались образцы в виде дисков, которые обжигались в диапазоне температур 1000–1300 °С с выдержкой в течение 2 часов.

Полученные образцы анализировались методами рентгеновской дифрактометрии (ДРОН-3М) и растровой электронной микроскопии (JEOL JSM 6000).

Результаты. Согласно результатам рентгенофазового анализа основным продуктом фторирования талька является гексафторосиликат аммония, что свидетельствует о преимущественном обескремнивании минерала. Однако после сублимационной очистки образцов на рентгенограммах наблюдается появление фазы фторида магния, вероятно образующегося при воздействии ГДФА на структурный оксид магния по уравнению реакции (5):

$$MgO + NH_4HF_2 \rightarrow MgF_2 + NH_3\uparrow + H_2O\uparrow \quad (5)$$

Рентгенофазовый анализ обожженных при температурах 1000 и 1100 °С образцов затруднен, дифрактограммы представляют собой аморфное гало со слабовыраженными рефлексами, идентификация которых затруднена. Вероятно, это связано с тем, в данном температурном интервале не происходит значительной кристаллизации продуктов разложения остаточного талька, а также с тем, что при данных температурах не происходит значительного залечивания дефектов решетки, образующихся при обескремнивании минерала.

Более полное фазообразование происходит при более высоких температурах обжига (рис. 1). При этом по мере увеличения содержания ГДФА в исходной шихте увеличивается выход фазы форстерита как более обедненного кремнеземом по сравнению с энстатитом соединения. Содержание фазы энстатита при этом заметно снижается (рис. 2).

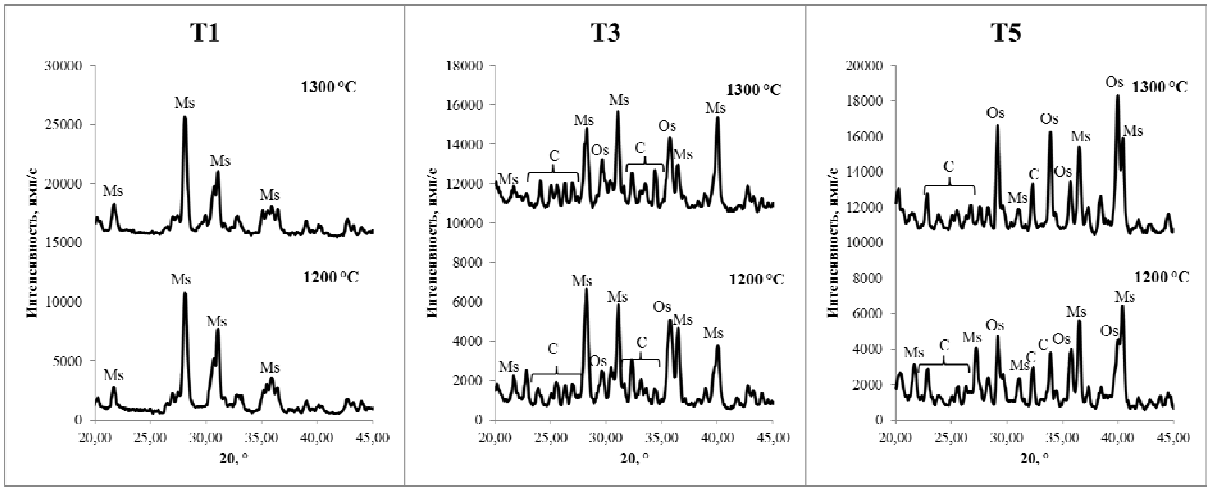


Рис. 1. Рентгенограммы образцов фтораммонийной обработки талька после обжига при 1200 и 1300 °С. Обозначения: Ms – энстатит, Os – форстерит, C – хондродит

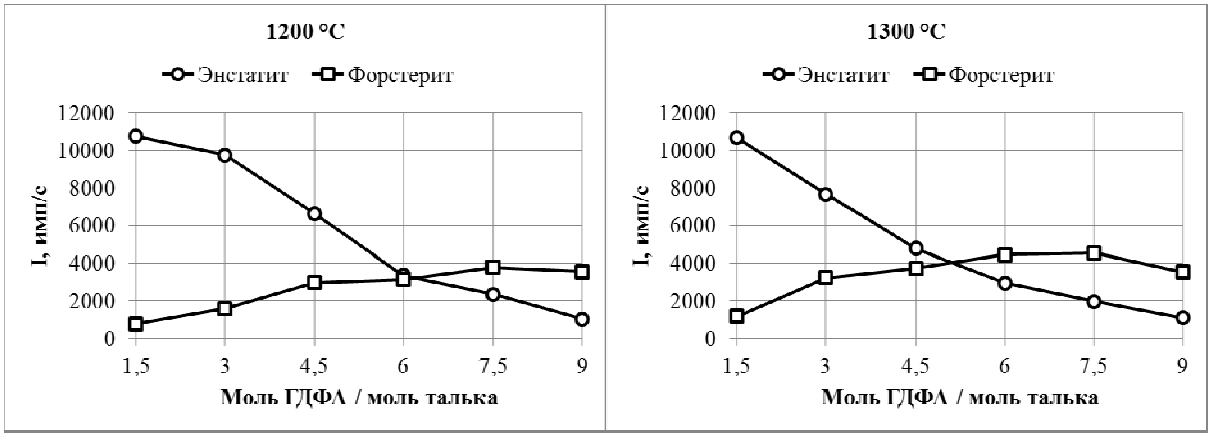


Рис. 2. Зависимость интенсивности рефлексов фаз энстатита и форстерита от содержания ГДФА в исходной шихте при температурах обжига 1200 и 1300 °С

Также наблюдается образование фазы хондродита – соединения, имеющего формулу $2(2MgO \times SiO_2) \times MgF_2$. Появление данной фазы свидетельствует о протекании реакции между образующимся после взаимодействия талька с ГДФА фторидом магния и дефектными структурами, образующимися при обескремнивании минерала [5].

Значительно меняется структура керамических материалов (рис. 3). По мере увеличения степени фторирования происходит потеря слоистой текстуры материала, характерной для энстатита. Также наблюдается повышение закрытой пористости материала и образование небольшого количества стеклообразной фазы, что, вероятно, связано с образованием легкоплавких эвтектик в системе $MgO – SiO_2 – MgF_2$.

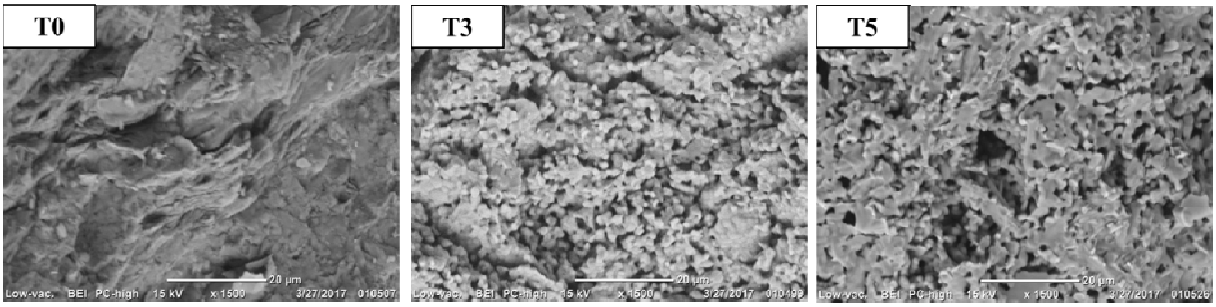


Рис. 3. Микрофотографии изломов образцов керамики после обжига при температуре 1300 °С при увеличении $1500^{\times}$

Таким образом, обескремнивание талька при помощи ГДФА позволяет в определенной степени управлять фазовым составом получаемых материалов. При увеличении степени фторирования происходит увеличение выхода фаз островных силикатов магния (форстерита и хондродита) и уменьшение количества фазы метасиликата магния.

Влияние фазы хондродита на диэлектрические свойства материалов точно не установлено, однако в [6] отмечается, что введение ионов фтора в структуру форстеритовых материалов позволяет интенсифицировать процессы синтеза основной фазы, а также последующего спекания без ухудшения эксплуатационных свойств керамики.

Список литературы

1. Белинская Г.В., Выдрик Г.А. Технология электровакуумной и радиотехнической керамики. М.: Изда-во «Энергия», 1977. 336 с.

2. Погребенкова В.В. Синтез муллиткорундовых материалов из природного алюмосиликатного сырья по фторидной технологии и получение высокоглиноземистой керамики на их основе: автореф. дис. … канд. тех. наук (05.17.11) / Погребенкова Валерия Валерьевна; ТПУ. Томск, 2010. 21 с.

3. Демьянова Л.П. Фторидный способ переработки кварцсодержащего сырья Приамурья с получением высококремнистых продуктов: автореф. дис. … канд. тех. наук (05.17.11) / Демьянова Лариса Петровна: ИГиП ДВО РАН. Благовещенск, 2009. 24 с.

4. Андреев В.А. Фтораммонийная технология получения муллита из топазового концентрата: аторефф. дис. … канд. тех. наук (05.17.11) / Андреев Владимир Александрович; ТПУ. Томск, 2007. 22 с.

5. Погребенков В.М., Шарафеев Ш.М. Образование дефектных структур при фтораммонийной обработке природных силикатов магния // Потенциал современной науки. 2016. № 2. С. 45–49.

6. Вахула Я.И., Борщишин И.Д., Луцюк И.В. Исследование модификации структуры порошка форстерита фтор-ионами // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2010. № 6 (43). С. 56–59.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИНИЛИДЕНОВОГО КОМПЛЕКСА СО СВЯЗЬЮ Re-Pt МЕТОДАМИ ЯДЕРНОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

К. Т. Смоляров[1], Ю. Н. Иванов[2] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660047, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: smokost@gmail.com
[2]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН – обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН*
Академгородок, д. 50, стр. 38, 660036, г. Красноярск, Россия
E-mail: yuni@iph.krasn.ru

Методами ЯМР был исследован винилиденовый комплекс со связью Re-Pt. Записаны и проанализированы ЯМР-спектры по ядрам ^{1}Ни^{31}Р. Исходя из протонных спектров была разработана модель движения атомов молекулы, используя метод моментов. Получены параметры тензоров химического сдвига линий спектра по ядрам водорода и фосфора, которые несут в себе информацию о молекулярном и электронном строении вещества и полезны при дальнейшем химическом анализе.

Метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР) является мощным инструментом исследования химического состава и молекулярной структуры веществ, характера химической связи и межмолекулярных взаимодействий. Физический принцип метода заключается в поглощении электромагнитного излучения ядрами атомов, имеющими ненулевой магнитный момент, при их помещении во внешнее магнитное поле. Каждый изотоп имеет свою резонансную частоту, что и позволяет определить химический состав исследуемого соединения. Тонкая структура спектров ЯМР содержит информацию о взаимном расположении атомов в молекуле и межмолекулярных взаимодействиях. ЯМР-спектры жидких образцов получаются высоко-разрешенными, так как за счет быстрых движений молекул диполь-дипольные взаимодействия усредняются до нуля. Спектры твердых тел могут быть сильно уширены. Для ЯМР-спектроскопии высокого разрешения твердотельных образцов применяют методы кросс-поляризации и вращения образца под магическим углом (ВМУ), которые также позволяют усреднить дипольные взаимодействия атомов [1–3].

Методы ЯМР-спектроскопии играют важную роль в изучении электронного и молекулярного строения поверхностных активных центров гетерогенных катализаторов [4]. Для правильного анализа данных о таких центрах необходимо знание о строении и структуре их предшественников – молекулярных комплексов, что требует изучения их как в растворах, так и в твердом состоянии. Однако, несмотря на научный и практический интерес к металлоорганическим комплексам как к предшественникам гетерогенных нанесенных катализаторов, в настоящее время известно небольшое число работ по изучению таких соединений методами твердотельной ЯМР-спектроскопии.

В качестве объекта исследования данной работы выбран гетеробиядерный винилиденовый комплекс $Cp(CO)_2Re(\mu\text{-}C = CHPh)Pt(PPh_3)_2$, содержащий RePt металлоостов. Его моноядерные винилиденовые предшественники играют важную роль в различных каталитических превращениях (электрохимическое восстановление протонов до водорода, получение функционализированных олефинов и др. [5]). Биядерные винилиденовые комплексы могут использоваться как прекурсоры для получения полигетерометаллических материалов, а также как модельные соединения для изучения процессов, происходящих на поверхности RePt катализаторов в гетерогенном катализе, например, в процессе риформинга нефти [6].

Молекулярное строение RePt комплекса было установлено методом рентгеноструктурного анализа (рис. 1) [7], изучены его ИК- и ЯМР-спектроскопические характеристики [4], методами электрохимии изучены редокс-свойства [8]. Ранее исследование этого комплекса методами твердотельного ЯМР высокого разрешения не проводилось.

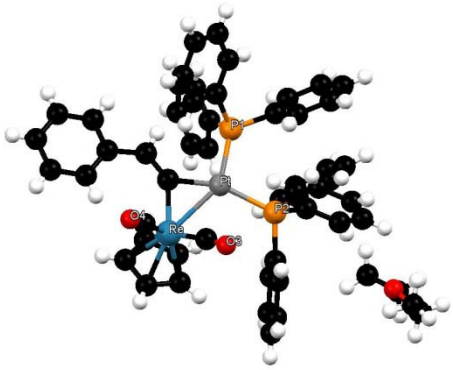


Рис. 1. Строение молекулы винилиденового комплекса со связью Re-Pt.
(белым цветом – водород, черным - углерод)

Для исследования данного вещества были использованы импульсные ЯМР-спектрометры BrukerAvance 300 (BA300) и BrukerAvance 600 (BA600), на которых исследовались твердотельные порошковые образцы, полученные путем измельчения комплекса, очищенного перекристаллизацией. Запись спектров по изотопам ^{1}Ни ^{31}P производилась методами Фурье-спектроскопии, кросс-поляризации с развязкой по протонам и методом вращения образца под магическим углом (ВМУ).

Так же на спектрометре BA600 исследовались жидкостные образцы в виде раствора в дихлорметане-D_2 (CD_2Cl_2), что позволило выделить изотропную часть тензора химического сдвига фосфорных линий ЯМР-спектров.

На следующем рисунке представлены твердотельные протонные спектры, записанные методом Фурье-спектроскопии и методом MAS на спектрометре BA300.

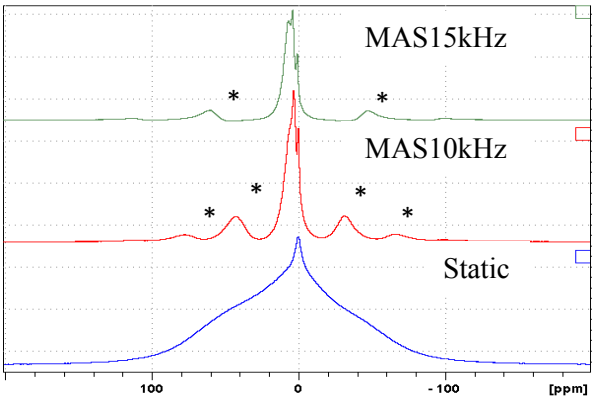


Рис. 2. ^{1}H ЯМР-спектры, записанные на BA300

Линия статического спектра сильно уширена за счет диполь-дипольных взаимодействий между атомами водорода. Судя по наличию боковых линий на ВМУ-спектрах, это уширение больше 15 кГц (максимальная частота вращения на спектрометре BA300). С помощью данного спектра можно определить модель движения спинов молекулы, используя метод моментов. То есть можно рассчитать вторые моменты линий, исходя из расположения атомов в молекуле и их характера движения, и сравнить их с экспериментальным вторым моментом, полученным из спектров. В молекуле содержится растворитель – быстро вращающийся эфир диэтила ($C_4H_{10}O$), узкая линия которого видна даже на статическом спектре. Также имеется группа циклопентадиенила (C_5H_5), который тоже имеет тенденцию к вращению и проявляется уже на ВМУ-спектре

на частоте 15 кГц. Остальные протоны, по всей видимости, относительно статичны. Следовательно, они имеют высокое уширение и большое значение второго момента.

Второй момент линии рассчитывается по формулам Ван Флека [2]:

$$(\overline{\Delta\omega^2})_{II} = \frac{3}{4}\gamma^4 I(I+1)\hbar^2 \sum_k \frac{(1-3\cos^2\theta_{jk})^2}{r_{jk}^6}; \quad (1)$$

$$(\overline{\Delta\omega^2})_{IS} = \frac{1}{3}\gamma_I^2\gamma_S^2 S(S+1)\hbar^2 \sum_{k'} \frac{(1-3\cos^2\theta_{jk'})^2}{r_{jk'}^6}; \quad (2)$$

где γ – гиромагнитное отношение спина; $\hbar$ – приведенная постоянная планка; I – спин ядра первого типа; S – спин ядра второго типа; r_{jk} – расстояние между спинами; θ_{jk} – угол между направлением поля **H** и вектором $\mathbf{r}_{jk'}$, (1) – для гомоядерного взаимодействия, (2) – для гетероядерного взаимодействия.

В порошке происходит усреднение множителя $(1-3\cos^2\theta_{jk'})^2$ по сфере единичного радиуса. Так, для статичных спинов он равен $\frac{4}{5}$, а для вращающихся спинов $\frac{1}{5}$, если скорость вращения выше дипольного взаимодействия [3].

Таблица координат берется из данных, полученных рентгеноструктурным анализом. Таким образом, рассчитанный теоретический второй момент по протонам с применением формул (1) и (2):

$$M_2^T = 1.461\cdot 10^8\,\text{Гц}^2.$$

Экспериментальный второй момент линии ЯМР-спектра по протонам, рассчитанный численным методом:

$$M_2^Э = \frac{\sum_{i=1}^{N-1}(x_i - x_0)^2 y_i (x_{i+1} - x_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} y_i (x_{i+1} - x_i)} = 1.704\cdot 10^8\,\text{Гц}^2\cdot$$

Экспериментальный второй момент в $\frac{M_2^Э}{M_2^T} = 1.2$ раза больше теоретического. Это значит, что выбранная модель движения спинов близка к действительности. Вид ВМУ-спектра подтверждает выбор модели движения для растворителя и циклопентадиена. Отсутствие подобного уширения может свидетельствовать о наличии связи между металлами.

Для протонов величина анизотропии химического сдвига невелика. Следовательно, линия хорошо описывается только изотропными параметрами химического сдвига. Таким образом, строится аппроксимация линии протонного ВМУЯМР-спектра на частоте вращения 15 кГц, состоящая из 4 компонент, соответствующих различным группам ядер: группы $–CH_3$ и $–CH_2$- диэтиловогоэфира, группа (C_5H_5) циклопентадиена и остальные статичные ядра. Суммарная линия аппроксимации должна максимально точно сходиться с линией спектра.

Ошибка аппроксимации, определенная как нормированная разность площадей под модельной и экспериментальной кривыми, составила 8 %.

Изотропные параметры тензоров химического сдвига сведены в табл. 1.

Посмотрев на жидкостные ЯМР-спектры по изотопам ^{31}P, можно с уверенностью сказать, что имеет место расщепление линии за счет спин-спинового взаимодействия с ядром платины (рис. 4).

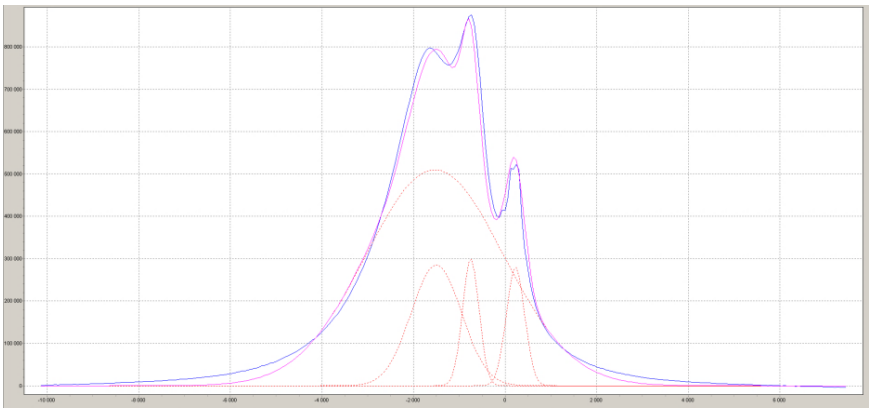


Рис. 3. Аппроксимация линии ^{1}НВМУ ЯМР-спектра

Таблица 1

Изотропные параметры тензоров химического сдвига линий ЯМР-спектра по протонам

Компонент	**δ_{iso}, ppm**
Диэтиловый эфир (-CH_3)	1,2
Диэтиловый эфир (-CH_2-)	3,5
Циклопентадиен (C_5H_5)	5,3
Фенильные кольца и -CH-	7,5–8

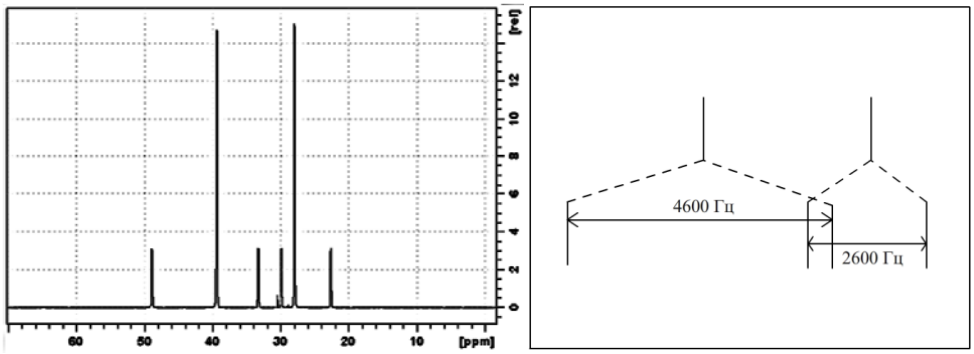


Рис. 4. Жидкостный ^{31}РЯМР-спектр и схема расщепления линий

На спектре располагается 6 линий, соответствующих двум ядрам ^{31}Р. Таким образом, каждому ядру соответствует три линии. Так как природное распространение магнитного изотопа платины (с ненулевым спином) всего примерно 34 %, то на спектре различается синглет в 66 % случаев и дублет в 34 % случаев. Константы спин-спинового взаимодействия соответственно равны: $J_1 = 4600 Гц$ и $J_2 = 2600 Гц$ – это расстояние между двумя линиями дублета. Так как эта величина не зависит от рабочей частоты спектрометра (в герцах), то спектры, записанные на BA300 и на BA600, будут различаться расположением дублетных линий (в ppm) (рис. 5).

Как видно, дублетные линии имеют различное расположение в зависимости от рабочей частоты спектрометра. При этом на спектрометре BA600 заметно дополнительное расщепление линий ядра $^{31}P_1$, объяснить которое пока не удалось.

На основе данных ВМУ-спектров определяются изотропные компоненты тензора химического сдвига, с помощью которых задается начальное приближение для аппроксимации линии статического твердотельного ЯМР-спектра и определяются значения анизотропных параметров тензоров химического сдвига по изотопам ^{31}Р (рис. 6).

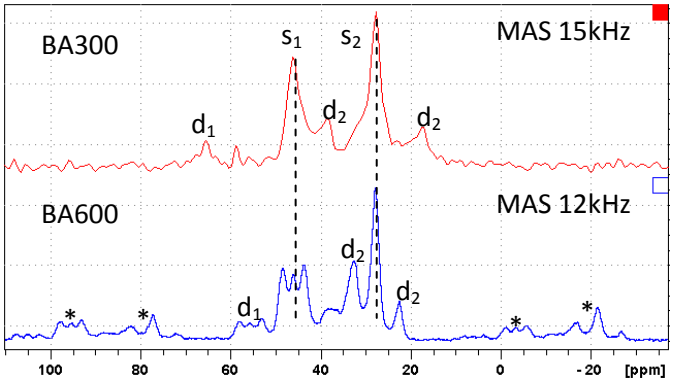


Рис. 5. ^{31}PBMУ ЯМР-спектры: d – одна из линий дублета; s – линия синглета; * – боковая линия

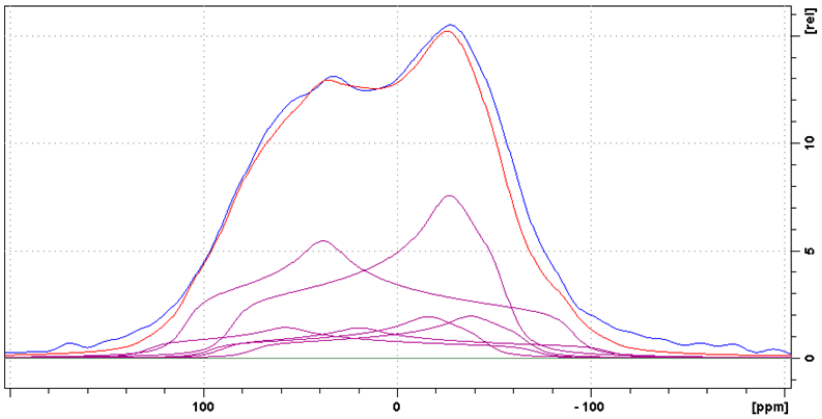


Рис. 6. Аппроксимация линии статического твердотельного ^{31}P ЯМР-спектра

Согласно жидкостным и ВМУ-спектрам, линия аппроксимируется шестью компонентами, анизотропные параметры которых определяются путем подбора и минимизацией ошибки аппроксимации. Таким образом, ошибка аппроксимации составила 4,13 %. Найденные параметры сведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры тензоров химического сдвига по ядрам ^{31}P

Линия	δ_{iso}	δ	η	δ_{11}	δ_{22}	δ_{33}
$P_1(d_1)$	65,7	-110	0,65	155,75	84,25	-45
$P_1(s)$	46,5	-110	0,65	136,35	64,85	64,4
$P_1(d_2)$	27,3	-110	0,65	117,75	46,25	-83
$P_2(d_1)$	38,3	85	0,35	123,6	10,98	-18,78
$P_2(s)$	28	85	0,35	112,6	0	-31,78
$P_2(d_2)$	17,7	85	0,35	101,6	-11	-40,78

Обозначения: δ_{11}, δ_{22}, δ_{33} – главные оси т.х.с., η – параметр асимметрии, $\delta = \delta_{zz} - \delta_{iso}$ – приведенная анизотропия.

Таким образом, был исследован винилиденовый комплекс со связью Re-Pt методами ЯМР. Параметры тензоров химического сдвига несут в себе информацию о химическом строении вещества и будут полезны при дальнейшем химическом анализе молекулы.

Список литературы

1. Лундин А.Г., Федин Э.И. Ядерный магнитный резонанс. Основы и применения. Новосибирск: Наука, 1980.

2. Абрагам А. Ядерный магнетизм. Рипол Классик, 2013.

3. Сликтер Ч.П. и др. Основы теории магнитного резонанса. Мир, 1981.

4. Чудин О.С. и др. Химия винилиденовых комплексов. Сообщение 17. Первый μ-винилиденовый комплекс со связью Re-Pt: синтез, спектроскопическое исследование, структура $(\eta_5\text{-}C_5H_5)(CO)_2RePt(\mu\text{-}C{=}CHPh)(PPh_3)_2$. 2008.

5. Антонова А.Б., Иогансон А.А. Комплексы переходных металлов с непредельными карбенами: синтез, структура, реакционная способность //Успехи химии. 1989. Т. 58. №. 7. С. 1197–1229.

6. Xiao J., Puddephatt R. J. Pt-Re clusters and bimetallic catalysts //Coordination chemistry reviews. 1995. Т. 143. С. 457–500.

7. Vasiliev A.D., Chudin O.S., Antonova A.B. μ-Carbonyl-1: 2κ2C-carbonyl-1κC-(1η_5-cyclopentadienyl)(μ-phenylvinylidene) bis (triphenylphosphine-2κP) rheniumplatinum (Re—Pt) diethyl ether hemisolvate // ActaCrystallographica Section E: Structure Reports Online. 2007. Т. 63. №. 9. С. m2272–m2272.

8. Бурмакина Г.В. и др. Редокс-свойства биядерных рений-платиновых винилиденовых комплексов с фосфорсодержащими лигандами. 2016.

9. Antonova A.B. et al. Chemistry of vinylidene complexes. XXI. Synthesis, spectroscopic and structural study of the RePt and MnPt m-vinylidene complexes // INORGANICA CHIMICA ACTA. 2013. Т. 394. №. 1. С. 328–336.

НЕКОЛЛИНЕАРНАЯ МАГНИТНАЯ СТРУКТУРА В МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛЕНОЧНЫХ СТРУКТУРАХ $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$

В. П. Фурдык, Г. С. Патрин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: vico4ka5@mail.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований магниторезонансных свойств многослойных структур $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$. Обнаружено, что нанесение на магнитный слой $(CoP)_{soft}$ немагнитного аморфного слоя NiP индуцирует появление интерфейсной перпендикулярной анизотропии. Увеличение числа блоков n в многослойной структуре приводит к появлению третьего пика поглощения, что объясняется образованием неколлинеарной трехподрешеточной магнитной структуры.

Пленки $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$ были получены методом химического осаждения. Содержание фосфора во всех слоях составляло 8 % ат. В магнитожестком слое CoP_{hard} был в гексагональном поликристаллическом состоянии, магнитомягкий слой CoP_{soft} находился в аморфном состоянии. Промежуточный слой NiP находился в аморфном состоянии и был немагнитный [5]. Были синтезированы пленки CoP_{soft}, $(CoP)_{soft}/NiP$ и многослойные структуры с количеством блоков n = 1, 5, 10. Оба магнитных слоя имели толщину t = 5 нм и немагнитный слой t_{NiP} = 2 нм. Спектры электронного магнитного резонанса измерялись на спектрометре «Bruker E 500 CW EPR», действующем на частоте ω_{MWF} = 9,4 ГГц. В эксперименте постоянное магнитное поле лежало в плоскости пленки. Обработка спектров осуществлялась путем подгонки экспериментальной интегральной кривой поглощения на составляющие лоренцевского типа.

Поле насыщения намагниченности для всех исследованных пленок удовлетворяет условию $H_S \leq 500$ Э. Как видно из приведенных ниже рисунков, в условиях магнитного резонанса все пленки находятся в насыщенном состоянии. На рис. 1, *а* приведены кривые СВЧ-поглощения (P_{MWF}) для одиночного слоя CoP_{soft} (кривая 1) и для двухслойной пленки $(CoP)_{soft}/NiP$ (кривая 2). Видно, что нанесение немагнитного слоя NiP приводит к смещению резонансной кривой в область больших магнитных полей. В случае анизотропии магнитной пленки резонансная частота дается выражением [6]:

$$(\omega/\gamma)^2 = H\cdot(H + H_A + H_M), \quad (1)$$

Где

$$H_M = 4\cdot\pi\cdot M, \quad H_A = 2\cdot K/(t_{FM}\cdot M), \quad (2)$$

Используя значение намагниченности для одиночного магнитомягкого слоя из работы [4] M ≈ 1400 Гс, что примерно совпадает со значением намагниченности для кубической фазы при толщине кобальтового слоя $t_{Co} \approx 5$ нм [7], при условии $H_A = 0$ мы получаем неплохое соответствие экспериментального значения резонансного поля (рис. 2, *а*, кривая 1) и рассчитанного по формуле (1) (H_r = 664 Э при T = 120 K). Как следует из (1), влияние слоя аморфного никеля может быть связано либо с уменьшением намагниченности за счет возникновении «мёртвого слоя» на интерфейсе магнитный-немагнитный слой, либо с появлением перпендикулярной анизотропии. В последнем случае оценка по формуле (1) при тех же значениях намагниченности дает величину поля интерфейсной анизотропии H_A = –4350 Э. Как известно [8], на границе никеля с германием происходит изменение магнитной анизотропии, которое проявляется тем сильнее, чем меньше толщина никеля, а в структуре Co/Ni при малых толщинах слоев [9] возникает перпендикулярная анизотропия.

Исследование изолированного немагнитного слоя NiP показало отсутствие СВЧ-сигнала.

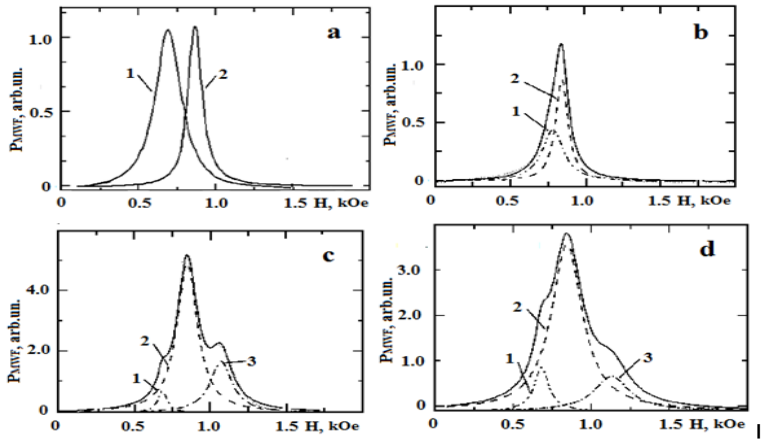


Рис. 1. Спектр СВЧ поглощения в пленках $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$

В трехслойной пленочной структуре с n = 1 спектр состоит из двух линий СВЧ-поглощения (рис. 1, *b*), но обе линии находятся в интервале магнитных полей между значениями, соответствующими резонансным полям магнитомягкого слоя (CoP_{soft}) и бислойной пленки (CoP_{soft}/NiP). А это означает, что моды магнитных колебаний взаимосвязаны. При увеличении количества блоков (n) возникает третий пик СВЧ-поглощения. Структура спектра такова, что низкополевые линии (линии 1 и 2) имеют близкие значения резонансного поля и находятся в диапазоне резонансных полей, присущих пленке с n = 1 (рис. 1). Установлено, что с увеличением количества блоков происходит изменение формы резонансного спектра с заметным изменением величины резонансного поля высоко полевого пика (линия 3) в зависимости от числа блоков (n).

Получены температурные зависимости резонансного поля (H_r) для всех пленок (рис. 2). Для пленок с n = 5 и n = 10 величины резонансных полей низкополевых пиков растут при увеличении температуры, а H_r высоко полевого пика уменьшается при тех же условиях. (Нумерация кривых на рис. 2 соответствует пикам поглощения на рис. 1).

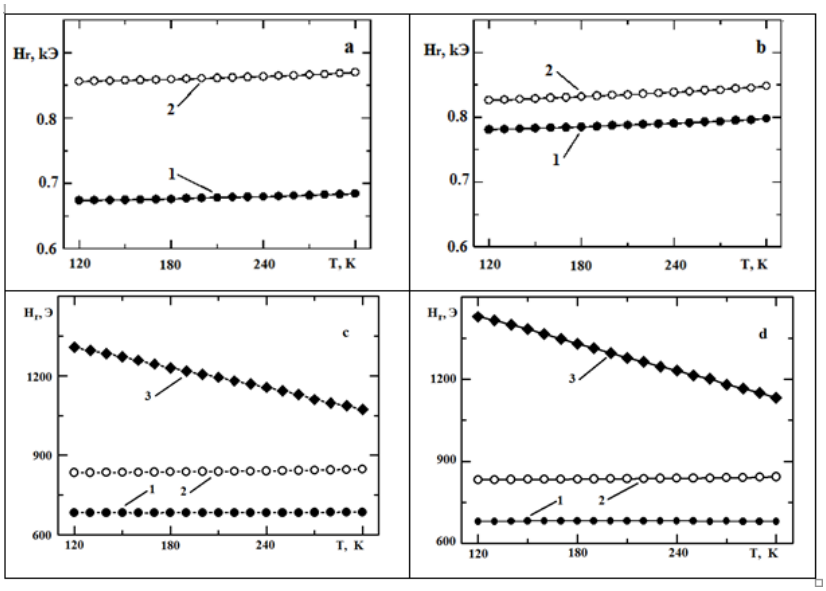


Рис. 2. Температурные зависимости резонансных полей пленок $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$.
a – 1 – CoP_{soft}, 2 – $(CoP)_{soft}/NiP$; *b* – n = 1; *c* – n = 5; *d* – n = 10

В случае пленочных структур с большим числом блоков появление третьего пика поглощения не укладывается в простую схему двух подрешеточной модели. Естественно возникает вопрос, а какая подсистема разбивается на две?

Из рис. 1 (части b-d) видно, что для всех многослойных пленок в спектре СВЧ-поглощения пик 2, обладающий наибольшей интенсивностью, находится примерно в области полей, соответствующих величине резонансного поля для пленки (CoP_{soft}/NiP) (сравни с рис. 2). Это дает основание полагать, что в многослойных структурах этот пик относится к резонансному поглощению в подсистеме, образованной магнитомягкими слоями.

Из рассмотрения петель намагничивания [4] было установлено, что при увеличении n относительный вклад в полную намагниченность от подсистемы магнитожестких слоев по сравнению с вкладом магнитомягкой подсистемы уменьшается. Такое поведение связывается с сильным влиянием магнитомягкого слоя на процесс намагничивания магнитожесткого слоя. При этом особенности намагничивания можно объяснить при условии существования дальнодействующего межслоевого взаимодействия, т. е. более дальнего, чем взаимодействие между ближайшими соседними слоями. Учет отрицательного биквадратичного межслоевого взаимодействия может быть причиной скошенной структуры, но система все равно остается двухподрешеточной. Образование неколлинеарной структуры наблюдалось ранее [10] в многослойных пленках $[Gd/Si/Co]_n$, где имеет место поведение, подобное спин-стекольному, при отрицательном обменном взаимодействии между суммарными магнитными моментами редкоземельных и кобальтовых слоев. При этом редкоземельная подсистема образовывала конусную структуру. Неколлинеарное магнитное состояние изучалось также в многослойных пленках $[Fe/Cr]_n$ [10], однако в этих структурах неколлинеарность определяется волной спиновой плотности в хроме, зависит от толщины его слоя, а не от количества блоков в структуре.

Вопрос о механизмах, приводящих к дальнодействующим взаимодействиям в многослойной структуре, пока остается открытым, и это является задачей ближайших исследований. Также пока непонятна причина небольшой аномалии в температурной зависимости интенсивности в районе $T \approx 220$ К, тогда как в зависимости резонансных полей это не проявляется.

Список литературы

1. I. Zutič, J. Fabian, S. Das Sarma, Rev. Mod. Phys. **76**, 323 (2004).
2. J. Nogues, J. Sort, V. Langlais, V. Skumraev, S. Surinach, J.S. Minoz, M.D. Baró, Phys. Rep. **422**, 65 (2005).
3. S.D. Bader, Rev. Mod. Phys. **78**, 1 (2006).
4. G.S. Patrin, Ya. Shiyan, K.G. Patrin, G.Yu. Yurkin, J. Low Temp. Phys. **182**, 73 (2016).
5 J. Colaruotolo, D. Tramontana, Engineering applications of electroless nickel, in ElectrolessPlating: Fundamentals and Applications, V. 8, ed. by G.O. Mallory, J.B.Hajdu (Reprint Edition, AESF, Noyes Publications/William Abdrew Publishing, LLC, New York, 1990). (Table 8.1, p.208).
6. Гуревич А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М.: Наука, 1973. 54 с.
7. Г.С. Патрин, А.В. Кобяков, И.А. Турпанов, К.Г. Патрин, М. Рауцкий // ФТТ **58**, 1000 (2016).
8. И.С. Эдельман, Г.С. Патрин, Д.А. Великанов, А.В. Черниченко, И.А. Турпанов, Г.В. Бондаренко // Письма в ЖЭТФ **87**, 311 (2008).
9. F.J.A. den Broeder, E.Janssen, A. Mud, J.M. Kerkhof, JMMM **126**, 563 (1993).
10. G.S. Patrin, V.O. Vas′kovskii, D.A. Velikanov, A.V. Svalov, & M.A. Panova // Phys. Lett. A **399**, 155 (2003).
11. А.Б. Дровосеков, Н.М. Крейнес, Д.И. Холин, В.Ф. Мещеряков, М.А. Миляев, Л.Н. Ромашов, В.В. Устинов // ПисьмаЖЭТФ **67**, 690 (1998).
12. Крупичка С. Физика ферритов и родственных им магнитных окислов. М.: Мир, 1976. Т. 1, 266 с.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК, ИНКАПСУЛИРОВАННЫХ НАНОРАЗМЕРНЫМИ ЧАСТИЦАМИ КОБАЛЬТА

А. С. Качалов, А. Ю. Панфилов, Д. И. Сергеенко

Радиофизический факультет ТГУ
634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 28г
E-mail: kachalov.96@inbox.ru

Исследованы электромагнитные свойства композиционных материалов на основе полимерной матрицы и многостенных углеродных нанотрубок, инкапсулированных наноразмерными частицами кобальта. Проведен расчет коэффициентов отражения от материала, расположенного на металлической поверхности. Показано наличие магнитных свойств у исследуемых материалов в СВЧ-диапазоне.

Многослойные углеродные нанотрубки (МУНТ) обладают такими уникальными свойствами, как высокая механическая прочность, высокая тепло- и электропроводность, химическая стойкость. На сегодняшний день композиционные материалы, модифицированные МУНТ, относятся к числу наиболее перспективных наполнителей полимерных композитных материалов с улучшенными эксплуатационными свойствами [1, 2].

Кроме того, активно изучаются электромагнитные характеристики композиционных материалов на основе углеродных нанотрубок в различных диапазонах частот. В обзоре [3] приведены величины электромагнитных характеристик композиционных материалов на основе углеродных наноструктур, полученных различными методами. Следует отметить, что в рассмотренных работах в качестве связующего используются 19 различных полимерных матриц, а концентрация активной фазы варьируется от 0,007 вес.%. до 30 вес.%. Применение в исследованиях различных матриц и концентраций, введенных МУНТ, свидетельствует об актуальности данного направления.

В работе [4] показано, что при относительно малых концентрациях введенных углеродных нанотрубок наблюдаются эффекты, связанные с поглощением электромагнитных волн, а при дальнейшем незначительном увеличении концентрации введенных углеродных нанотрубок наблюдается полное отражение падающего электромагнитного излучения. В [5] отмечается, что на электромагнитные свойства оказывает влияние не только концентрация введенных углеродных нанотрубок, но и количество стенок, средний диаметр, их распределение в матрице полимера, т. е. их структурные свойства.

Известно, что степень отражения электромагнитных волн зависит от величины согласования волнового сопротивления материала со свободным пространством: чем лучше согласованы эти величины, тем меньший коэффициент отражения и больший коэффициент поглощения электромагнитных волн можно получить при прочих равных условиях. Таким образом, варьируя концентрацию введенных нанотрубок и добавляя магнитную фазу, возможно, обеспечить требуемый уровень согласования со свободным пространством [6].

Благодаря особенностям своего строения многостенные углеродные нанотрубки (наличие полости) могут выступать в качестве капсулы, наполнителем которой будет являться то или иное соединение. Используя в качестве наполнителя металлы подгруппы железа, можно ожидать существенного изменения электрофизических параметров и, в частности, волнового сопротивления.

Исследуемые образцы представляли собой композиционные материалы из полиэтилена и многослойных углеродных нанотрубок (МУНТ), модифицированных наноразмерными частицами металлов Co. Важнейшим критерием при изготовке исследуе-

мых материалов, являлось равномерное распределение МУНТ в структуре полимерной матрицы полиэтилена. Технология получения данных композиционных материалов подробно описана в [7].

Для исследования частотных зависимостей комплексных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей использовались векторный анализатор цепей PNA-XN4752A и программное обеспечение Dielectricprobekin 850171E. Полученные результаты представлены на рис. 1. Расчет коэффициентов отражения от материала, расположенного на металлической поверхности, проведен по методике, описанной в [8].

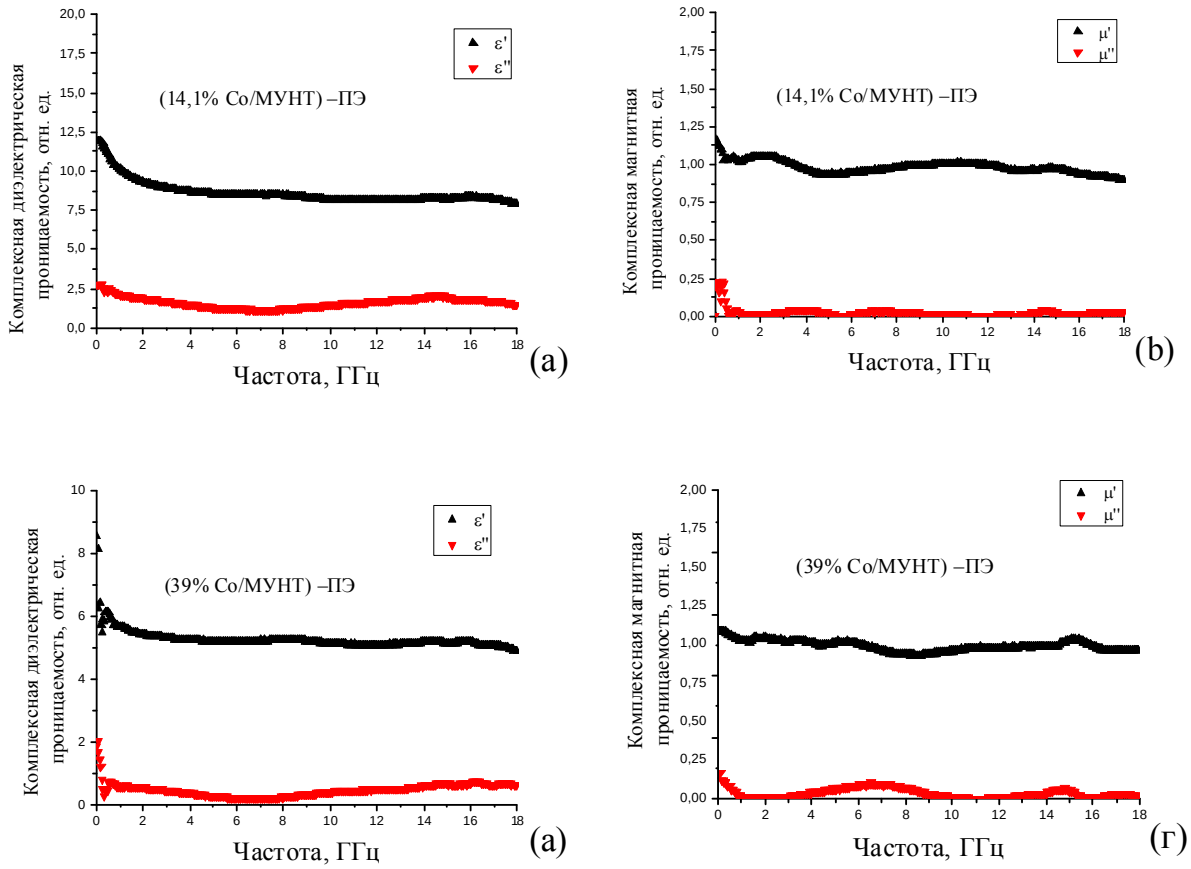


Рис. 1. Частотные зависимости комплексных диэлектрической (*а*, *в*) и магнитной (*б*, *г*) проницаемостей

Из полученных результатов видно, что на частотных зависимостях комплексной магнитной проницаемости, в районе 6–8 ГГц, наблюдается область естественного ферромагнитного резонанса, определяемая по максимуму магнитных потерь. Увеличение концентрации общей Co/МУНТ приводит к увеличению значения максимума магнитных потерь. На частотных зависимостях комплексных значений диэлектрической проницаемости аномалий не выявлено.

Известно, что наибольший эффект от применения магнитных материалов достигается на металлической поверхности, что связанно с пучностью магнитного поля. Расчет коэффициентов отражения проведен для толщин от 0,5 до 3 мм. Как и следовало ожидать, с увеличением толщины происходит смещение минимума коэффициента отражения в область низких частот, что связано с проявлением интерференционных свойств.

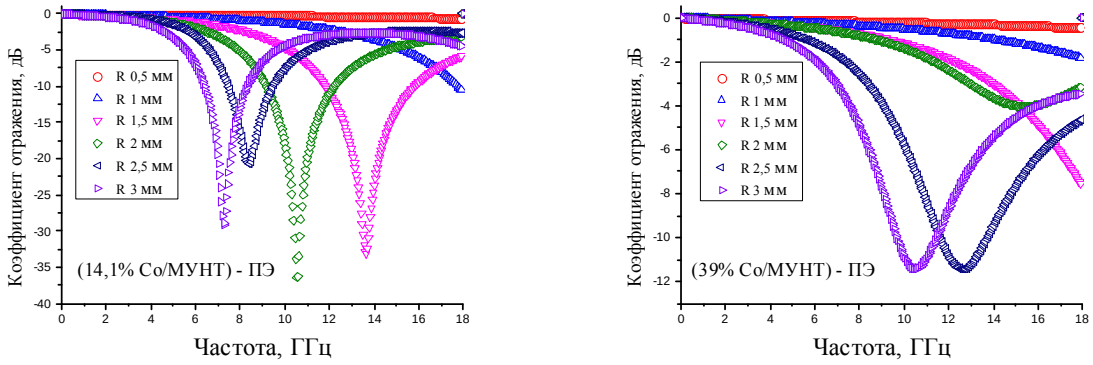


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов отражения на металлической поверхности для образцов (14,1 % Co/МУНТ) –ПЭ и (39 % Co/МУНТ) –ПЭ

Список литературы

1. De Volder M.F., Tawfick S.H., Baughman R.H. Carbon nanotubes: present and future commercial applications // Science. 2013. V. 339. N 6119. P. 535–539.

2. Baibarac M. Nanocomposites Based on Conducting Polymers and Carbon Nanotubes: From Fancy Materials to Functional Applications / M. Baibarac, P. Gomez-Romero // Journal of Nanoscience and Nanotechnology. 2006. V. 6. N 2. P. 289–302.

3. Qin F. A review and analysis of microwave absorption in polymer composites filled with carbonaceous particles / F. Qin, C. Brosseau // Journal of Applied Physics. 2012. V. 111. P. 061301.

4. Suslyaev V.I. Research of electromagnetic properties of composite materials on the basis of MWNTs in microwave range / V.I. Suslyaev, E.Y. Korovin, V.L. Kuznetsov, S.I. Moseenkov, D.V. Krasnikov // Advanced Materials Research. 2014. V. 1040. P. 142–147.

5. Kuzhir P. Microwave probing of nanocarbon based epoxy resin composite films: Toward electromagnetic shielding / P. Kuzhir, A. Paddubskaya, D. Bychanok, A. Nemilentsau, M. Shuba, A. Plusch, S. Maksimenko, S. Bellucci, L. Coderoni, F. Micciulla, I. Sacco, G. Rinaldi, J. MacUtkevic, D. Seliuta, G. Valusis, J. Banys // Thin Solid Films. 2011. V. 519. P. 4114–4118.

6. Korovin E. The electromagnetic characteristics of the composites based on hexaferrites and MCNT at gigahertz and terahertz frequency bands / E. Korovin, V. Suslyaev, V. Zhuravlev, A. Pavlova, A.S. Kachalov, S. Moseenkov, V. Kuznetsov // Progress In Electromagnetics Research Symposium. 2017. P. 2884–2888.

7. Казакова М.А. Метод in situ полимеризации для получения композитных материалов на основе полиэтилена, многослойных углеродных нанотрубок и наночастиц кобальта/ М.А. Казакова, Н.В. Семиколенова, Е.Ю. Коровин, С.И. Мосеенков, А.А. Андреев, А.С. Качалов, В.Л. Кузнецов, В.И. Сусляев, М.А. Мацько, В.А. Захаров // Журнал прикладной химии. 2018. Т. 91. № 1. С. 137–146.

8. Zhuravlev V.A. Electromagnetic characteristics of double-layer composite materials on basis of carbonyl iron / V.A. Zhuravlev, V.I. Suslyaev, E.Y. Korovin, A.A. Pavlova // 2014 IEEE 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. 2014. P. 19–22.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ ФОСФОРСОДЕРЖАЩИХ КАТОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ ЭКСТРАКЦИОННО-ПИРОЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

В. В. Жижин[1], С. А. Подорожняк[1], Д. Д. Коробов[1],
Т. Н. Патрушева[1, 2] (научный руководитель)

[1]Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
[2]Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова
Санкт-Петербург, ул. Красноармейская, 1
E-mail: pat55@mail.ru

Представлено покрытие из сложного оксида меди-титана для стекол, которое обладает антибактериальными свойствами. Растворный экстракционно-пиролитический метод позволяет наносить покрытия на медицинские инструменты сложных форм, а также широко варьировать компонентный состав покрытий.

Химические источники тока (ХИТ) являются преобразователями химической энергии в электрическую. Во время работы (разряда) в них происходит химическая реакция взаимодействия двух реагентов. Энергия этой реакции выделяется в виде энергии постоянного электрического тока.

Общий вид подобной ячейки представлен на рис. 1. Она состоит из графитового анода, электролита и катода, состоящего преимущественно (на 80 %) из порошкообразного активного материала (в последние годы – чаще всего $LiCoO_2$, $LiNiO_2$, или $LiMn_2O_4$), 10 % сажи или графита для увеличения электронной проводимости и 10 % связующего вещества (фторсодержащие органические полимеры). При зарядке такого аккумулятора происходит деинтеркаляция лития из катода и его внедрение в анод. Соответственно, при разрядке имеет место деинтеркаляция лития из анода и его обратимое внедрение в структуру катодного материала.

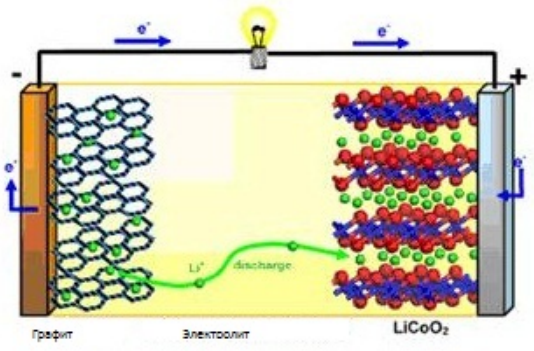


Рис. 1. Общий вид ячейки

Литий-ионные источники питания в настоящее время характеризуются высоким потребительским спросом, где высокие значения мощности не менее важны, чем снижение стоимости и массы батареи.

Важность портативной электроники в новых технологиях повысила интерес к литий-ионным батареям [1]. В связи с быстрым ростом технологий электротехнической интеграции, таких как беспроводная связь, появляющиеся интегрированные оптоэлектронные схемы и быстро растущие микроэлектромеханические системы (MEMS), вторичные батареи, которые монтируются на полупроводниковых наконечниках, привлекают внимание во всем мире.

Химический аккумулятор состоит из катода и анода электрода, разделенных электролитом. Схематический рисунок конструкции твердотельной микробатареи (рис. 2).

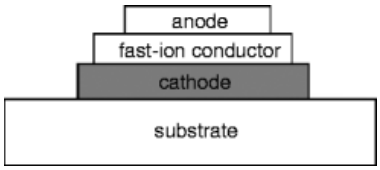


Рис. 2. Схематическое изображение конструкции твердотельного описания микробатареи

Разработка материалов для положительного электрода является одним из основных направлений исследований. Цель – снижение себестоимости производства, повышение экологичности и увеличение плотности энергии существующих систем.

Проведенная на сегодняшний день экспериментальная работа показала, что $LiFePO_4$ (фосфо-оливин) является перспективным катодным материалом, поскольку он не содержит дорогостоящих химических элементов и безопасен в эксплуатации. Этот материал обладает рядом других положительных характеристик. По сравнению с классом оксидных материалов (например, слоистых $LiFeO_2$), он более устойчивы в заряженном состоянии и имеют более впечатляющие электрохимические характеристики [4, 5]. Что еще более важно, наличие полианионов PO_4^{3-} вместо атомов кислорода приводит к увеличению $Fe^{3+/}Fe^{2+}$ потенциала разомкнутой цепи [5, 6, 9, 10]. Такое увеличение более очевидно среди различных полианионов (например, SO_4^{2}-, AsO_4^{3-}, $PO_4^{-"}$) в случае фосфата [4, 5, 8].

Как показывает Yamada и др. [8], атомы кислорода трудно извлечь, поскольку они образуют сильные ковалентные связи с P^{5+}. Это свойство гарантирует безопасность против возгорания органического электролита в случае случайного короткого замыкания, из-за того, что кислород не выходит из катодного материала.

Извлечение ионов Li^+ порождает новую фазу $FePO_4$ (гетеротрансляцию), которая поддерживает почти ту же структуру: константы решетки a и b незначительно уменьшаются, а c увеличивается [4, 5]. Эта функция гарантирует высокую обратимость и повторяемость процесса.

$$LiFePO_4 \leftrightarrow FePO_4 \quad (1)$$

Несмотря на положительные аспекты, электрохимические характеристики $LoFePO_4$ нуждаются в некотором улучшении: Падхи и др. [5] указано, что только 0,6 ионов лития на формульную единицу обратимо извлечены при плотности тока 0,05 мА/см^2. Эта потеря емкости была описана с помощью модели, включающей интерфейс $LoFePO_4/FePO_4$, где происходит интеркаляция-деинтеркаляция, и рассматривая процесс ограниченной диффузии ионов Li^+ через сравнительно небольшой свободный объем решетки трифилита.

Представлены две возможные модели, описывающие механизм интеркаляции – деинтеркаляции Li^+. Наиболее интересными являются предположения о том, что обе модели могут сосуществовать и что фактор, ограничивающий полное преобразование $LoFePO_4$ в $FePO_4$, основан на комбинации низкой скорости диффузии ионов Li и низкой электронной проводимости. Рассмотрение влияния электронного переноса возможно на основе последних работ, направленных на добавление электроннопроводящих соединений или органических соединений при подготовке материала, что приводит к образованию углеродных покрытий в образцах $LiFePO_4$ [11, 13–15].

Одно из перспективных направлений улучшения характеристик катодных материалов связано с применением нанотехнологий при синтезе катодных материалов. К

нанотехнологиям можно отнести растворные методы, которые позволяют снизить температурные и временные параметры синтеза сложнооксидных материалов. Более низкая температура благоприятна для ослабления тенденции к агломерированию в приготовленном материале. Повышение удельной поверхности материалов, связанное с измельчением кристаллитов, вероятно, повысит активность катодных материалов. Поэтому применение нанотехнологий позволит создавать материалы с высокими эксплуатационными характеристиками.

К растворным методам, которые использованы для получения $LiFePO_4$, относятся гидротермальный синтез [6–9] и популярный в последнее время золь–гель метод [10, 11]. Например, $LiFePO_4$/C с высокой степенью чистоты успешно синтезировали с помощью микроволнового ускоренного золь-гель-синтеза и показали отличные электрохимические характеристики с точки зрения удельной мощности и стабильности [11], при этом импульсная мощность и доступная энергия такой батареи превосходят традиционные.

Нами для синтеза катодных материалов использован растворный экстракционно-пиролитический метод [12], который заключается в экстракции отдельных металлов из неорганических солей с помощью органических экстрагентов, которая приводит к получению чистых жидкофазных прекурсоров, с последующим смешением компонентов в растворе в нужных стехиометрических соотношениях и термической обработке на воздухе с получением сложного оксида.

Исследовалась возможность использования Д2ЭГФК для экстракции железа и лития с целью получения фосфорсодержащих оксидов железа и никеля. Для работы использовали Д2ЭГФК в нейтральном разбавителе – толуоле. Экстракцию проводили в делительных воронках емкостью 100 мл с притертыми пробками при температуре 20 °C. Соотношение компонентов рассчитывали по уравнению (2) экстракции:

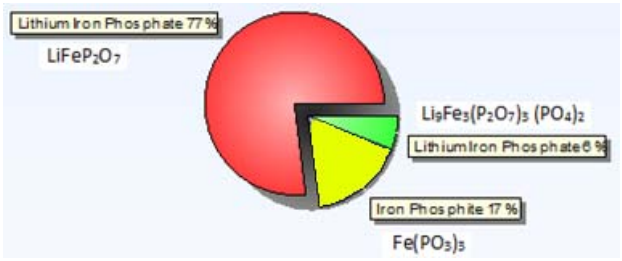
$$1\text{М } FeCl3 + \text{ди2ЭГФК} \rightarrow Fe(\text{ди2ЭГФК})3 \quad (2)$$

Были проведены исследования по получению соединений Li-Fe-P-O с различным содержанием фосфора. Для этого компоненты водной и органической фаз, то есть $FeCl_3$ и ди2ЭГФК были смешаны в соотношениях 1:1, 1:2. Полученные экстракты были смешаны с экстрактом лития и термически обработаны до состояния паст, затем переведены в твердое состояние отжигом при 500 °C, а твердофазная реакция проходила при 700 °C в течение 30 мин, как было установлено ранее. Полученные продукты были исследованы методом РФА. На рис. 3, *а* и *б* представлены результаты исследования.

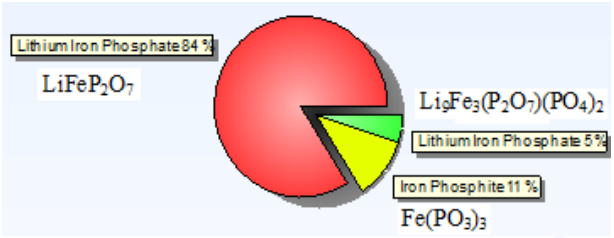
Из полученных данных видно, что основной фазой соединений Li-Fe-P-O, полученных экстракционно-пиролитическим методом, является литий-железо-фосфат $LiFeP_2O_7$. В то же время в составе продуктов присутствуют $Li_9Fe_3(P_2O_7)(PO_4)_2$ и $Fe(PO_3)_3$. Все эти фазы вызывают научный и практический интерес для исследования в качестве катодных материалов литиевых источников тока. Наличие примеси фосфата железа обусловлено высокой реакционной способностью железа с фосфором в процессе экстракции с ди-2-этил-гексил фосфорной кислотой.

Экстракционно-пиролитический метод целесообразно использовать для нанесения тонких пленок и покрытий из растворов органических экстрактов. Благодаря низкому поверхностному натяжению прекурсоры активных материалов эффективно смачивают практически любые поверхности и после термической обработки формируют тонкие адгезионные слои. Увеличение толщины пленок достигается повторными нанесениями смачивающих пленок и их пиролиза.

Покрытие Li-Fe-P-O было получено на ситалле и после отжига при 700 °C исследовано методом РФА (рис. 2). Основной фазой также является литий-железо-фосфат $LiFeP_2O_7$.



а



б

Рис. 3. Состав продуктов, полученных от смешения $FeCl_3$ и ди2ЭГФК в соотношениях 1:1 (*а*), 1:2 (*б*) и добавлении экстракта лития

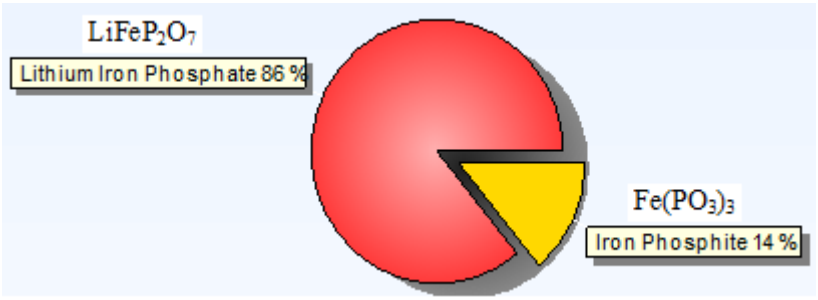


Рис. 4. Состав продуктов, полученных от смешения $FeCl_3$ и ди2ЭГФК в соотношениях 1:1 (*а*), 1:2 (*б*) и добавлении экстракта лития

Таким образом, экстракционно-пиролитическим методом получены фосфорсодержащие оксиды литий-железа. Такие соединения до сих пор не были изучены в качестве катодных материалов для литиевых источников тока и представляют научный и практический интерес. Попытки варьирования содержания фосфора в продуктах привели к получению нескольких фаз фосфорсодержащих оксидов литий-железа с примесью фосфата железа.

Список литературы

1. Mukaibo H., Momma T. (2010) Nanotechnologies for Li Batteries. In: Osaka T., Datta M., Shacham-Diamand Y. (eds) Electrochemical Nanotechnologies. Nanostructure Science and Technology. Springer, New York, NY.

2. Hitomi Mukaibo, Toshiyuki Momma Nanotechnologies for Li Batteries Faculty of Science and Engineering Waseda University Shinjuku-ku Japan // Electrochemical Nanotechnologies. Part of the Nanostructure Science and Technology book series (NST). 2009. P. 7–22.

3. Багоцкий В.С., Скундин А.М. Химические источники тока. М.: Энергоиздат, 1981.

4. Литий. М.: ИЗДАТ, 1999263 с.

ВЛИЯНИЕ ОДНООСНОГО МЕХАНИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛН ЛЭМБА В ПЛАСТИНАХ КРИСТАЛЛА $LiNbO_3$

О. Н. Плетнев[1], С. И. Бурков[1], П. П. Турчин[1], О. П. Золотова[2]

[1]*Сибирский федеральный университет*
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: opletnev@sfu-kras.ru
[2]*Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнева*
660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31

Проведено теоретическое исследование влияния одноосного механического давления на характеристики распространения поверхностных акустических волн в пластине ниобата лития. Рассчитаны коэффициенты электромеханической связи и коэффициенты управляемости при различных вариантах приложения внешнего механического одноосного давления.

Исследование влияния внешних статических полей, особенно внешнего одноосного механического напряжения, на характеристики упругих волн в кристаллах в последнее время привлекает внимание разработчиков в связи с расширением области применения акустоэлектронных устройств, в частности, датчиков, фильтров и преобразователей частоты в промышленности и медицине [1, 2]. Например, пьезоэлектрические датчики широко используются для измерения давлений (до 100–200 МПа/В) с частотой от 40 кГц до 100 МГц [3].

Для волн малой амплитуды при действии однородного механического давления на пьезоэлектрический кристалл уравнение движения, уравнения электростатики и уравнения состояния пьезоэлектрической среды имеют вид [4]:

$$\begin{gathered}\rho_0 \ddot{\tilde{U}}_A = \tilde{\tau}_{AB,B} + \tilde{U}_{A,PQ}\overline{\tau}_{PQ};\ \tilde{D}_{M,M} = 0;\\ \tilde{\tau}_{AB} = c^*_{ABCD}\tilde{\eta}_{CD} - e^*_{MAB}\tilde{E}_M;\ \tilde{D}_M = \varepsilon^*_{MN}\tilde{E}_N + e^*_{MAB}\tilde{\eta}_{AB}.\end{gathered} \tag{1}$$

В уравнении (1) приняты обозначения: ρ_0 – плотность кристалла в недеформированном состоянии, $\tilde{U}_A$ – вектор динамических упругих смещений, τ_{AB} – тензор термодинамических напряжений, $\tilde{D}_M$ – вектор электрической индукции, $\overline{\tau}_{PQ} = -\overline{\tau} P_P P_Q$ – статический тензор одноосного напряжения, P_P – единичный вектор направления силы давления, η_{CD} – тензор деформаций.

Эффективные материальные тензоры модулей упругости, пьезоэлектрических констант и диэлектрической проницаемости в приближении линейной зависимости от величины статического механического напряжения $\overline{\tau}$ имеют вид [5]:

$$\begin{aligned}C^*_{ABKL} &= C^E_{ABKL} - C^E_{ABKLQR} S^E_{QRMN} P_M P_N \overline{\tau};\\ e^*_{NAB} &= e_{NAB} - e_{NABKL} S^E_{KLMN} P_M P_N \overline{\tau};\\ \varepsilon^*_{MN} &= \varepsilon^\eta_{MN} - H_{NMAB} S^E_{ABKL} P_K P_L \overline{\tau}.\end{aligned} \tag{2}$$

Здесь C^E_{ABKL}, e_{NAB}, ε^η_{MN} – упругие, пьезоэлектрические и диэлектрические постоянные второго порядка; S^E_{ABKL} – константы упругой податливости; C^E_{ABKLQR}, e_{NABKL}, H_{NMAB} – нелинейные упругие, пьезоэлектрические и электрострикционные материальные тензоры.

В данном случае P – компоненты вектора внешнего механического давления.

Распространение упругой волны в слоистой структуре под внешним однородным давлением должно удовлетворять соответствующим граничным условиям. Граничным условием для нормальных компонент тензора напряжений является их равенство нулю на свободной поверхности слоя. Непрерывность касательных к поверхности раздела компонент вектора напряженности электрического поля обеспечивается условиями непрерывности электрического потенциала на границе раздела «кристалл-вакуум».

$$\begin{aligned} &\tau_{3A} = 0\big|_{X_3=h};\ D_3 = D\big|_{X_3=h};\ \ \varphi_3 = \varphi\big|_{X_3=h};\\ &\tau_{3A} = 0\big|_{X_3=0};\ D_3 = D_3\big|_{X_3=0};\ \ \varphi = \varphi\big|_{X_3=0}. \end{aligned} \tag{3}$$

В случае приложения механических напряжений ортогонально свободной поверхности ($\tau_{3A} = \vec{P} \| X_3$) должны быть приняты во внимание упругие свойства нагружающей среды. Если предположить, что одноосное напряжение в такой геометрии осуществляется без жесткого упругого контакта со свободной поверхностью (например, нагружение газовой средой), для этого случая механические граничные условия могут быть записаны в виде

$$\widetilde{\tau}_{3J} + \widetilde{U}_{J,K}\bar{\tau}_{3K} = 0 \ \ (X_3 = h). \tag{4}$$

В рабочей системе координат, в которой ось X_3 направлена вдоль внешней нормали к поверхности слоя, занимающего пространство $0 \le X_3 \le h$, а ось X_1 совпадает с направлением распространения волны, после подстановки решений в виде плоских однородных волн в граничные условия (3), получим систему уравнений для расчета параметров распространения акустических волн в слоистой структуре.

$$\begin{aligned} &\sum_{n=1}^{8}\left[a_n\left(e^*_{3AB} + 2S^E_{ABKP}e_{3AB}P_KP_P\bar{\tau}\right)k_B^{(n)}\alpha_A^{(n)} + a_4\left(\varepsilon^*_{3K}k_K^{(n)} - i\varepsilon_0\right)\alpha_4^{(n)}\right]\exp(ik_3^{(n)}h) = 0;\\ &\sum_{n=1}^{8}\left[a_n\left(C^*_{B3KL} + 2S^E_{KPMN}C^E_{3BKL}P_MP_N\bar{\tau}\right)k_L^{(n)}\alpha_P^{(n)} - a_4e^*_{P3B}k_P^{(n)}\alpha_4^{(n)}\right]\exp(ik_3^{(n)}h) = 0;\\ &\sum_{n=1}^{8}a_n\left(C^*_{B3KL} + 2S^E_{KPMN}C^E_{3BKL}P_MP_N\bar{\tau}\right)k_L^{(n)}\alpha_P^{(n)} - e^*_{P3B}k_P^{(n)}\alpha_4^{(n)} = 0;\\ &\sum_{n=1}^{8}a_n\left(e^*_{3AB} + 2S^E_{ABKP}e_{3AB}P_KP_P\bar{\tau}\right)k_B^{(n)}\alpha_A^{(n)} + \varepsilon^*_{3K}k_K^{(n)}\alpha_4^{(n)} = 0. \end{aligned} \tag{5}$$

Здесь $a_k^{(n)}$, a_n и $k_L^{(n)}$ – амплитуды, весовые коэффициенты и волновые числа n-й (n = 1,…,8) парциальной волны в пластине кристалла.

В полученных уравнениях (5) учитываются все изменения в конфигурации анизотропной сплошной среды, связанные с ее статической деформацией и, в частности, с изменениями формы (геометрическая нелинейность) и изменениями материальных констант (2) пьезоэлектрика (физическая нелинейность) под действием сильного механического напряжения. Система граничных условий представляет собой систему из 8 однородных уравнений относительно неизвестных амплитудных коэффициентов a_n. Расчет параметров упругих волн осуществляется с помощью стандартного метода парциальных волн [6]. Равенство нулю определителя матрицы граничных условий позволяет определить фазовую скорость упругой волны.

Рассмотрим влияние статического одноосного давления на распространение упругих волн в плоскости (001) пластины пьезоэлектрика группы симметрии 3m. Прило-

жение одноосного механического давления вдоль оси второго порядка [010], согласно принципу симметрии Кюри, понижает исходную симметрию кристалла 32 до моноклинной класса 2 [4]. Вследствие этого происходит модификация упругих материальных констант:

$$\begin{aligned}
C_{11}^{*} &= C_{11}^{E} + \left[C_{111}S_{12} + C_{112}S_{11} + C_{114}S_{24} + C_{113}S_{13}\right]\overline{\tau};\\
C_{14}^{*} &= C_{14}^{E} + \left[C_{114}S_{12} + C_{124}S_{121} + C_{144}S_{24} + C_{134}S_{13}\right]\overline{\tau};\\
C_{13}^{*} &= C_{13}^{E} + \left[C_{113}S_{12} + C_{123}S_{11} + C_{134}S_{24} + C_{133}S_{13}\right]\overline{\tau};\\
C_{56}^{*} &= C_{56}^{E} + \left[C_{156}S_{12} + C_{236}S_{11} + C_{456}S_{24} + C_{356}S_{23}\right]\overline{\tau};\\
C_{44}^{*} &= C_{44}^{E} + \left[C_{144}S_{12} + C_{244}S_{11} + C_{444}S_{24} + C_{344}S_{23}\right]\overline{\tau};\\
C_{33}^{*} &= C_{33}^{E} + \left[C_{133}S_{12} + C_{233}S_{11} + C_{333}S_{23}\right]\overline{\tau};
\end{aligned} \tag{6}$$

На основе уравнений (1)–(5) был выполнен компьютерный расчет параметров мод упругой волны Лэмба и SH-волны (фазовых скоростей, коэффициентов электромеханической связи (КЭМС), коэффициентов управляемости фазовых скоростей) в пластине кристалла ниобата лития при различных вариантах приложения однородного механического напряжения. Коэффициент управляемости фазовой скорости упругой волны при приложении одноосного механического давления имеет вид:

$$\alpha_v^{\tau} = \frac{1}{v(0)}\left(\frac{\Delta v}{\Delta P}\right)_{\Delta P \to 0}. \tag{7}$$

Материальные значения коэффициентов линейных и нелинейных электромеханических свойств для кристалла $LiNbO_3$ использованы из работы [7].

На рис. 1 представлены дисперсионные зависимости фазовых скоростей, КЭМС и коэффициентов управляемости волн Лэмба в пластине кристалла ниобата лития в направлении [100] плоскости (001) в зависимости от величины параметра $h \times f$ (толщина × частота).

Диапазон рассмотренных значений $h \times f$ составляет от 0 до 18000 м/с. Интервал изменения фазовых скоростей волн Лэмба лежит между значениями фазовых скоростей объемных акустических волн (OAB) QSS и QL. Фазовые скорости QSS и QL не дисперсионны и равны 4109,34 м/с и 6622,95 м/с, соответственно. При фазовых скоростях свыше QL волны становятся стоячими. Дисперсионная зависимость нулевой симметричной моды волны Лэмба начинается со значения 6216,27 м/с, после чего снижается до минимального значения 3823,66 м/с, антисимметричная мода возрастает примерно до того же самого значения, при $h \times f$ больших, чем 9000 м/с, разница между фазовыми скоростями этих мод составляет меньше 1 м/с.

Расчет КЭМС (рис. 1, *b*) был выполнен при металлизации верхней поверхности пьезоэлектрического слоя ($z = h$) и максимальное значение $K^2 = 18$ % при $h \times f = 2750$ м/с наблюдается для моды S_1. Максимальные значения КЭМС вторых мод значительно ниже и составляют около 6–7 % при $h \times f = 6150$ м/с для симметричной и $h \times f = 5450$ м/с для антисимметричной моды. Данные значения КЭМС относятся к области стоячих волн.

При воздействии P||[100] (рис. 1, *c*) фазовые скорости OAB QL, QSS и QFS изменяют свое значение и коэффициенты управляемости (7) равны: α_v(QSS) = $1{,}629 \cdot 10^{-11}$ $Па^{-1}$, α_v(QFS) = $-9{,}572 \cdot 10^{-12}$ $Па^{-1}$, α_v(QL) = $1{,}904 \cdot 10^{-11}$ $Па^{-1}$, соответственно. Максимальное значение α_v у антисимметричной моды A_1, которое составляет $1{,}056 \cdot 10^{-10}$ $Па^{-1}$ при $h \times f = 3350$ м/с. Дисперсионная зависимость α_v антисимметричной нулевой моды A_0

начинается со значения $1{,}056\cdot10^{-10}$ Па$^{-1}$, опускается до минимального значения $\alpha_v = 8{,}28\cdot10^{-12}$ Па$^{-1}$ при $h\times f$ = 2350 м/с, после чего возрастает до значения $1{,}248\cdot10^{-11}$ Па$^{-1}$. Нулевая симметричная мода S_0 достигает максимального значения $\alpha_v = 3{,}019\cdot10^{-11}$ Па$^{-1}$ при $h\times f$ = 3350 м/с, что может свидетельствовать о влиянии OAB QL. При $h\times f$ = = 2350 м/с у S_0 обнаруживается промежуточный пик $\alpha_v = 2{,}455\cdot10^{-11}$. Наличие промежуточных пиков перед достижением максимального значения справедливо для всех представленных симметричных мод.

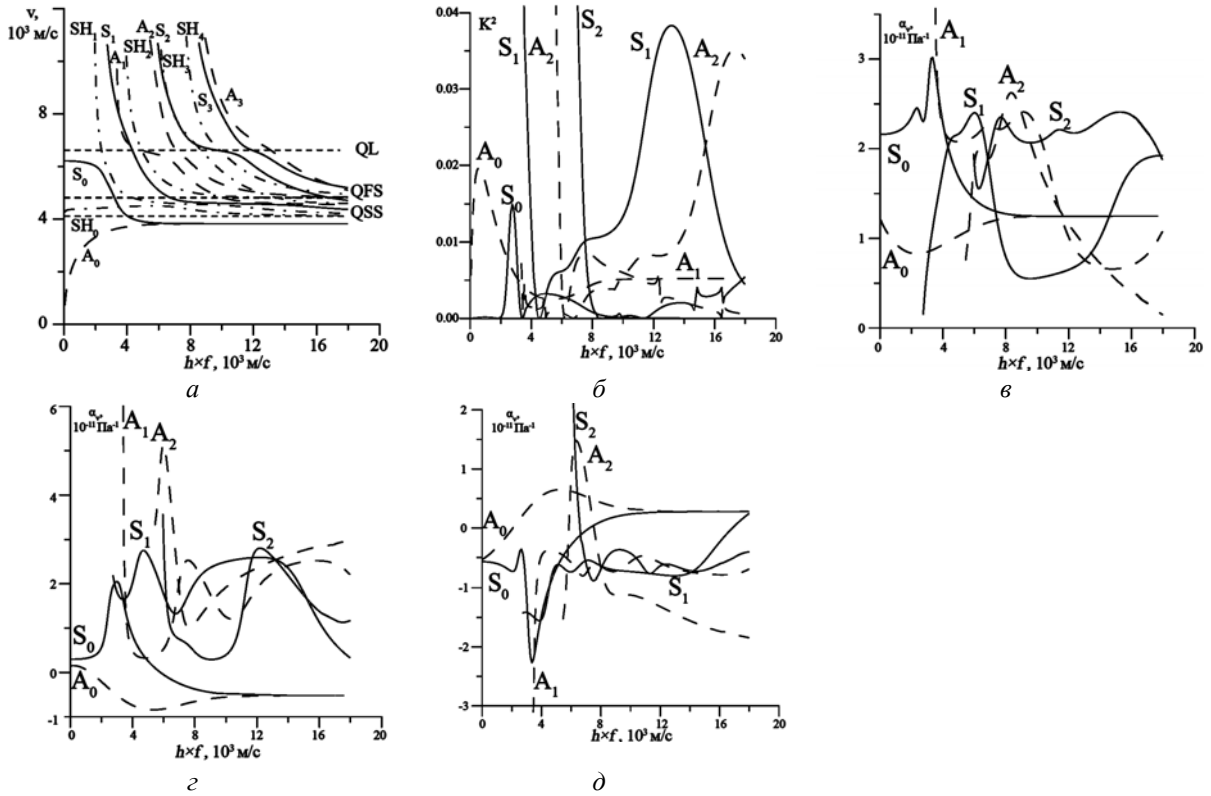


Рис. 1. *a* – Дисперсионные зависимости фазовых скоростей волн Лэмба от величины $h\times f$ Z-среза пластины ниобата лития; *b* – коэффициент электромеханической связи Z-среза пластины ниобата лития; *c*, *d*, *e* – коэффициенты управляемости при воздействии одноосным механическим давлением вдоль осей [100], [010], [001]

При приложении P||[010] (рис. 1, *d*) максимальное значение коэффициента управляемости α_v моды A_1 составляет $1{,}09\cdot10^{-10}$ Па$^{-1}$. Нулевая симметричная мода достигает своего максимального значения при $h\times f$ = 2950 м/с и составляет $2{,}044\cdot10^{-11}$ Па$^{-1}$, нулевая антисимметричная мода достигает минимального значения в точке $h\times f$ = 5350 м/с и $\alpha_v = -8{,}432\cdot10^{-11}$ Па$^{-1}$. При значениях $h\times f$ выше 9000 м/с нулевые моды плавно стремятся к значению $\alpha_v = -5{,}207\cdot10^{-12}$ Па$^{-1}$.

При P||[001] (рис. 1, *e*) влияние диаметрально противоположно, чем у давления, приложенного вдоль [100] и [010]: происходит уменьшение фазовых скоростей для мод, у которых скорость увеличивалась и увеличение у мод, у которых скорость уменьшалась. У первой антисимметричной моды максимальное абсолютное значение достигается также в точке $h\times f$ = 3350 м/с и составляет $\alpha_v = -1{,}310\cdot10^{-10}$ Па$^{-1}$. Влияние противоположно и для нулевых мод. Таким образом, нулевая антисимметричная мода A_0 плавно возрастает до максимального значения $\alpha_v = 6{,}516\cdot10^{-2}$ Па$^{-1}$ при $h\times f$ = 5250 м/с, вместо убывания до минимального при P||[100] и P||[010]. Нулевая симметричная мода сначала понижается до $\alpha_v = -7{,}352\cdot10^{-12}$ Па$^{-1}$ при $h\times f$ = 2050 м/с, после возрастает до

$\alpha_v = -3{,}594 \cdot 10^{-12}$ Па$^{-1}$ при $h \times f$ = 2650 м/с и достигает своего минимального значения $\alpha_v = -2{,}267 \cdot 10^{-12}$ Па$^{-1}$ при $h \times f$ = 3350 м/с. У вторых мод A_2 и S_2 подобного поведения замечено не было.

Таким образом, вследствие воздействия внешнего одноосного механического давления происходит понижение эффективной симметрии кристалла, в общем случае до триклинного, и максимальные значения коэффициентов управляемости достигаются: для моды S_0 при $h \times f$ = 3350 м/с и P||[100]; для моды A_0 при $h \times f$ = 5250 м/с и P||[001]; для S_1 – $h \times f$ = 4850 м/с и P||[010]; A_1 стремится к $\alpha_v = -1{,}301 \cdot 10^{-10}$ Па$^{-1}$ при $h \times f$ = 3350 м/с и P||[001]; S_2 стремится к $\alpha_v = 4{,}856 \cdot 10^{-11}$ Па$^{-1}$ при $h \times f$ = 5950 м/с и P||[001]; а A_2 – при $h \times f$ = 5950 м/с и P||[010].

Список литературы

1. Meyer R.J., Montgomery T.C., Hughes W.J. Tonpilz transducers designed using single crystal piezoelectrics // Oceans APOS, MTS/IEEE 4 (29-31) (2002) 2328–2333.

2. S. Lee, D.L. Pei, Y. Roh, Optimal design of a 1–3 piezocomposite tonpilz transducer by means of the finite element method // IEEE Ultrasonic Symposium. 2006. P. 1521–1524.

3. K.A. Snook, P.W. Rehrig, W.S. Hackenberger, R.J. Meyer, D. Markley, Tailored single crystal orientations for improved tonpilz transducer performance // IEEE Ultrasonic Symposium. 2006. P. 359–362.

4. Александров К.С., Сорокин Б.П., Бурков С.И. Эффективные пьезоэлектрические кристаллы для акустоэлектроники, пьезотехники и сенсоров. Т. 2. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2008. 429 с.

5. Зайцева М.П., Кокорин Ю.И., Сандлер Ю.М. и др. Нелинейные электромеханические свойства ацентричных кристаллов. Новосибирск: Наука, Сиб. отд-ние, 1986. 177 с.

6. B.P. Sorokin, M.P. Zaitseva, Yu.I. Kokorin, S.I. Burkov, B.V. Sobolev, N.A. Chetvergov, Anisotropy of the bulk acoustic wave velocity under the electric field in the sillenite structure piezoelectric crystals // Soviet Phys. Acoust. 32 (5) (1986). 664–666.

7. Cho Y., Yamanouchi K. Nonlinear, elastic, piezoelectric, electrostrictive, and dielectric constants of lithium niobate // J. Appl. Phys. 1987. Vol. 61, No. 3. P. 875–887.

СИНТЕЗ И МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК CoNi/Si/FeNi

Я. А. Живая, Г. С. Патрин (научный руководитель)

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

Представлены результаты экспериментальных исследований впервые полученных пленок в системе магнитожесткий ферромагнетик (CoNi)-магнитомягкий ферромагнетик (FeNi), и взаимодействующих через немагнитную полупроводниковую прослойку кремния (Si). Проведены температурные и полевые исследования структур в зависимости от толщины кремния. Показано, что многослойная структура обладает свойствами, присущими магнитным пружинам. При низких температурах наблюдается эффект обменного смещения.

Введение

Пленочные системы, состоящие из чередующихся слоев магнитомягкого и магнитожесткого материалов, являются подходящими объектами для использования в устройствах спиновой электроники. Межслоевое взаимодействие в таких системах является ответственным за формирование магнитного состояния. В случае, когда имеет место сопряжение ферромагнитного и антиферромагнитного слоев, как правило реализуется эффект обменного смещения и весь наблюдаемый процесс намагничивания связан с поведением ферромагнитного слоя [1]. Когда сопрягаются ферромагнитные магнитомягкий и магнитожесткий слои может возникать новое состояние, типа «магнитной пружины». В этом случае процесс намагничивания проходит через определенные стадии, и петля гистерезиса имеет характерную форму [2]. Изначально такие системы изучались в связи с исследованием многокомпонентных постоянных магнитов [3]. Затем были изучены особенности намагничивания слоисто-неоднородных структур в зависимости от толщины магнитомягкого и магнитожесткого слоев, межслоевого взаимодействия и анизотропии слоев [4]. Однако в случае, когда межслоевое взаимодействие является регулируемым, есть основание ожидать новых проявлений, что может иметь практическое значение. В работе [5] приведены результаты исследований многослойных структур (системы Co-P) *магнитожесткий/магнитомягкий* материалы (с количеством блоков до 40) с эффектом магнитной пружины, где в качестве промежуточного слоя использовался немагнитный слой аморфного NiP.

Методика эксперимента

Методом ионно-плазменного распыления впервые синтезированы пленки композиции CoNi/Si/FeNi (базовый вакуум составлял 10^{-6}–10^{-7} Tor.). Содержания никеля в слое CoNi составляло 19,5, а в слое FeNi было 83 ат. %. Толщина магнитожесткого слоя (CoNi) оставляет $t_h = 53$ nm, а толщина магнитомягкого слоя (FeNi) $t_s = 72$ nm для всех пленок. Толщина немагнитного полупроводникового слоя была переменной и менялась в диапазоне $t_{Si} = 0$–15 nm. Измерения намагниченности проводились на установке MPMS-XL и на магнитооптической установке NanoMOKE-2 в диапазоне температур от гелиевых до комнатной. Электронно-микроскопические исследования (режим cross-section) показали наличие резкой границы раздела между слоем кремния и обоими магнитными слоями. Также было получено, что пленка CoNi была поликристаллической и находилась в гексагональной фазе.

Результаты и обсуждение

Магнитные измерения показали, что в данной системе отношение коэрцитивных сил отдельных магнитожесткого (CoNi) и магнитомягкого (FeNi) слоев составляет более 2^x порядков. Ситуация заметно меняется, когда из этих слоев складывается сэндвич. В этом случае имеем, что кривая намагничивания имеет вид наложения двух петель.

Однако, это не алгебраическая сумма исходных кривых. Внутренняя петля уширена по сравнению с исходной магнитомягкой кривой, а внешняя кривая заметно сужена.

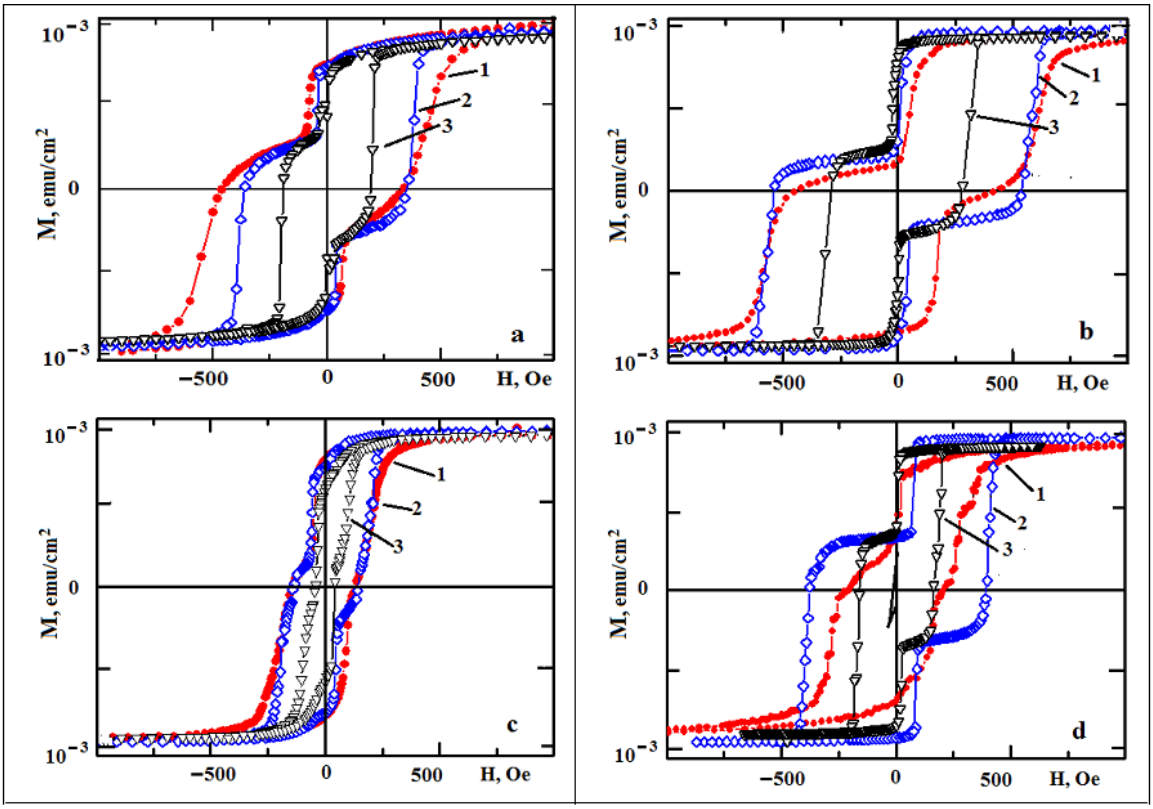


Рис. 1. Петли намагничивания трехслойных пленок CoNi/Si/FeNi: *a*, *b*, *c*, *d* – t_{si} = 1,2, 3,5, 5,0, 3,75 nm, соответственно; 1, 2, 3 – T = 4,2, 80, 300 K

Введение немагнитной полупроводниковой прослойки кремния делает ситуацию еще более необычной. Как видно из рис. 1, в зависимости от толщины немагнитной прослойки форма кривой намагничивания заметно меняется. По крайней мере, отчетливо видно, что коэрцитивная сила зависит от толщины кремния осциллирующим образом. Обращает на себя внимание и то, что высота высококополевой ступеньки зависит от толщины кремниевой прослойки.

Обнаружено, что на температурной зависимости коэрцитивной силы в низкотемпературной её части (T ~5 K) наблюдается наличие максимума, однако, чтобы объяснить эти данные одной только конкуренции анизотропий в разных слоях явно недостаточно. Это дает основание считать, что межслоевой обмен зависит от толщины немагнитного слоя, и он существенно влияет на формирование магнитного состояния.

Работа выполняется при финансовой поддержке РФФИ (грант № 14-02-00238-а).

Список литературы

1. J. Nogues, J. Sort, V. Langlais, *et al.* // Phys. Rep. V. 422, 65 (2005).
2. Bader S.D. // Rev. Mod. Phys. V. 78, 1 (2006).
3. Exchange-Coupled Nanocomposite Magnets / In book: Nanoscale Magnetic Materials and Applications. Ed. by: J.P. Liu, *et al.* (Springer, New York, 2009). P. 309.
4. Suess D. JMMM. V. 308, 183 (2007).
5. Patrin G.S., Shiyan Ya., K.G. Patrin, Yurkin G.Yu. // J. Low Temp. Phys. V. 182, 73 (2016).

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

TEMPERATURE-DEPENDENT POLARIZED RAMAN SPECTRA OF RARE-EARTH TRIFLUORIDE CRYSTALS

A. A. Ershov[1], A. S. Oreshonkov[1,2], A. S. Krylov[1,2], A. N. Vtyurin[1,2], V. N. Voronov[1], I. V. Alekseenko[3] (language advisor)

[1]School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: ershov@iph.krasn.ru
[2] Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center KSC Siberian Branch Russian Academy of Sciences,
50 bld. 38 Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036 Russia
[3]School of Philology and Language Communication SibFU
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The trifluoride crystals with rare-earth metal ions with the general formula ReF_3 (*Re* = Pr, Nd, La, Ce) have a trigonal structure of tysonite, space group *P-3c1*. ReF_3 have become the subject of research interest due to its current applications in fiberoptics, fluorescent lamps, as an active medium of solid-state lasers and scintillators [1, 2]. The structure of crystals under study remains stable from 300K up to the melting point [2]. In this work, we applied the Raman spectroscopy to study crystals of ReF_3 at decreasing temperature. The aim of this study is to investigate possible structural changes associated with phase transitions or anion disordering.

Raman spectra were collected using the polarized radiation of a 488 and 514 nm Ar^+ laser in the wavenumber range between 10 and 700 cm^{-1}. The spectra were recorded on the Horiba Jobin Yvon T64000 spectrometer. The studies of temperature were performed using the ARS CS204–X1.SS closed cycle helium cryostat at the temperature range of 150–400 K.

The polarized Raman spectra for oriented ReF_3 single crystals were measured, and the symmetry of all observed phonon lines was determined. The number of observed lines is in agreement with the Raman selection rules. The obtained spectra were compared with the results of the lattice dynamics simulation within the semi-empirical model. The Grüneisen parameters have been calculated in zone center modes.

The temperature behavior of the Raman lines does not provide evidence for phonon anomalies associated with structural phase transitions.

References

1. Diniz E.M., Paschoal C.W.A. (2005) Solid State Communications 136, 538.
2. Wilson A. et al. (2010) Dalton Trans. 39, 4302.

MAGNETIC AND DIELECTRIC PROPERTIES OF $TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$

M. D. Kudryavtsev[1], E. V. Eremin[2] (scientific supervisor),
I. V. Alekseenko[3] (language advisor)

[1]School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU,
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
[2]L.V. Kirenskii Institute of Physics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences,
Krasnoyarsk, Russia, 660036
[3]School of Philology and Language Communication SibFU
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

This article discusses magnetic and dielectric properties of terbium ferrobat, in which iron is partially replaced by gallium. In addition, here is a comparison of its properties with the properties of pure terbium ferroborate.

Today, the study of various compounds involving rare-earth elements is of great interest from the point of view of practical application. For example, this research contributes to solve fundamental problems of magnetic phenomena in Physics. In particular, it helps to clarify the key issues of magnetism: the nature of the crystal field, the magnetoelastic interaction, the magnetic anisotropy, and the mechanisms induced by the magnetic field and others. As an object of investigation, one of these compounds was chosen in this work – terbium ferrobat, in which iron is partially replaced by gallium ($TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$).

Using the apparatus for studying the physical properties of solids "Physical Property Measurement System", the dependence of the magnetization μ in the magnetic field strength H was measured at different temperatures and for different orientations of the magnetic field for $TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$ (Fig. 1, 2).

$TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$, as well as the unsubstituted terbium ferroborate has antiferromagnetic properties and has a spin-flop transition. However, the temperature and the magnetic field at which it occurs differ.

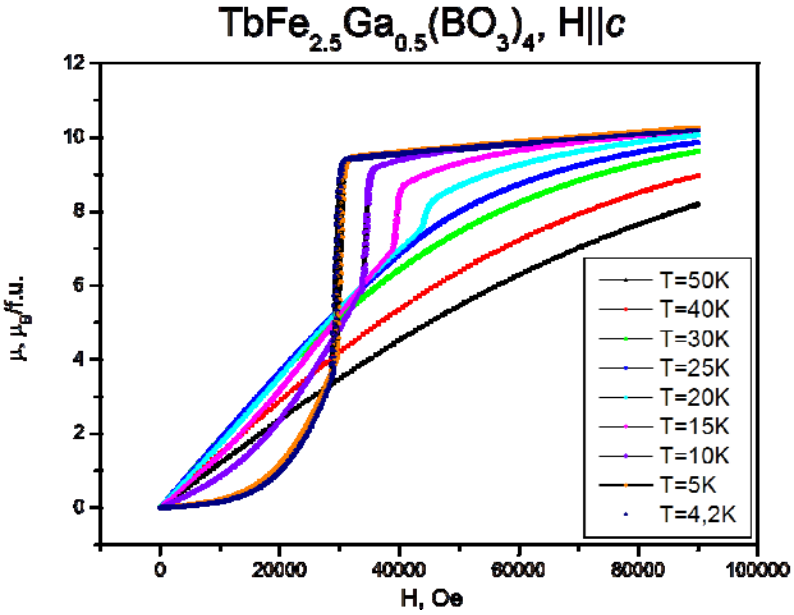


Fig. 1. μ(H), $H \parallel c$

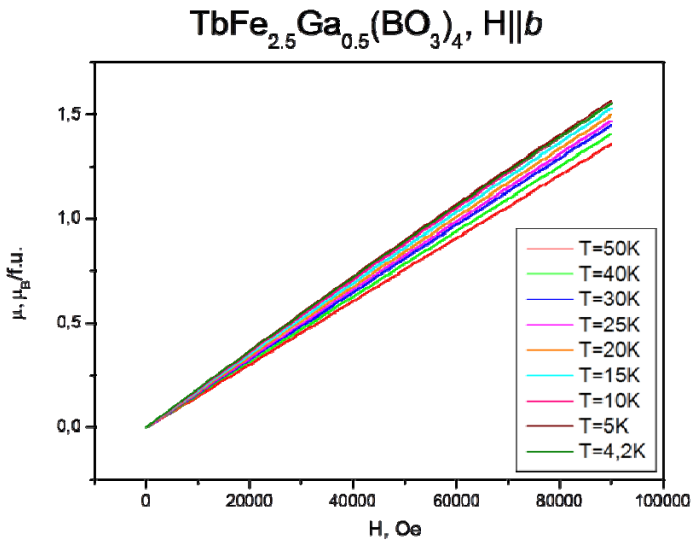


Fig. 2. μ(*H*), *H* || *b*

Measurements of the dielectric properties of $TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$ were carried out on two samples. In one case, the plates were applied in the direction of the crystalline axis c, in the other case in the direction of the b axis (Fig. 3).

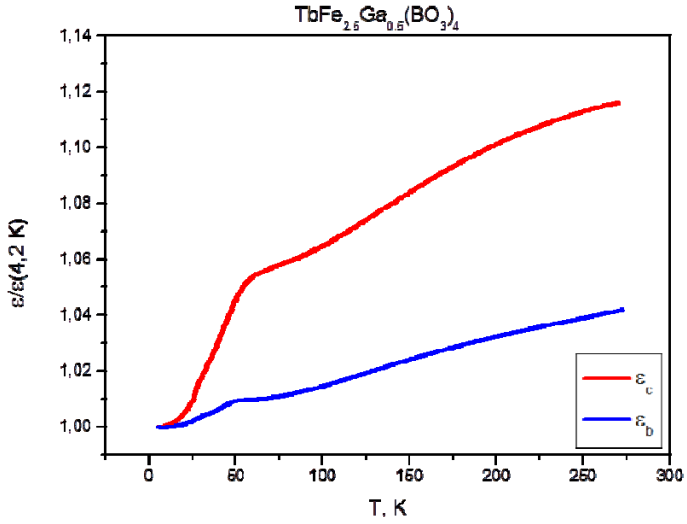


Fig. 3. ε(*T*)

At a temperature T ≈ 55 K, a distinct jump in the permittivity can be observed. A similar picture is observed for $TbFe_3(BO_3)_4$, but at T = 202 K. This transition is structural [1], and we can notice that when the iron is partly replaced by gallium, its temperature has significantly decreased (ΔT ≈ 150 K).

When studying the influence of the magnetic field on the permittivity, it was found that this effect practically does not appear with the plates along the c axis. However, in the study of the second sample at low temperatures, an anomaly of unknown character was observed (Fig. 4).

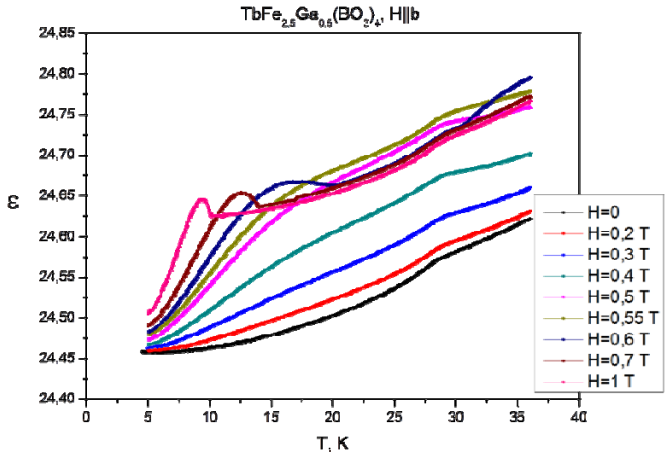


Fig. 4. The dependence ε(T) of the second sample at low temperatures
for different values of the magnetic field, H || b

As the magnitude of the magnetic field applied parallel to b increases, a jump in the dielectric constant occurs. It assumes an explicit form at a field H = 0.6 T and, with a further increase in the field, shifts toward lower temperatures. To determine the nature of this anomaly, additional research is required, including measurements in higher fields.

Conclusion

As a result of this work, it was established that partial replacement of iron by gallium in terbium ferroborate has a significant effect on both magnetic and dielectric properties.

The magnitude of the spin-flop magnetic field compared with $TbFe_3(BO_3)_4$ decreased by H ~ 5 kOe. In addition, the temperature range in which this transition is possible has decreased. The temperature of the structural transition has significantly changed in comparison with $TbFe_3(BO_3)_4$ (from 202 to 55 K). The permittivity of $TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$ depends on the orientation of the crystal and reaches large values when measured along the c axis. When measuring the permittivity along the b axis in the low-temperature region (T <20 K), anomalies in the form of peaks of an unexplained nature are observed in an external magnetic field (H || b).

References

1. Magnetodielectric and magnetoelastic coupling in $TbFe_3(BO_3)_4$ / U. Adem, L. Wang, D. Fausti, W. Schottenhamel, P.H.M. van Loosdrecht, A. Vasiliev, L.N. Bezmaternykh, B. Buchner, C. Hess, R. Klingeler // Phys. Rev. B. 2010. Vol. 82. P. 064406–064410.

DESIGN OF THE ANTENNA ARRAY WITH COMBINED ELECTRONIC AND MECHANICAL BEAM STEERING

Y. A. Litinskaya[1], Yu. P. Salomatov[1] (scientific supervisor),
V. G. Andyuseva[2] (language advisor)

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: YLitinskaya@sfu-kras.ru
[2]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

Antenna array experimental research results with combined beam steering are considered. Amplitude and phase distributions of the antenna array are presented at different beam directions for electronic and combined electronic and mechanical beam steering types. Gain difference of two presented beam steering types was more than 6 dB at 60 degrees scanning angle.

Satellite telecommunication in motion is currently a challenge. Antenna arrays with electronic beam steering (EBS) are widely used in mobile communications networks, but such antenna systems have some disadvantages. The main disadvantage of the antenna arrays with electronic beam steering is the limited scanning angle range [1]. The scanning angle range can be increased and antenna system cost can be reduced by using combine electronic and mechanical beam steering. Block diagram of the antenna array with combined electronic and mechanical beam steering (EMBS) is presented in Fig. 1 [2].

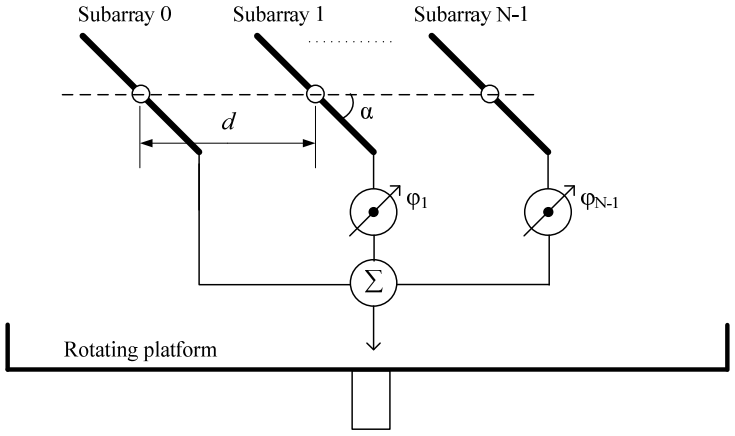


Fig. 1. Block diagram of the phased antenna array with electronic and mechanical beam steering

Considered antenna array consists of eight subarrays, which can be mechanically rotated around their axis. Subarrays are placed on a single platform. Mechanical rotating of the platform provides scanning in azimuth plane. Scanning in elevation plane is achieved by linear phase delay in the subarrays feed circuits and subarrays rotation at angle α. The difference between beam steering types is in subarrays mechanical rotation. Each subarray consists of 20x1 patches. The subarray steps are 0,85 λ in elevation plane and 0,5 λ in azimuth plane. Antenna array dimensions are 275 x 225 mm.

Antenna array power dividers for different scan angles are presented in Fig. 2. Linear phase delays are realized with the help of different length delay lines. Each subarray is connected to corresponding power divider output.

The measured antenna arrays with different beam steering types are presented in Fig. 3.

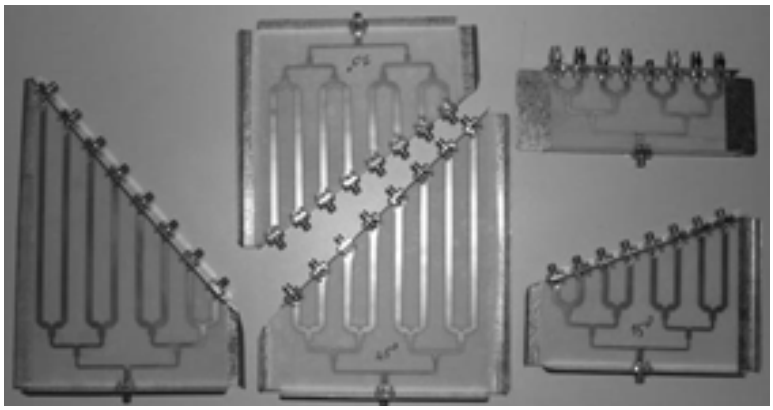
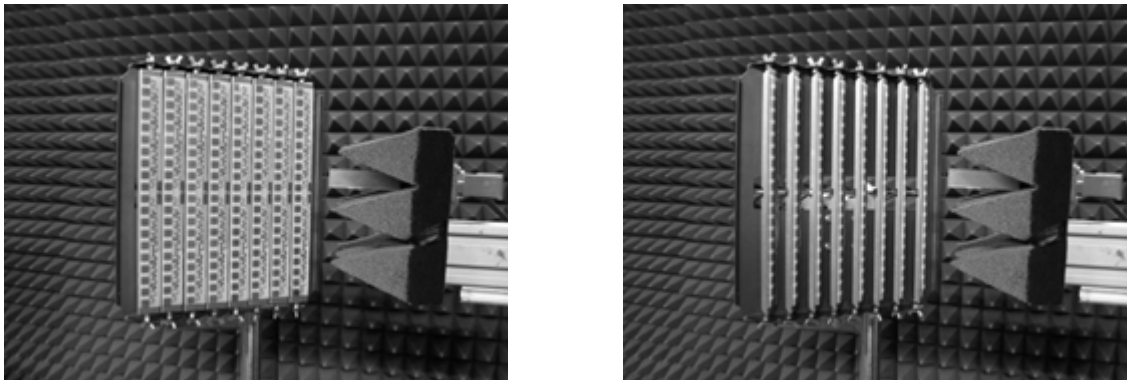


Fig. 2. Power dividers with linear phase delay

Power dividers for EBS and EMBS were the same. Subarray rotation was the only difference between these beam steering types.



a *b*

Fig. 3. Antenna array with electronic beam steering (*a*); Antenna array with combine electronic and mechanical beam steering at 60 degrees (*b*)

Measurements were carried out in anechoic chamber using planar near field scanning method [5]. Scanning plane was perpendicular to beam direction to minimize scanning area. Radiation patterns at beam steering angles 30, 45 and 60 degrees with using of two beam steering types (electronic and combined electronic and mechanical) are shown in Fig. 4–6.

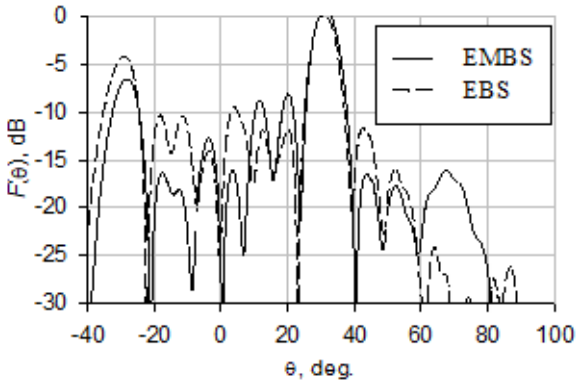


Fig. 4. Radiation patterns for combined electronic and mechanical beam steering (solid line) and for electronic beam steering (dotted line) at deflection angle 30 degrees

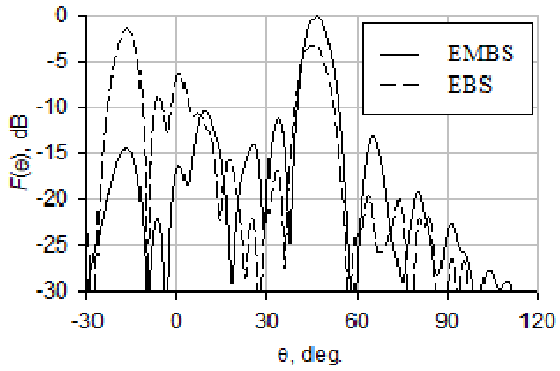


Fig. 5. Radiation patterns for combined electronic and mechanical beam steering (solid line) and for electronic beam steering (dotted line) at deflection angle 45 degrees

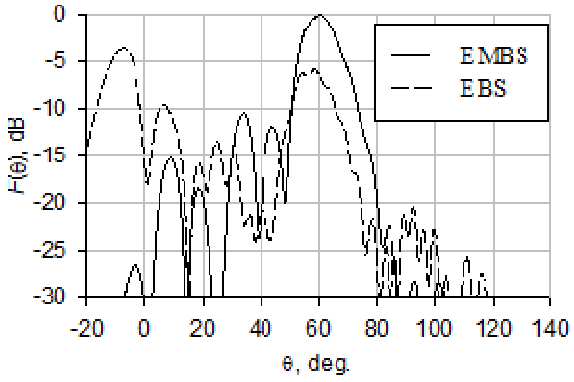
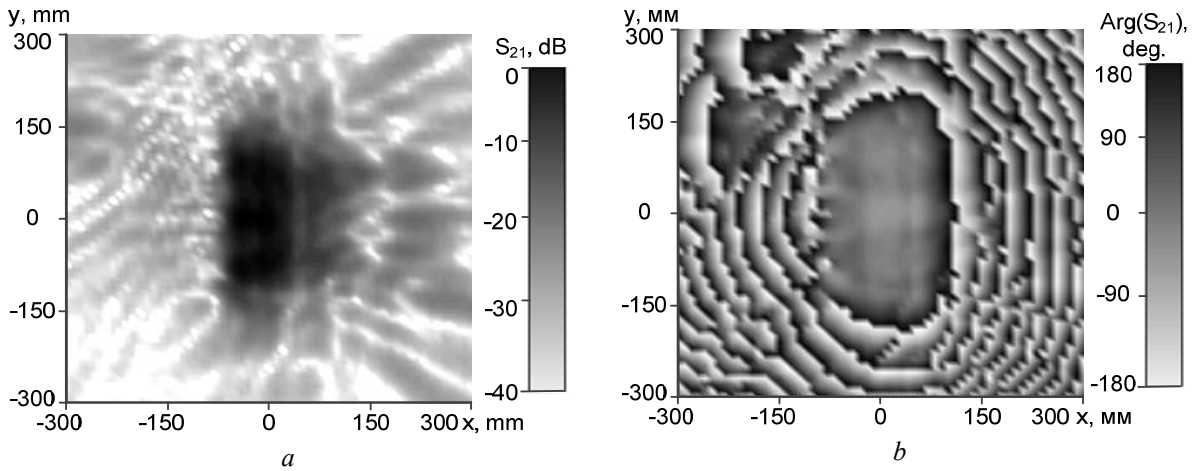


Fig. 6. Radiation patterns for combined electronic and mechanical beam steering (solid line) and for electronic beam steering (dotted line) at deflection angle 60 degrees

EBS directional characteristics significantly degrade if the beam angle increases is more than 30 degrees. EBS gain is 6 dB less EMBS gain at 60 degrees beam steering. Antenna array step reduces with increase of the beam direction angle, in resulting diffraction lobes reduction.

Amplitude and phase distributions of the EBS and EMBS at 60 degrees scanning angles are shown in Fig. 7, 8.



a *b*

Fig. 7. Amplitude distribution of EMBS at 11 GHz, 60 degrees beam direction (*a*); Phase distribution of EMBS at 11 GHz, 60 degrees beam direction (*b*)

The amplitude and phase distributions of EMBS are flat at 60 degrees beam steering angle in a plane perpendicular to the pattern direction. Distribution distortions are negligible.

Amplitude and phase distributions of the EBS have significant distortions at 60 degrees beam steering angle. Significant amount of total power is radiated via side lobes.

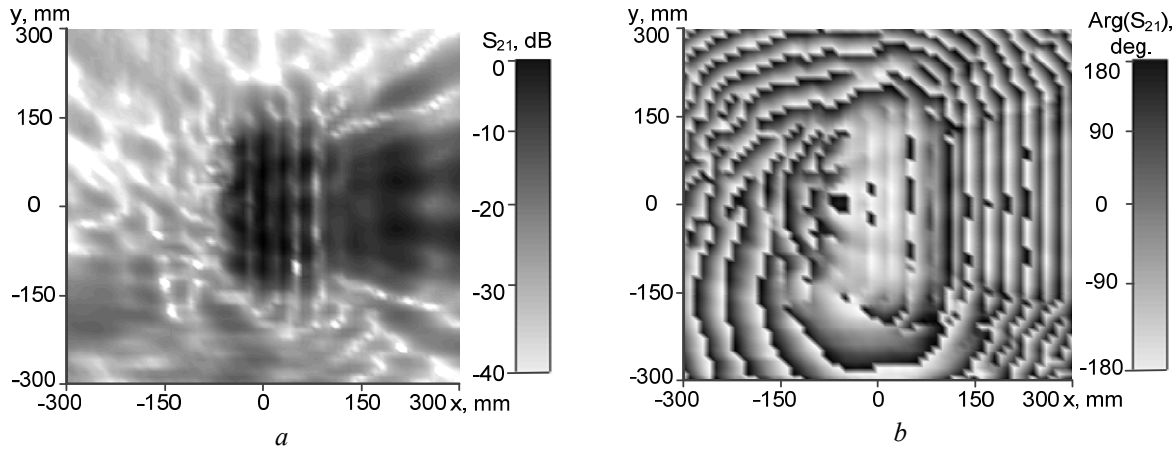


Fig. 8. Amplitude distribution of EBS at 11 GHz, 60 degrees beam direction (*a*); Phase distribution of EBS at 11 GHz, 60 degrees beam direction (*b*)

Research results show advantages of the combined electronic and mechanical scanning method over the electronic one. Gain difference of two presented beam steering types was more than 6 dB at 60 degrees beam steering angle.

In this paper antenna array design with combined electronic and mechanical beam steering in elevation for mobile satellite communication systems is presented. Directional characteristics of researched antenna array at different scan angles with using of two beam steering types (electronic and combined electronic and mechanical) are considered. Such antenna type has low cost and weight due to using photolithographic method in manufacturing process. EMBS can be used in remote areas of the world, where it is necessary to utilize antenna systems with scanning angles more than 60 degrees.

References

1. Robert C. Hansen, Phased Array Antennas. 2009. John Wiley & Sons, Inc.

2. A.M. Alexandrin, K.V. Lemberg, Ye.A. Litinskaya, S.V. Polenga, Y.P. Salomatov // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. 2013. P. 52–53.

3. Phased array antenna with combined electronic and mechanical beam steering / Ye.A. Litinskaya, S.V. Polenga, V.S. Panko, Y.P. Salomatov // «Uspekhi sovremennoi radioelektroniki» (Achievements of Modern Radioelectronics). 2015. N 1. P. 24–27.

4. The low-profile antenna array with wide-angle scanning / Ye.A. Litinskaya, A.D. Nemshon, S.V. Polenga, Y.P. Salomatov // 25nd Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015). 2015. P. 461–462.

5. Ivanov A.S., Lemberg K.V., Panko V.S. Razrabotka avtomatizirovannogo kompleksa dlya izmereniya kharakteristik antenn v blizhney zone // Sb. dokladov 69-oi nauchno-tehnicheskoy konferencii SPbNTORES «LETI». 2014. P. 16–17. (In Russ.)

SPECTROSCOPIC BEHAVIOR OF PYRROLANTHRONE AND ITS DERIVATIVE IN APROTIC AND PROTIC SOLVENTS

A. G. Merezhko[1], E. A. Slyusareva[1] (scientific supervisor),
I. V. Alekseenko[2] (language advisor)

[1]*Institute of Engineering Physics and Radio Electronics*
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo 28 str
E-mail: MerezhkoAl@outlook.com
[2]*Institute of Philology and Language Communication*
660041, Krasnoyarsk, 82 bld. 1 Svobodny pr

We have analysed the luminescent properties of pyrrolanthrone and its derivative in solvents of different polarity. The influence of the nature of the solvent on the quantum yield and luminescence lifetime is presented. The contribution of specific and universal intermolecular interactions between the solute and solvents is considered.

The problem of oncological diseases remains a priority for modern society. In this regard, new substances with cytotoxic properties are continuously developed. In particular, convenient methods for the synthesis of the simplest naphtha [1,2,3-cd] indole-6 (2H)-one (pyrrolanthrone, PyAn **1**) were proposed [1], which is characterized by substantially lower solvent costs and reaction time. Structural similarity of PyAn **1** with known anticancer drugs (anthra[1,9-cd] pyrazole-6(2H)-one) stimulates an interest in the synthesis and study of its novel derivatives. In addition, the information about the high fluorescent properties of molecules makes it possible to use these drugs as a tracer in the processes of transport and accumulation in tissues.

It is commonly recognized, that the nature of solvent influences the spectroscopic behavior of a dissolved chromophore. The intensity, line shape, position of the absorption and emission spectra depend on the type of solute-solvent interactions in solution [2]. In the presented work, the effect of different solvents on the absorption and fluorescent properties (position of maxima, fluorescence quantum yield and lifetime) of PyAn and its water-soluble derivative was investigated; the solute-solvent interactions by means of the set of solvatochromic models were revealed. The structures of the investigated molecules are shown in Fig. 1.

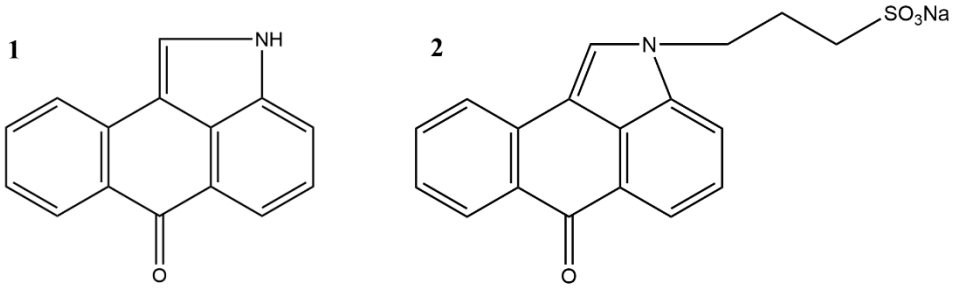


Fig. 1. Molecular structure of the PyAn **1** and its water-soluble derivative **2**

The absorption and fluorescence spectra of PyAn **1** and its derivative **2** were measured in aprotic (toluene, ethyl acetate, dichloromethane (DCM), N,N-dimethylformamide (DMF) and toluene-DMF mixture) and protic (2-propanol, ethanol, methanol and ethanol-water mixture) solvents. All used solvents were transparent and nonfluorescent in the studied range of excitation and emission. The absorption spectra were recorded using Lambda 35 spectrophotometer (Perkin Elmer) and fluorescence spectra were recorded using Fluorolog 3-

22 spectrofluorometer with additional time-resolved module FluoroHub B (Horiba Jobin Yvon). The quantum yield was defined by reference method [2].

The measured spectral properties of PyAn **1** and its derivative **2** are highly sensitive to the nature of the solvent. As shown in Fig. 2, the position and shape of the absorption and emission bands are dependent on the solvent type. The absorption spectra of PyAn **1** demonstrates the resolved vibronic structure in aprotic solvents that disappears in more polar solvents.

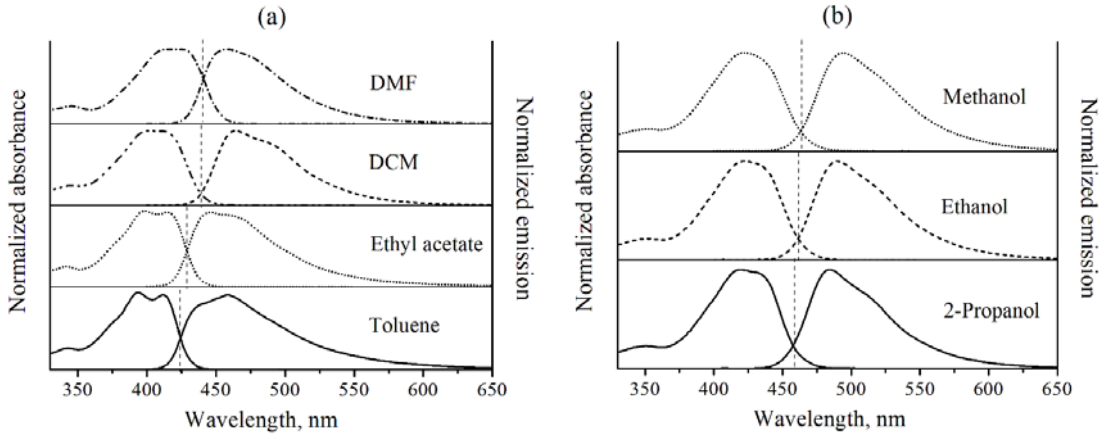


Fig. 2. Absorption and fluorescence spectra of PyAn **1** in aprotic (a) and protic (b) solvents

Bathochromic shifts in fluorescence and absorption spectra were observed with the increase of the solvent polarity. The similar spectroscopic behavior was observed for water-soluble derivative **2**.

Fig. 3 demonstrates the measured fluorescence quantum yields and lifetime of the PyAn **1** and its derivative **2** in the solvents in wide range of dielectric constants. The type of the solvents significantly influences the fluorescent properties of studied compounds. For example, the fluorescence yield and lifetime of PyAn **1** increase from 5 % and 1 ns in toluene to ~90 % and ~13 ns in alcohols. The fluorescent properties of PyAn derivative **2** in alcohols are similar, but fluorescence yield and lifetime in aprotic solvents exceed the parameters for PyAn **1** (51 % and 5.4 ns in toluene). The quantum yield of PyAn derivative **2** in water solution does not exceed 70 %.

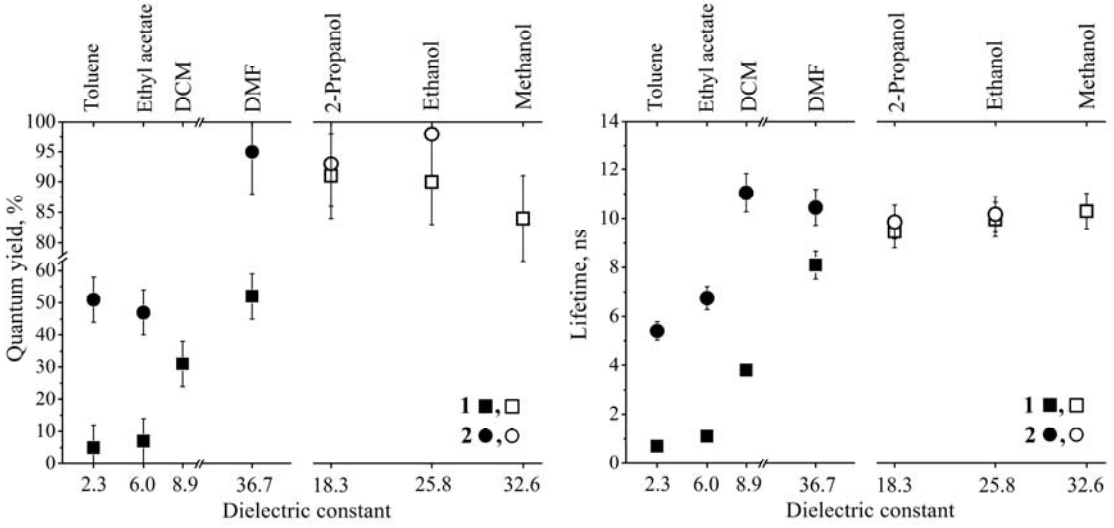


Fig. 3. Fluorescence quantum yield and lifetime of PyAn 1 (square) and its derivative 2 (circle) in aprotic (filled) and protic (empty) solvents

The method of solvatochromic shifts is based on Onsager reaction field theory [3]. It reveals the relationship between the position of the electronic spectra and the fundamental characteristics of the bulk solvent and the studied molecule. Commonly used, Lippert (1) [4], Bakshiev (2) [5] and Chamma-Viallet (3) [6] models correlate the wavenumbers of maxima of absorption ($\bar{\nu}_a$) and fluorescence ($\bar{\nu}_f$) spectra with dielectric constant (ε) and solvent refractive index (n)

$$(\bar{\nu}_a - \bar{\nu}_f) = mF(\varepsilon, n) + const, \quad (1)$$

$$(\bar{\nu}_a - \bar{\nu}_f) = m_1 F_1(\varepsilon, n) + const, \quad (2)$$

$$(\bar{\nu}_a + \bar{\nu}_f)/2 = m_2 F_2(\varepsilon, n) + const. \quad (3)$$

The expressions for polarity functions of Lippert ($F(\varepsilon,n)$), Bakshiev ($F_1(\varepsilon,n)$) and Chamma-Viallet ($F_2(\varepsilon,n)$) are given by

$$F(\varepsilon, n) = \frac{\varepsilon - 1}{2\varepsilon + 1} - \frac{n^2 - 1}{2n^2 + 1}. \quad (4)$$

$$F_1(\varepsilon, n) = \left(\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} - \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2}\right)\frac{2n^2 + 1}{n^2 + 2}. \quad (5)$$

$$F_2(\varepsilon, n) = \frac{2n^2 + 1}{2(n^2 + 2)}\left(\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} - \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2}\right) + \frac{3(n^4 - 1)}{2(n^2 + 2)^2}. \quad (6)$$

Plots of $(\bar{\nu}_a - \bar{\nu}_f)$ versus solvent polarity functions $F(\varepsilon,n)$, $F_1(\varepsilon,n)$ and $(\bar{\nu}_a + \bar{\nu}_f)/2$ versus $F_2(\varepsilon,n)$ for different solvents yield the slopes m, m_1 and m_2, respectively, and are given below:

$$m = m_1 = 2(\mu_e - \mu_g)^2 / hca^3, \quad (7)$$

$$m_2 = -2(\mu_e^2 - \mu_g^2) / hca^3, \quad (8)$$

where *h* is the Planck's constant, *c* is the velocity of light, *a* is Onsager cavity radius of the solute molecule, which is commonly taken to be equal to 0.8 of the radius of the molecule [7], μ_e and μ_g are the ground- and excited-state permanent dipole moments.

The linear correlation between Stokes shift and solvent polarity function in these models are assumed to be evidence of general solvent effects dominance among solute-solvent interactions [2, 7].

In order to get a detailed information about solvatochromic behaviour of PyAn **1** and its derivative **2**, spectroscopic properties were correlated with the different solvent polarity functions. The spectral shifts $(\bar{\nu}_a - \bar{\nu}_f)$ and $(\bar{\nu}_a + \bar{\nu}_f)/2$ of both compounds versus bulk solvent polarity functions $F(\varepsilon,n)$, $F_1(\varepsilon,n)$ and $F_2(\varepsilon,n)$ were plotted. The spectral shifts in aprotic and protic solvents were fitted by two linear functions. Fig. 4 shows plots for PyAn **1**.

In the case of protic solvents, the correlation coefficients exceed the value of 0.90. The slopes of plots for protic solvents are larger than that is observed for the aprotic solvents. The difference in slopes of the lines for protic and aprotic solvents indicates the contribution of the specific solute-solvent interactions (for instance, hydrogen bond) in addition to the general ones.

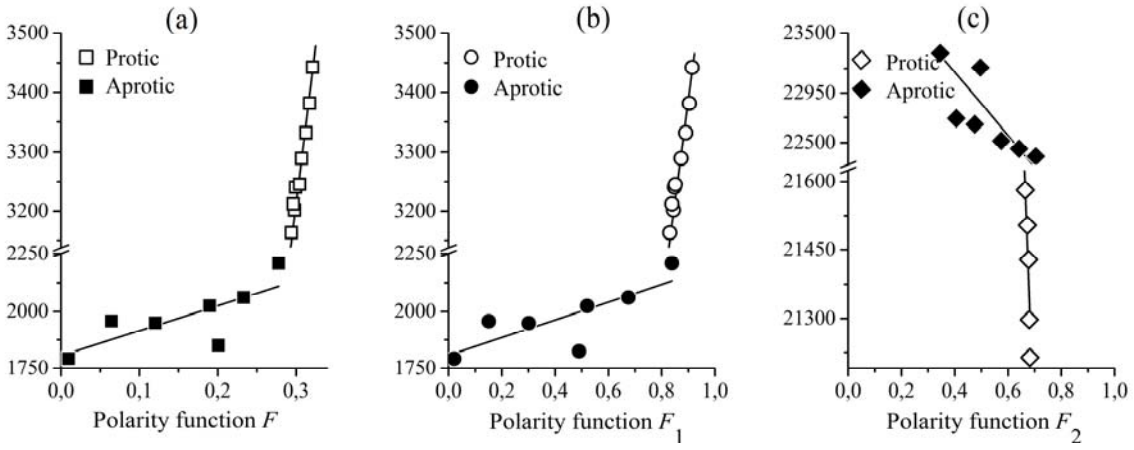


Fig. 4. The dependence of Stokes shift on Lippert (a), Bakshiev (b) and Chamma-Viallet (c) polarity function for PyAn **1** in aprotic (filled) and protic (empty) solvents

In this work, the solvent effects on spectroscopic behavior of novel promising compounds: pyrrolanthrone and its water-soluble derivative were investigated. The fluorescence quantum yield and lifetime of the PyAn **1** are very sensitive to the nature of the solvents: fluorescence yield (lifetime) varies from 5 % (0,7 ns) in toluene to almost 90 % (~13 ns) in alcohols. Water-soluble PyAn derivative **2** also demonstrates high fluorescent efficiency: yield (lifetime) varies from 51 % (5.4 ns) in toluene to almost 95 % (~13 ns) in alcohols while its quantum yield in water does not exceed 70 %. Using Lippert's, Bakhshiev's and Chamma-Viallet's solvatochromic shift models on the spectral shift, the observed double linear correlation between Stokes shift and solvent polarity function is commonly treated as both general and specific solvent effects. The obtained results will be useful for the design of anticancer drug delivery systems that do not require external fluorescent labels.

References

1. Gornostaev L.M., Kargina O.I. and Lavrikova T.I. Method for producing naphtha [1,2,3-cd]indol-6(2h)-ones // Patent RU 2552416. Bull. № 16. 2015.

2. Lakowicz J.R. Principles of Fluorescence Spectroscopy // University of Maryland School of Medicine. Baltimore. Maryland. USA. 2003.

3. Onsager L. Electric moments of molecules in liquids // J. Am. Chem. Soc. 1936. Vol. 58. N 8. P. 1486–1493.

4. Lippert E. Dipolmoment und elektronenstruktur von angeregten molekulen // Z Naturforschung A. 1955. Vol. 10. No 7. P. 541–545.

5. Bakhshiev N.G. Universal intermolecular interactions and their effect on the position of the electronic spectra of molecules in two-component solutions // Opt. Spektrosk. 1964. Vol. 16. P. 821–832.

6. Chamma A. and Viallet P. Determination of the dipole moment in a molecule in an excited singlet state // C. R. Acad. Sci. Paris, Ser. C. 1970. Vol. 270. P. 1901–1904.

7. Bakhshiev N. G. [Spectroscopy of intermolecular interactions // Nauka. Leningrad. 1972.

MODELING OF QUANTUM ANNEALING IN THE TERNARY SYSTEM: THE FACTORIZATION OF THE NUMBER 551

I. S. Pichkovskiy[1], V. E. Zobov[2] (scientific supervisor),
I. V. Alekseenko[3] (language advisor)

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: pichkovskiy@bk.ru
[2] *Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center KSC Siberian Branch Russian Academy of Sciences,*
50 bld. 38 Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036 Russia
[3]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

In this paper we present the decision of one of the most hard combination problem with qutrit, factorization number. We present two factors that form this number. Knowing the length of one of them, the problem is simplified and can be resolved. Our work solves the problem of factorization of number 551 with the length of multiplier, which equals 4.

Today one of the most interesting problems of quantum mechanics is quantum calculation system. All states exist simultaneously in superposition in such system. Furthermore, if we use a special impact on this system, the probability of existing of any state became possible most of all. Comparing with classical computer, it works faster and is able to solve the problem, which is inaccessible for classical computer. This impact can be divided into two types: ventil gates – quantum logical operation, and annealing [1], representing the greatest interest. This is obviously that this method achieves greater accuracy, but it is suitable for finding of energy minimum. Fortunately, many intricate combinatory problems reduce to this task of finding this energy minimum.

Quantum annealing is a special case of quantum adiabatic algorithm. The system is operated only by the Hamiltonian H_{fild}. All spins of this system according to this algorithm are initially rotated along the transverse magnetic field. This is an initially ground state of this system. This field slowly decreases in time and the system passes into the other ground state. This state characterized by the problem Hamiltonian H_P, which is necessary in order to solving our problem.

Main part of researches of quantum calculations uses two-level logical elements of qubits (quantum bit). It is not difficult to realize. On the other hand, in 1965, Cooley and Tukey [2] demonstrated that the ternary number system gives the best result for classical computers for fast complex Fourier transformation. Much latter, in 2003, Greentree [3] and his colleagues demonstrated the same for quantum systems, using combinatory techniques.

The number $551_{10} = 1\,\bar{1}\,1\,\bar{1}\,11\,\bar{1}_3$ is formed by the multiplication of numbers $a = 101\,\bar{1}_3 = 29_{10}$ and $b = 1\,\bar{1}\,01_3 = 19_{10}$. For factorization of this number we use Schuller [4] scheme (Table 1). The solution of the problem reduces to the solving of the next system of equation (1).

Moreover we can simplify this equation as Peng [5] did it. First, all numbers are positive that corresponds to the solution of the problem. It means that $a_1 = 1$ and $b_1 = 1$. Second, if we have multipliers of the same length, we can conclude that $a_4 = \bar{1}$ and $b_4 = 1$. Also, we rename the variables. Due to this we obtain the following system of equation (2).

$$\begin{cases} z_{12} = 0 \\ a_1 b_1 + z_{23} = 1 + 3z_{12} \\ a_1 b_2 + a_2 b_1 + z_{34} = -1 + 3z_{23} \\ a_1 b_3 + a_2 b_2 + a_3 b_1 + z_{45} = 1 + 3z_{34} \\ a_1 b_4 + a_2 b_3 + a_3 b_2 + a_4 b_1 + z_{56} = -1 + 3z_{45} \\ a_2 b_4 + a_3 b_3 + a_4 b_2 + z_{67} = 1 + 3z_{56} \\ a_3 b_4 + a_4 b_3 + z_{78} = 1 + 3z_{67} \\ a_4 b_4 = -1 \end{cases} \quad (1)$$

Table 1

Schuller scheme of factorization

				a_1	a_2	a_3	a_4
				b_1	b_2	b_3	b_4
				$a_1 b_4$	$a_2 b_4$	$a_3 b_4$	$a_4 b_4$
			$a_1 b_3$	$a_2 b_3$	$a_3 b_3$	$a_4 b_3$	
		$a_1 b_2$	$a_2 b_2$	$a_3 b_2$	$a_4 b_2$		
	$a_1 b_1$	$a_2 b_1$	$a_3 b_1$	$a_4 b_1$			
z_{12}	z_{23}	z_{34}	z_{45}	z_{56}	z_{67}	z_{78}	

$$\begin{cases} b_1 + a_1 + z_{34} = -1 \\ b_2 + a_1 b_1 + a_2 + z_{45} = 1 + 3z_{34} \\ a_1 b_2 + a_2 b_1 + z_{56} = -1 + 3z_{45} \\ a_1 + a_2 b_2 - b_1 + z_{67} = 1 + 3z_{56} \\ a_2 - b_2 + z_{78} = 1 + 3z_{67} \end{cases} \quad (2)$$

Then using some non-obviously logical transformation we are even more simplify our system of equation:

$$\begin{cases} b_1 + a_1 + 1 = 0 \\ b_2 + a_2 - 1 = 0 \\ a_1 - b_1 - 1 = 0 \\ a_2 - b_2 - 1 = 0 \end{cases} \quad (3)$$

Our problem has the solution only when all the equation of the system is equal to 0. We divide the Hamiltonian into two parts: the problem Hamiltonian H_P, which is minimum we can find, and the field Hamiltonian H_{fild}, which describes interaction of transverse field in the system. As it is established above, our method is suitable for solving the energy minimization problem. It means that H_P will take the following form:

$$H_P = (b_1 + a_1 + 1)^2 + (b_2 + a_2 - 1)^2 + (a_1 - b_1 - 1)^2 + (a_2 - b_2 - 1)^2 \quad (4)$$

We open brackets:

$$H_P = 2a_1^2 + 2a_2^2 + 2b_1^2 + 2b_2^2 - 4a_2 + 4b_1 + 4 \quad (5)$$

where all variables a and b are projections of the corresponding spins on the axis Z. There are two reasons, due to which we simplify this system of equation. The first problem is that our computer cannot solve the problem, and interaction which does not exist in nature disappears. The Hamiltonian field has the following form:

$$H_{field} = h\sum_k S_k^x \quad (6)$$

The combination of Hamiltonian with the discrete time has the following form:

$$H_l = \left(\frac{l}{N}\right)H_P - \left(1 - \frac{l}{N}\right)H_{field} \quad (7)$$

where l is an index of the discrete step by the time, N – the total number of step.

We use operation of evolution for each step and the solving of our problem has the following form:

$$\langle\Psi| = \langle\Psi_0|\prod_l \exp[-iH_l dt] \quad (8)$$

Where $\langle\Psi_0|$ – the initial state; dt – the size of step by time.

Results

We simulate factorization of 551 using Matlab with the time $T = 15$ and discrete the step by the time $dt = 0.01$. Results of factorization of the number 551are submitted on fig 1. As we can conclude, we have the correct result when energy without field is 0. Furthermore we demonstrated that factorization problem can be solved with qutrits if the problem is resolved with qubit [6]. The Result of our program demonstrates what $a_1 = 0$, $a_2 = 1$, $b_1 = -1$ and $b_2 = 0$, which is coincided with our assumptions.

Using this problem we show that the ternary system could be useful for solving combinatory problems.

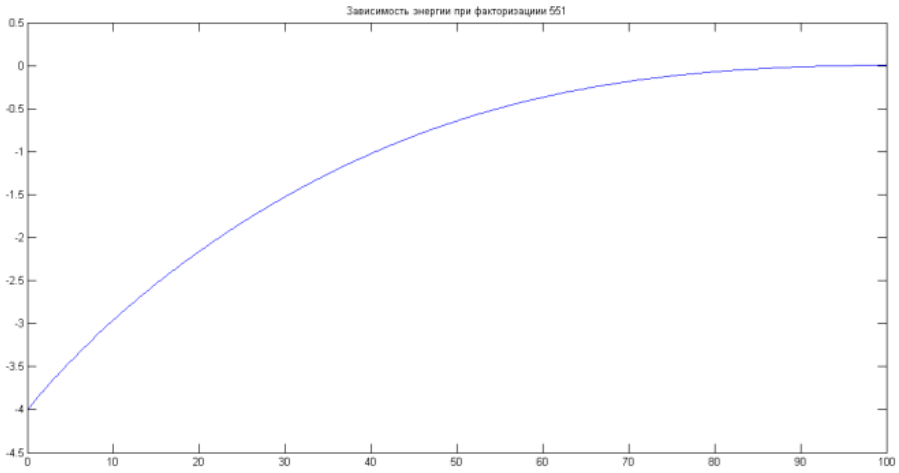


Fig. 1. The energy of factorization the number 551

References

1. Vandersypen, Experimental quantum computation with nuclear spins in liquid solution, 2001, a dissertation for the degree of doctor of philosophy.

2. Cooley J.W. and Tukey J.W. An Algoritm for the machine Computation of Complex Fourier Series // Math.Comp. Vol. 19. P. 297–301. 1965.

3. Andrew D. Greentree, S.G. Schirmer, F. Green, Lloyd C.L. Hollenberg, and A.R. Hamilton and R.G. Clark. Maximizing the Hilbert Space for a Finite Number of Distinguishable Quantum States // PHYSICAL REVEW LETTERS. Vol. 92. №. 9. MARCH 2004.

4. R. Schaller G. Schutzhold. The Role of symmetries in adiabatic quantum algoritms // Quantum information & computation. Vol. 10. 2010.

5. X. Peng et al. Quantum Adiabatic Algorithm for Factorization and Its Experimental Implementation // PHYSICAL REVEW LETTERS. Vol. 101. P. 220405. 2008.

6. Tameem Albash. (2016, ноябрь) arXiv.org. [Online]. http://www.arXiv.org/1611.04471v1

STUDY OF THE Re-Pt VINYLIDENE COMPLEX BY NUCLEAR MAGNETIC RESONANCE METHODS

K. T. Smolyarov[1], Yu. N. Ivanov[2] (scientific adviser), I. V. Alekseenko[3] (language advisor)

[1]*Institute of engineering physics and radio electronics SFU*
660047, Krasnoyarsk. 28, Kirensky st., Russia
E-mail: smokost@gmail.com
[2] *Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center KSC Siberian Branch Russian Academy of Sciences,*
50 bld. 38 Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036 Russia
[3]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

This thesis describes the ^{1}H NMR study of Re-Pt vinylidene complex. The ^{1}H NMR spectra were acquired and the model of spin motions was developed using the second moment method based on these spectra. The second moment of spectral line helps to determ the chemical shift parameters of protons that contain information about molecular and electronic structure of vinylidene complex and can be useful for the further chemical analysis of molecule.

Nuclear magnetic resonance (NMR) is a physical phenomenon in which nuclei that have non-zero magnetic moment in a magnetic field absorb and re-emit electromagnetic radiation. NMR spectroscopy is a powerful tool for studying chemical composition, molecular structure of substances, nature of chemical bonds and intermolecular interactions. Each isotope has resonance frequency, which allows determining the chemical composition of the studied compound. The fine structure of NMR spectra contains information about the mutual arrangement of atoms in a molecule and intermolecular interactions. Due to the averaging of dipole-dipole interactions to zero by fast motion of molecules, NMR spectra of liquid samples, including samples dissolved in a solvent, are well-resolved. However, the line of solid state spectra is usually broadened. So, high-resolution solid-state NMR spectroscopy methods, such as cross-polarization (CP) and magic angle spinning (MAS), allow to average dipole-dipole interactions of atoms [1, 2, 3].

NMR methods play an important role in studying electronic and molecular structure of surface active centers of heterogeneous catalysts [4]. Information about structure of the active center's precursors – molecular complexes – is needed for correct analysis of these centers. It requires to study them in liquid and solid states. However, despite of the scientific and practical interest of organometallic complexes as heterogeneous surface catalysts precursors, there is a small amount of research works of these compounds by NMR methods.

Heterobinuclear Re-Pt vinylidene complex $Cp(CO)_2Re(\mu\text{-}C{=}CHPh)Pt(PPh_3)_2$ that containing platinum atom was chosen as an object of this research. The mononuclear vinylidene precursors of studied complex play an important role in catalysis (such as electrochemical reduction of protons to hydrogen, preparation of Functionalized Olefins and etc.) [5]. Binuclear vinylidene complexes can be applied as precursor for production of polyheterometallic materials and as a model compounds for studying processes that occur on the surface of Re-Pt catalysts in heterogeneous catalysis (for example, catalytic reforming of oil) [6].

The molecular structure of Re-Pt complex was determined by X-ray diffraction analysis (fig. 1) [7]. The research of this complex by solid-state high-resolution NMR methods was not conducted earlier.

Re-Pt vinylidene complex contains three atomic groups, which have different nature of spin motion. There are molecule of solvent – fast rotating diethyl ether (fig. 2a, $C_5H_{10}O$), molecule of cyclopentadienyl (fig. 2b, $-C_5H_5$) that forms an organometallic compound with a rhenium nucleus, and other static atoms of triphenylphosphine (fig. 2c) and phenylvinylidene (fig. 2d) groups.

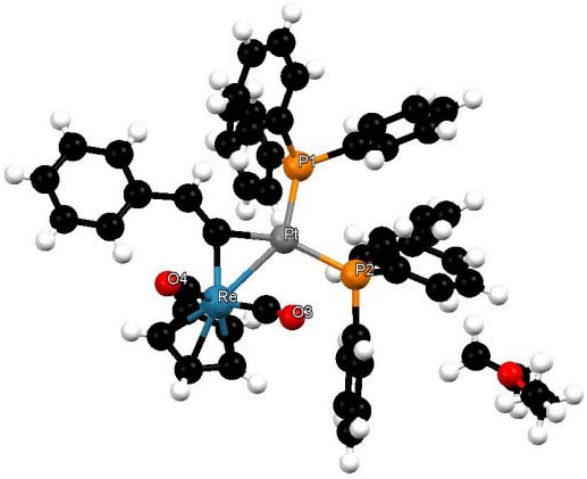


Fig. 1. The structure of the Re-Pt vinylidene complex molecule
(white – hydrogen, black – carbon)

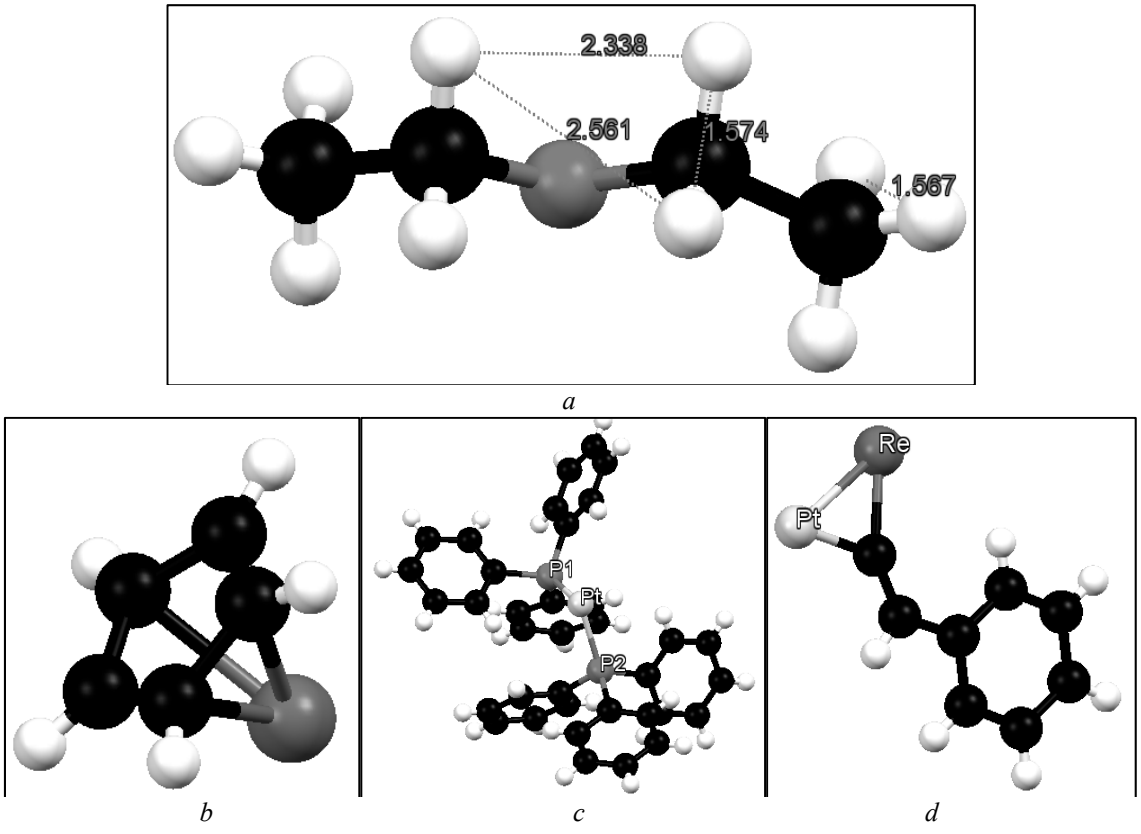


Fig. 2. Atomic groups of Re-Pt vinylidene complex

The powdered solid-state samples, obtained by grinding of substance purified by recrystallization, analyzed using the pulse NMR spectrometers Bruker Avance 300 (BA300). The acquisition of the ^{1}H spectra performed by Fourier-spectroscopy and magic-angle-spinning (MAS) methods:

The line of the static spectrum considerably broadened due to the dipole-dipole interactions between the hydrogen atoms. Due to side-bands on the MAS spectra, this broadening is much more than 15 kHz (the maximal frequency of the MAS rotation on the

BA300). With help of this spectrum the spin-motion model of atomic groups in the molecule can be determined using the second-moment method. Thus, the second moments of the spectral line can be calculated depending on atomic position in the molecule and movement nature of atoms. These theoretical moments can be compared with the practical second moments, measured from spectral lines.

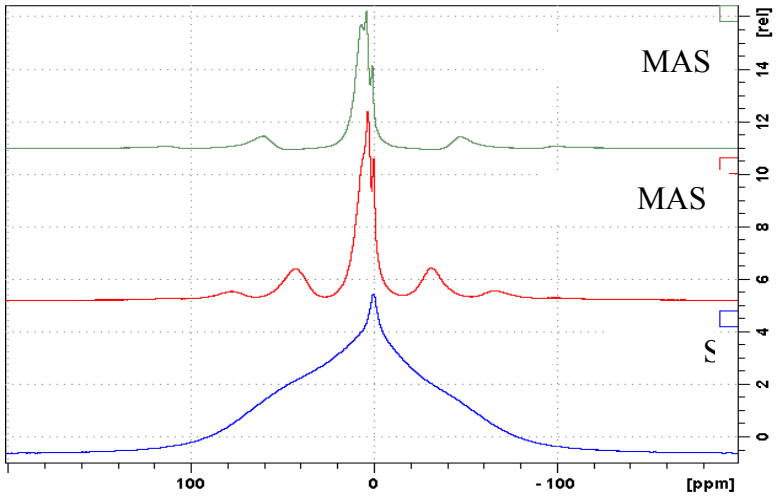


Fig. 3. The ^{1}H NMR-spectra

As mentioned above, Re-Pt vinylidene complex contains solvent molecules – fast rotating diethyl ether, which has thin line that can be seen even on the static spectrum. Also the group of the cyclopentadienyl can rotate and can be seen on the 15 kHz MAS spectrum. The remained protons are static. Therefore, they have high value of broadening and high the second moment.

The second moment of the spectral-line is calculated using the Van-Fleck equations [2]:

$$(\overline{\Delta\omega^2})_{II} = \frac{3}{4}\gamma^4 I(I+1)\hbar^2 \sum_k \frac{(1-3\cos^2\theta_{jk})^2}{r_{jk}^6} \quad (1)$$

$$(\overline{\Delta\omega^2})_{IS} = \frac{1}{3}\gamma_I^2\gamma_S^2 S(S+1)\hbar^2 \sum_{k'} \frac{(1-3\cos^2\theta_{jk'})^2}{r_{jk'}^6} \quad (2)$$

where γ is the gyromagnetic ratio of the nucleus; $\hbar$ is the reduced Planck's constant; I is the spin of the one type atoms; S is the spin of the another type atoms; r_{jk} is the distance between atoms; θ_{jk} is the angle between direction of applied magnetic field **H** and vector $\mathbf{r}_{jk}$; the equation (1) is used for equivalent atoms and the equation (2) is used for non-equivalent atoms.

There is an averaging of equation part $(1-3\cos^2\theta_{jk'})^2$ over a unit radius sphere in the powdered sample. So, this factor equals to $\frac{4}{5}$ for static spins or equals to $\frac{1}{5}$ for rotating spins, if the rotating speed is more than dipole interaction [3].

The table of atomic coordinates is taken from X-ray structure analysis data. Therefore, the theoretical second moments of the components of ^{1}H NMR-spectral line calculated using the (1) and (2) equations. So, the theoretical second moment of the cyclopentadienyl group:

$$M_2^{T-pent} = 2.125 \cdot 10^6\, Hz^2 .$$

The theoretical second moment of the diethyl ether:

$$M_2^{T_dieth} = 1.662 \cdot 10^7 \, Hz^2 .$$

The theoretical second moment of other static atoms:

$$M_2^{T_stat} = 1.274 \cdot 10^8 \, Hz^2 .$$

Thus, the sum of theoretical second moments is:

$$M_2^T = 1.461 \cdot 10^8 \, Hz^2 .$$

The experimental second moment was calculated using numerical method:

$$M_2^Э = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} (x_i - x_0)^2 y_i (x_{i+1} - x_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} y_i (x_{i+1} - x_i)} = 1.704 \cdot 10^8 \, Hz^2 .$$

So, the experimental second moment is more than the theoretical value in $\frac{M_2^Э}{M_2^T} = 1.2$ times. This means that the chosen spin-motion model is close to reality. The shape of the MAS NMR-spectrum confirms that conclusion. This may indicate a connection between metals Re-Pt.

Since the value of proton chemical shift anisotropy is usually small, the spectral line is well approximated only by isotropic parameters of chemical shift. Therefore, the approximation of ^{1}H MAS 15 kHz NMR-spectral curve has been built, consisting of four Gaussian components, which correspond to different groups of atoms such as the –CH_3 and –CH_2- groups of diethyl ether, the cyclopentadienyl group (C_5H_5) and the another groups of static atoms. The total curve of approximation should converge as close as possible to spectral line.

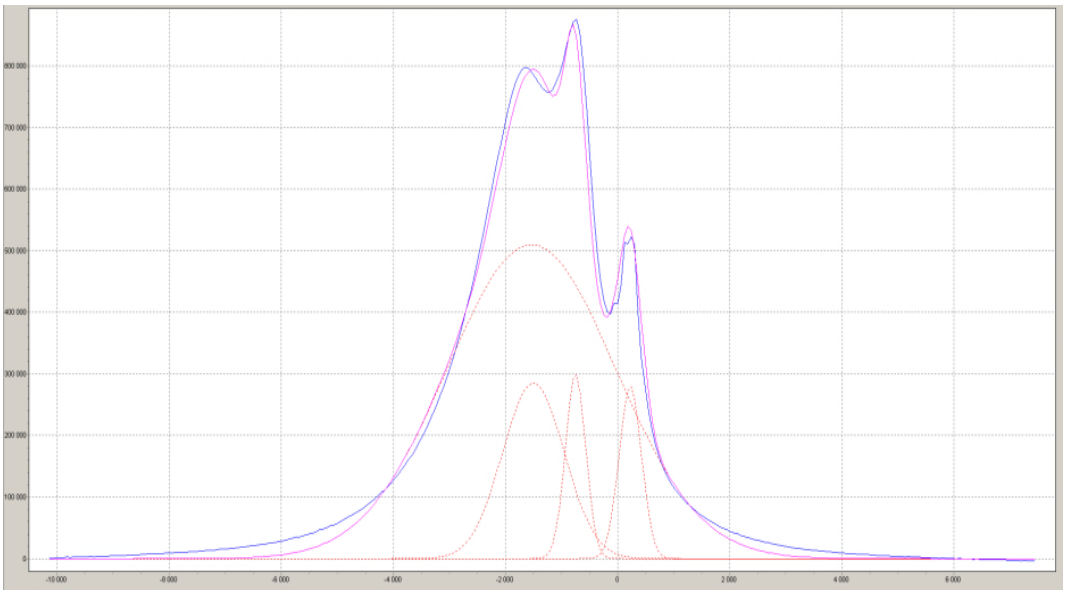


Fig. 4. The approximation of ^{1}H MAS 15 kHz NMR-spectrum

The relative difference of areas of curves is 8 %.

The isotropic parameters of chemical shift are summarized in the table:

Table

Isotropic parameters of chemical shift of ^{1}H MAS 15 kHz NMR-spectrum

Component	**δ_{iso}, ppm**
Diethyl ether (-CH_3)	1.2
Diethyl ether (-CH_2-)	3.5
Cyclopentadienyl (C_5H_5)	5.3
Phenols groups and -CH-	7.5-8

Therefore, the Re-Pt vinylidene complex was studied by 1H NMR spectroscopy. Nature of spin motion was modeled using the second moment method, which allowed approximating the spectral curve. The ratio of theoretical and experimental second moments is 1.2. This means that the chosen spin-motion model is close to reality. The approximation of ^{1}H 15kHz MAS NMR spectral curve allowed to determ the chemical shift parameters of lines. The parameters of the chemical shift of ^{1}H spectrum, which summarized in Table, contain information about chemical structure of the substance and can be applied for the further chemical analysis of the molecule.

References

1. Lundin A.G., Fedin E I. Nuclear magnetic resonance. 1980.
2. Abragam A. The principles of nuclear magnetism. Clarendon P, 1961.
3. Slichter C.P. Principles of magnetic resonance // Springer Science & Business Media. 2013. T. 1.
4. Chudin O.S. et al. Chemistry of Vinylidene Complexes. XVII. The First μ-vinylidene Complex with the Re-Pt Bond: Synthesis, Spectroscopic Study and Structure of (η_5-C_5H_5)(CO) RePt (μ-C= CHPh)(PPh_3) 2 // Journal of Siberian Federal University. Chemistry. 2008. T. 1. №. 1. C. 60–70.
5. Antonova A.B., Ioganson A.A. Transition metal complexes of unsaturated carbenes: synthesis, structure, and reactivity // Russian Chemical Reviews. 1989. T. 58. №. 7. C. 693–710.
6. Xiao J., Puddephatt R.J. Pt-Re clusters and bimetallic catalysts // Coordination chemistry reviews. 1995. T. 143. C. 457–500.
7. Vasiliev A.D., Chudin O.S., Antonova A.B. μ-Carbonyl-1: 2κ2C-carbonyl-1κC-(1η_5-cyclopentadienyl)(μ-phenylvinylidene) bis (triphenylphosphine-2κP) rheniumplatinum (Re—Pt) diethyl ether hemisolvate // Acta Crystallographica Section E: Structure Reports Online. 2007. T. 63. №. 9. C. m2272-m2272.
8. Burmakina G.V. et al. Redox properties of binuclear rhenium-platinum vinylidene complexes with phosphorus containing ligands // Journal of Siberian Federal University. Chemistry. 2016. T. 9. №. 1. C. 13.

RESEARCH OF THE INFLUENCE OF MAGNETIC FIELD ON THE LATERAL PHOTOVOLTAIC EFFECT IN HYBRID STRUCTURE WITH SHOTTKY BARRIER

L. V. Shanidze[1,2], A. S. Tarasov[1,2] (scientific supervisor),
I. V. Alekseenko[3] (language advisor)

[1]School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
[2]Kirensky Institute of Physics, Russian Academy of Sciences,
Siberian Branch, 50 Kirensky st. Krasnoyarsk, 660036 Russia
[3]School of Philology and Language Communication SibFU
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

In this paper, we report the dependence of the lateral photovoltaic effect on the temperature, power of optical radiation in magnetic fields of 0.9 T for different polarities in the hybrid structure Fe/SiO_2/p-Si. It was found that the presence of a Schottky barrier in the structure plays a decisive role in the mechanisms of the appearance of lateral photovoltage.

1. Introduction

At the current stage of the development of semiconductor electronics, the use of various elements of electronics, such as entire electronic devices that use optical radiation as their basis is becoming increasingly important. This equipment includes devices such as solar panels used in so-called clean energy, photodetectors used in modern electronics, position-sensitive detectors used when it is important to determine the position of an apparatus in space as accurately as possible. Based on this, it becomes very important to carry out research work aimed on finding new ways of implementation of such devices [1].

One of the promising directions of the solution of this problem is hybrid nanostructures, in which the photovoltaic effect is manifested. Hybrid structures are combinations of various thin-film ferromagnetic metals deposited on semiconductor substrates of various types.

The manifestation in the hybrid structures of the lateral photovoltaic effect, at which the photogenerated charge carriers begin to move laterally from the illuminated point of the structure, has a high potential in the area of creation of position-sensitive detectors.

The magnitude of the lateral photovoltage (LPV) strongly depends on the position of the light spot with respect to the electrodes, which makes it possible to form positionally sensitive detectors with the possibility of recording very small displacements based on the effect. The scope of such sensors is wide enough; they can be used for automated control systems, for positioning systems, for surface profiling and a lot of where. The possibility of control of the LPV by means of a magnetic field makes it possible to manufacture new sensors or to realize additional functionality in existing devices. For example, it is possible to fabricate magnetoresistive sensors that are sensitive to the sign of a magnetic field, or dual-control devices that are sensitive to the magnetic field and optical radiation.

2. Experiments

The investigated hybrid structures of Fe / SiO2 / p-Si were obtained jointly with the Laboratory of Physics of Magnetic Phenomena of the Kirensky Institute of Physics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences. A silicon plate with a thickness of 350 μm doped with boron and, therefore, having a p-type conductivity (resistivity 5-10 Ω * cm) was used as a substrate. A polished face (100) was used to synthesize the structure. Figure 1 shows the microstructure of the samples studied by atomic-force probe microscopy and electron microscopy.

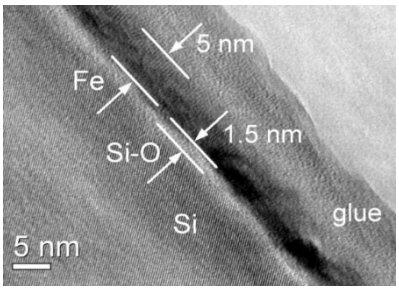


Fig. 1. Micrograph of the cross section of the structure (transmission electron microscopy)

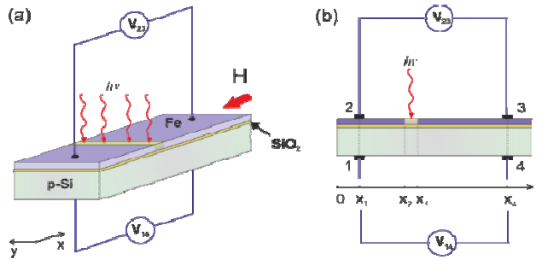


Fig. 2. (a) A schematic representation of the sample for measuring the lateral photovoltaic effect. (b) The coordinate system used to analyze the lateral photovoltaic effect

In the course of experiments, a laser with a wavelength of 668 nm was used for optical pumping. The power of optical radiation varied in the range from 0.001 W to 0.5 W. The light beam was focused into a 1 mm wide strip, the position of the strip was fixed during all measurements at the position marked in Fig. 2 (b). That means that the light spot was not symmetrical regarding to the location of the contacts.

The temperature in the experiment ranged from 4.2 K to 300 K. The magnetic field varied from -0.7T to 0.7T. The photovoltage was measured with a KEITHLEY-2182a nanovoltimeter.

3. Results

Fig. 3 shows the temperature dependence of the LPV measured from the silicon side (pins 1 and 4).

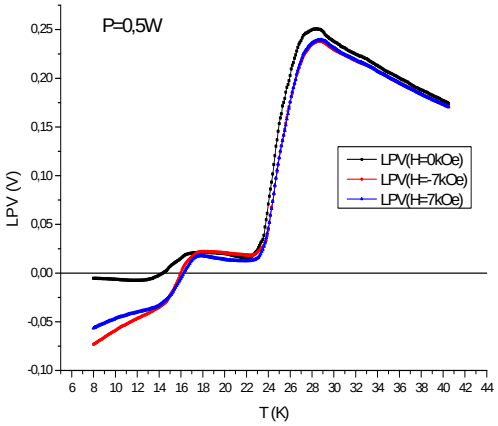


Fig. 3. Temperature dependence of lateral photovoltage

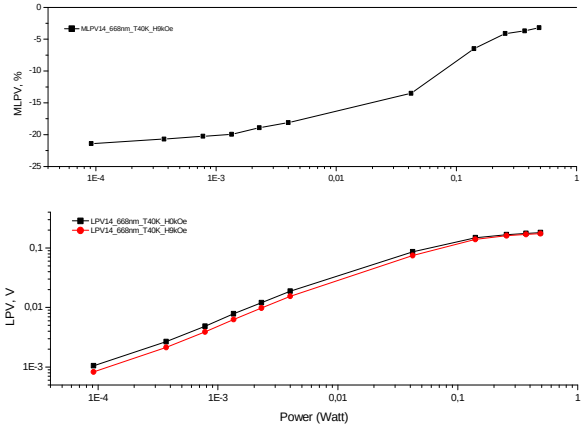


Fig. 4. Dependences of lateral photovoltage magneto-photovoltaic effect on the power of optical radiation

The value of the LPV depends on the density of charge carriers under electrical contacts, which is determined by equations 1 and 2

$$n_m(x) = n_i \exp\left(-\frac{(x-x_i)^2}{(L_m)^2}\right), \quad (1)$$

$$p_s(x) = p_i \exp\left(-\frac{(x-x_i)^2}{(L_s)^2}\right), \quad (2)$$

where x_i – is the position of the boundary of the illuminated zone; n_i and p_i – is the density of electrons and holes in x_i, respectively; L_m and L_s – is the effective diffusion length for electrons in a metal and holes in a semiconductor, respectively.

Thus, the LPV is determined by the carrier concentration in the illuminated region and the effective diffusion length. The effective length of diffusion increases monotonically with the decreasing of the temperature, since the scattering of carriers by phonons decreases. This can qualitatively explain the growth of LPV with the decreasing of the temperature up to 28K. At low temperatures, the LPV is determined by the carrier concentration in the illuminated region.

Fig. 4 shows the dependence of the LPV of the magneto-photovoltaic effect (MLPE) on the power of optical radiation. Here MLPE is an analog of the magnetoresistance and is defined as

$$MV = \frac{\left(V(H) - V(0)\right)}{V(0)}. \quad (3)$$

As it can be seen, the LPV deviates from the linear dependence and tends to saturation at high radiation power. This behavior can be explained by the fact that at high concentration of photoinduced electron-hole pairs, some of the carriers can be recombined before they are separated by the field of the Schottky barrier.

In addition, the carriers separated by the Schottky barrier field create an electric field that is directed opposite to the Schottky field. This is an analog of direct displacement at the Schottky barrier and leads to the lowering of the height of the barrier.

As a consequence, this field completely compensates for the field of the Schottky barrier and the drift of carriers under the action of the Schottky field stops at high optical radiation powers. Eventually, the compensating electric field will weaken and again the drift will resume under the action of the Schottky barrier field due to the diffusion of carriers. As a result, this will lead to the establishment of some constant carrier drift velocity, which will be determined by the height of the Schottky barrier and the depth of the space-charge region.

Reducing of the amount of LPV below 28K can be easily understood, but the change in the sign of the effect is unexpected. Actually, while the temperature of the p-type semiconductor is lowered, the acceptor levels begin to capture holes, the number of main charge carriers decreases rapidly. As a consequence, the region of space charge increases and, with decreasing acceptors from $2 \cdot 10^{15}$ up 10^{10} to a cubic centimeter, the space charge region increases from 0.17μm to 215μm, which is greater than the thickness of the silicon substrate. This behavior of the semiconductor leads to a decrease in the strength of the field of the Schottky barrier and, as a consequence, the drift velocity of the carriers and the Fermi-LPV decreases. This can explain the sharp decrease in LPV as the temperature is lowered from 28K to 23K.

With a further decrease in temperature, the acceptor concentration in the semiconductor becomes smaller than the concentration of surface states that always exist at the semiconductor boundary. Under these conditions, the configuration of the Schottky barrier will be determined by surface states whose energy levels are located between the acceptor levels and the valence band of the semiconductor. In this case, the temperature dependence of the LPV will behave in the same way as previously we talked about acceptor states. The only differences will be that, because of the lower concentration of surface states compared to acceptors, the Schottky field will be much smaller, and as a consequence, the value of the LPV will also be less. This is what we observe experimentally in the temperature range from 23K to 15K.

At temperatures below 15K, a change in the sign of the effect occurs. A strong decrease in the strength of the Schottky field leads to an increase in the diffusion contribution to the transverse current. The nonuniform distribution of photogenerated electron-hole pairs causes electrons and holes, which are now not separated by the electric field of the transition, diffuse into the interior of the semiconductor. But since the diffusion coefficients of electrons and holes are different, spatial separation of mobile charge carriers occurs (the Dember effect) - electrons having a high mobility go more deeply into the semiconductor than holes. Thus, electrons accumulate at the lower surface of the substrate, which then begin to diffuse in the lateral direction, causing the LPV. Obviously, the magnitude of the effect will be much smaller than at higher temperatures, where the drift contribution to the transverse current caused by the Schottky field works. This is observed experimentally.

Earlier we introduced the concept of magneto-photovoltaic effect whose quantitative value is described by formula (3). In fact, it reflects the change in the LPV under the action of an external magnetic field and is an analog of the magnetoresistance. Fig. 3 shows the temperature dependences of LPV in a zero field and magnetic fields of different polarity, using these results and formula (3), we can construct the temperature dependence of MLPE, which is shown in Fig. 5.

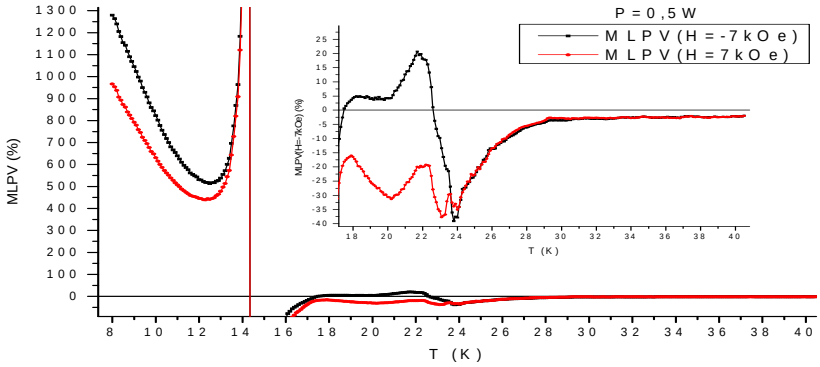


Fig. 5. Temperature dependence of the magnetic-photovoltaic effect

In the inset of Fig. 5 it is clearly seen that at a temperature above 28 K the value of the MLPE depends weakly on the temperature and amounts to ~ 4%. In this case, the LPV in a magnetic field decreases. Apparently, this behavior is due to the influence of the Lawrence force on charges moving perpendicular to the plane of the film into the depth of the silicon substrate. Under the action of Lorentz forces, the trajectories of the motion of the charge carriers are prolonged, which leads to an increase in recombination and, as a consequence, to a decrease in the LPV.

A sharp increase in the MLPE value in the temperature range from 28 K to 24 K is due to an increase in the space charge region.

In the temperature range below 14K, the behavior of the MLPE is radically different from the behavior at temperatures above 24K. Firstly, under the influence of the magnetic field, LPV does not decrease, but increases. Secondly, the temperature dependence is sharper, the MLPE value increases substantially with decreasing temperature and reaches 1300% at the temperature of 8K.

In order to explain this behavior, it should be concluded that at these temperatures the LPV is determined by minority carriers, that is, by electrons. This is explained by the fact that, because of the increase in the space charge region up to the thickness of the silicon substrate, the field strength of the Schottky barrier decreases substantially, as a result of that the drift velocity of the main carriers (holes) becomes smaller than the diffusion rate of the

minority carriers (electrons). There is a spatial separation of electrons and holes - the Dember effect. However, due to the bending of the semiconductor zones, activated acceptors are still at the boundary. The surface concentration of such acceptors can be quite large, and they can both increase the drift velocity of the main carriers and prevent the diffusion of minority carriers into the bulk of the semiconductor. In fact, the presence of these frontier acceptors leads to a decrease in the diffusion component of the LPV and an increase in the drift component.

It was found in [2] that a magnetic field leads to an appreciable shift (~ 2.5 meV in the 1T field), which in it is turn can substantially reduce the concentration of these boundary acceptors. As a consequence, the diffusion component of the LPV increases and the value of the LPV increases substantially. As for the temperature range from 24K to 14K, then the temperature dependence of the MLPE becomes not only monotonous, but also becomes highly asymmetric with respect to the external magnetic field. And besides, under the influence of the magnetic field, LPV does not only decrease, but it can also increase and even change its sign. Such behavior, with the geometry of an experiment, cannot be explained within the scope of the Lorentz force.

In this temperature range, the behavior of the temperature dependence of the LPV was explained by the increased influence of the surface states, which are always present at the semiconductor boundary. However, we cannot say anything about the nature and properties of these surface states. Perhaps the magnetic field affects not only the photoinduced charge carriers, but also the surface states that form the Schottky barrier. In order to define what is connected with this unusual behavior of the MLPE, the additional studies are needed that go beyond the scope of this paper. Thus, the obtained results can be the basis for further studies of photovoltaic phenomena in the hybrid structures with Schottky barrier.

4. Conclusions

As a result, the presence of Schottky barrier in the structure plays a decisive role in the mechanisms of the onset of LPV. The Schottky field separates electrons and holes in the transverse direction, which then diffuse laterally in the metal and semiconductor, respectively, contributing to the MLPE. It is the lowering of the Schottky barrier at low temperatures that leads first, to a decrease in the MLPE, and then to a change in its sign. And in the case of lateral MLPE, the transverse drift flows of electrons and holes caused by the field of the Schottky barrier are deflected by the magnetic field, thus leading to a decrease in the LPV. The substantial growth of MLPE at the temperatures close to the temperature of liquid helium is due to the presence of borderline activated acceptors, leading to a decrease in the diffusion component of the LPV and to an increase in the drift component.

From a practical point of view, MLPE gives hope for the expansion of the functionality of position-sensitive detectors built on the basis of MLPE – this can be the monitoring of detectors by a magnetic field or dual monitoring of sensors, which simultaneously control the parameters of the magnetic field and optical radiation.

Reference

1. Sze S.M. Physics of semiconductor devices. 2’d book. 2’d edi., revised and enlarged. Moscow: Mir, 1984. 456 c.

2. Extremely high magnetic-field sensitivity of charge transport in the Mn/SiO2/p-Si hybrid structure / N.V. Volkov, A.S. Tarasov, D.A. Smolyakov, A.O. Gustaitsev, M.V. Rautskii, A.V. Lukyanenko, M.N. Volochaev, S.N. Varnakov, I.A. Yakovlev, S.G. Ovchinnikov // AIP Advances. 2017. № 7. P. 015206-1-015206-13.

CREATION OF GROUND-BASED CONSUMER EQUIPMENT FOR THE INTEGRATED SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM

M. M. Selkova[1], A. S. Glinchenko[1] (scientific supervisor), I. V. Alekseenko[2] (language advisor)

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: mms271186@mail.ru
[2]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

This paper presents review of modern requirements for military communication equipment. They are expressed in increasing channel capacity, efficient use of previously allocated frequency resources, development of new frequency bands; in increasing stability of communications in conditions of deliberate radio counteraction; in reducing mass-dimensional characteristics of stations; in diversity and quality of modern digital communication services.

The serious imperfection of the second generation of the Unified Satellite Communication System (USCS-2), comparing with the modern military satellite communication systems of the leading foreign countries and the necessity to implement the mentioned requirements are the main reasons for the creation of the Integrated Satellite Communication System (ISCS) of the third generation.

This new system creation, and the process of adoption of new equipment to the employment, also requires the development of new consumer apparatus that could function both with USCS-2 and in newly implemented ISCS.

As a result, it is important to develop such methods and design solutions that are optimal for the new equipment functioning in the terrestrial part of the satellite communication channels, USCS-2 and ISCS.

The restriction on frequency resource use requires the use of multiple access technologies, which are inherent in satellite communication channels, when it is used the by several subscribers simultaneously with the increase of throughput of the terrestrial channel. The nonlinear properties of the terrestrial radio channel and the existence of a large number of sources of electromagnetic interference is the cause of using of noise combating coding and spread-spectrum technologies. Due to these reasons, we cannot implement the equipment without using digital signal processing (DSP) and the software-defined radio (SDR) system. Digital signal processing will perform the basic function of the transceiver - synchronization at all levels of the data exchange protocol. In bandpass transmissions a coherent receiver needs carrier synchronization (or recovery), which means that the demodulation sinusoid must be locked in phase and frequency to the incoming carrier. Clock and carrier recovery are instances of signal synchronization, which is carried out within the physical layer of the system. Other important function of DSP is the control of nonlinear distortion of the signal through adaptive and matched filtering. Finally, the increase in noise immunity of the system through the expansion of the direct-sequence spread-spectrum (DS/SS) is also realized by DSP methods. And the use of a SDR will create a system with the possibility of improving it in the future without developing new hardware. Such an opportunity is economically attractive from the standpoint of the costs of developing the defense-industrial complex.

Further research in this area should be aimed at finding optimal mathematical methods of synchronization, filtering and coding, which require minimal hardware resources.

References

1. Luise M., Mengali U., Morelli M. Synchronization in digital communication systems // Wiley Encyclopedia of Telecommunications. Vol. 5 (ISBN 0-471-36972-1).

2. Kohan M.A. Development of the satellite communication system until 2010 // Informational and analytical collection "Federal Book"// CENTER FOR STRATEGIC PROGRAMS // 2003–2017.

EQUALIZER WITHOUT REFERENCE SIGNAL FOR ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS

A. A. Erokhin[1], Yu. P. Salomatov[1] (scientific supervisor),
V. G. Andyuseva[2] (language advisor)

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: AErokhin@sfu-kras.ru
[2]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The paper considers method for equalizing frequency responses of the adaptive antenna array channels. This method does not require a reference signal or some additional antennas. Equalizer coefficients can be determined from the received signal (as in case with interference signal).

For interference suppression we need to create a minimum of the beam pattern in its direction. To create a deep minimum, it is necessary to satisfy the following conditions:

1. The dynamic range of the receiving equipment sufficient for reception of the desired signal and interference without distortion.

2. Number of interferences should not exceed (N-1), where N – number of antenna elements.

3. Amplitude-frequency and phase-frequency responses of channels must be similar.

Implementation of the first and second conditions is quite achievable. Implementation of the third condition is a challenging task, because amplitude-frequency and phase-frequency responses of channels are varying. It also depends on the interference position in space and frequency responses of channels that may vary in time [1, 2]. Thus, we need the device that can equalize channels frequency responses.

We consider adaptive filter that is shown in Fig. 1. To calculate weight coefficients we use signal of the first channel ($\dot{x}_1(t)$) as a reference signal.

The adaptive filter (equalizer) in55put signal is a second channel signal of the antenna array ($\dot{x}_2(t)$). Thus, the error signal has a form:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}_1(t) - \dot{y}(t) = \dot{x}_1(t) - \sum_{m=1}^{M} \dot{h}_m \dot{x}_2(t-m),$$

where M – number of filter coefficients, $\dot{h}_m$ – adaptive filter weight coefficient, t – discrete time; dot above symbols denote complex value.

It is known that optimal weight coefficients in minimum mean-square sense are solution of the Wiener-Hopf equation [3]:

$$\dot{\mathbf{h}}_{opt} = \dot{\mathbf{R}}^{-1}\dot{\mathbf{r}},$$

where $\dot{\mathbf{R}} = E\left\{\dot{x}_2(t)\dot{x}_2^H(t)\right\}$ – covariance matrix, $\dot{\mathbf{r}} = E\left\{\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t)\right\}$ – cross-correlation vector; bold symbols denote vectors and matrices.

Frequency responses are determined from the input signal of antenna array, i.e. from the interference signal. We consider that useful signal power is lower than the interference signal power or its absence. Signal received by the first channel of the antenna array is the reference signal for an adaptive filter (equalizer) and interference signal is a random signal with unknown direction of arrival. Optimal weight coefficients for array channels (except for the first channel) calculated by adaptive algorithm, in this case is a Wiener-Hopf solution.

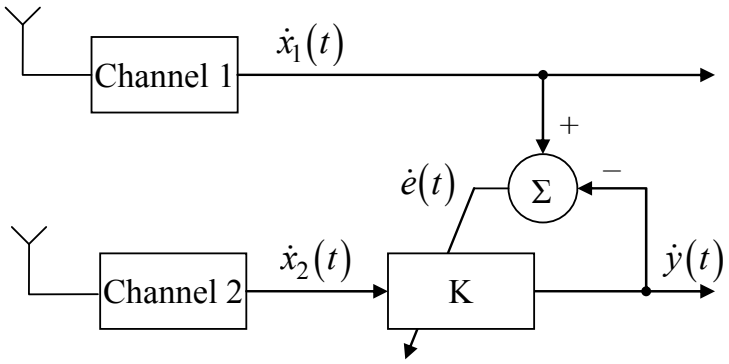


Fig. 1. Antenna array with adaptive filter

Signals received by the antenna array have different phase shifts. They are caused by the geometry of the array and direction of arrival. These phase shifts will be reset by the equalizer (set in zero value) in channels of the antenna array, and will set a “zero” of the beam pattern in normal direction to the plane of array. This effect is shown in Fig. 2 as an example we use the uniform linear array that has 4 elements and distance between adjacent elements is λ/2. Interference direction of arrival is 40°.

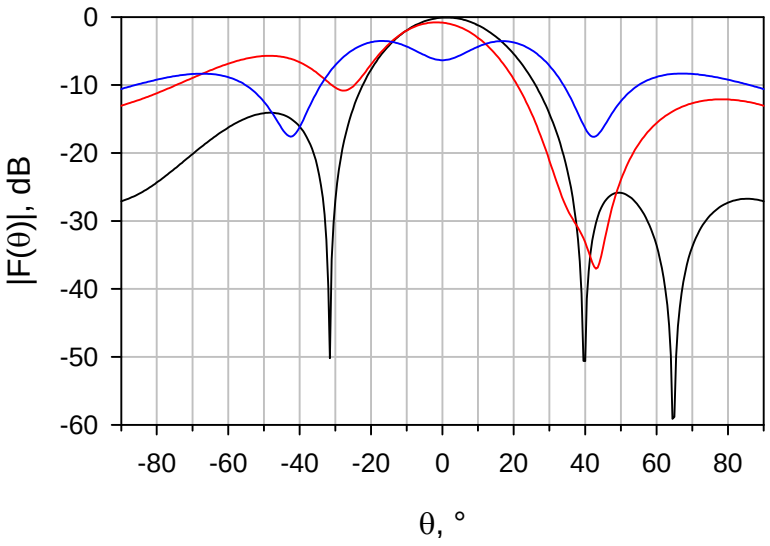


Fig. 2. Beam pattern with a “zero” in normal direction to the plane of array

To avoid this effect it is necessary to introduce phase delays corresponding to the arrival direction of the interference signal in the output signal of the adaptive filter. According to the principal component analysis [4] eigenvectors of the covariance matrix will determine the phase shifts corresponding to the direction of arrival of the interference signal. In this case, the beam pattern is not "zero" in normal direction to the plane of the array (see Fig. 3).

Legend for Fig. 2 and Fig. 3:

Beam pattern in ideal case
Beam pattern before equalizing
Beam pattern after equalizing

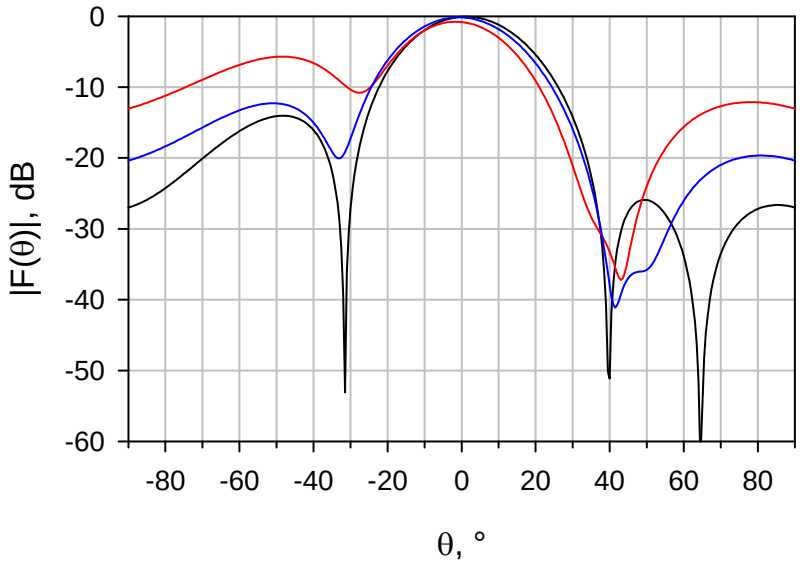


Fig. 3. Beam pattern with phase shifts compensation

From the above we can conclude that change scheme of the antenna array with adaptive filter (Fig. 1) will have the following form (Fig. 4).

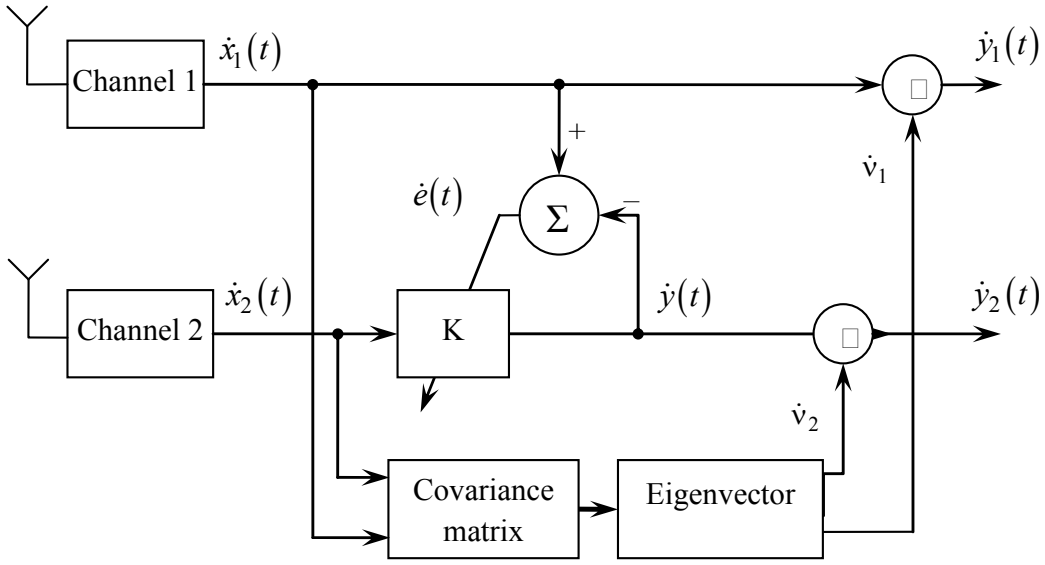


Fig. 4. Antenna array with phase shifts compensation

According to the scheme shown in Fig. 4, at the beginning, we find the first eigenvector $\dot{\mathbf{v}}$ by the input signal ($\dot{x}_n(t)$). Elements $\dot{v}_m$ of the eigenvector are coefficients for the phase shift compensation. We can accumulate eigenvector by some number of input samples and then not to calculate it. Next, multiply equalized signals (the adaptive filter output signal $\dot{y}(t)$) to the corresponding element of the eigenvector. The first channel signal is necessary to be multiplied by the first eigenvector element too. By introducing the signals $\dot{y}_n(t)$ we can calculate covariance matrix and vector of optimal weights for interference suppression.

Fig. 5 and Fig. 6 show signal spectra of the adaptive antenna array. In this simulation we assume that number of weight coefficients is 12 and SNR = –30 dB, INR = 20 dB.

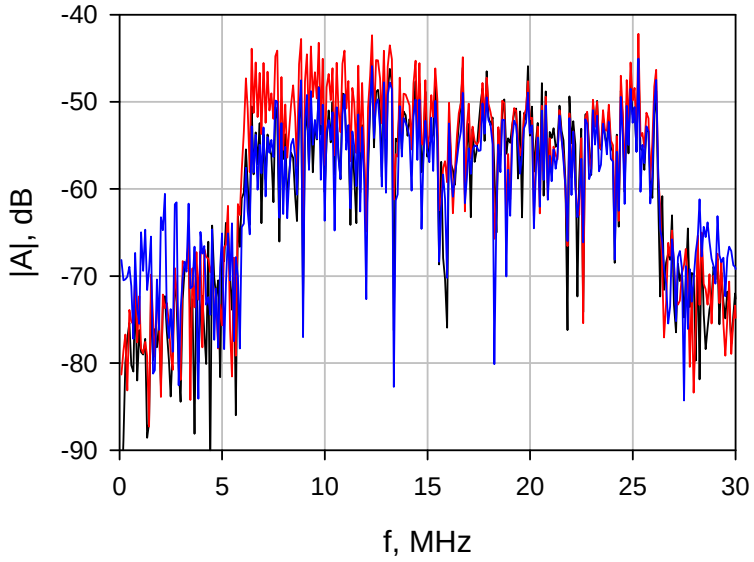


Fig. 5. Amplitude spectra of input signals

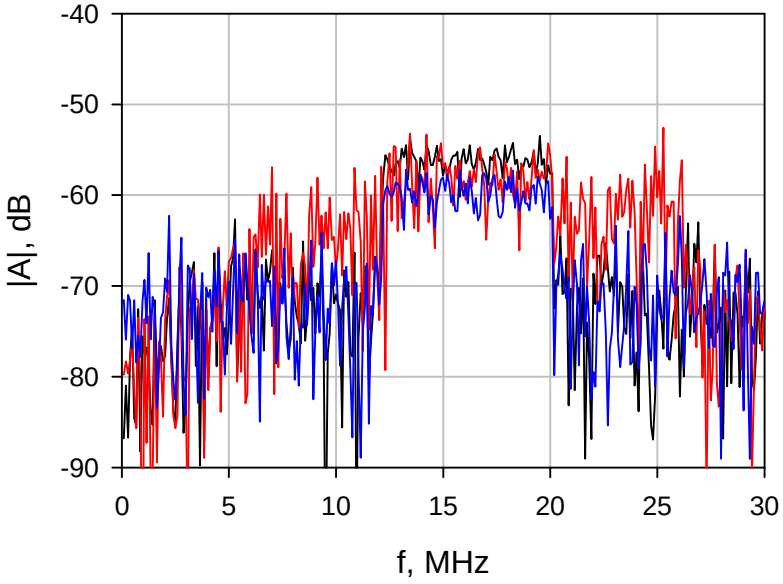


Fig. 6. Amplitude spectra of output signals

Legend for Fig. 5 and Fig. 6:

ideal case
before equalizing
after equalizing

As we can see from Fig. 5 and Fig. 6 amplitude spectra for input (interference) and output (useful) signals are equalized.

The channel equalization method can be applied to improve the characteristics of interference suppression in adaptive antenna array and for equalizing frequency response of non-adaptive arrays.

References

1. Nishimori K.,Cho K.,Takatori Y., Hori T. A new calibration method of adaptive array for TDD systems // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Jul 11-16 1999. Vol. 2. P. 1444–1447.

2. Nishimori K., Cho K., Takatori Y., Hori T. Automatic calibration method of adaptive array for FDD systems // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Jul 16-21 2000. Vol. 2. P. 910–913.

3. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters: theory and applications. Second edition. John Wiley & Sons Ltd, 2013. 802 p.

4. Gorban A.N., Kégl B., Wunsch D.C., Zinovyev A. Principal Manifolds for Data Visualization and Dimension Reduction, Series: Lecture Notes in Computational Science and Engineering. Springer, 2008. 360 p.

5. Erokhin A.A., Salomatov Yu.P. Statistical Analysis of the Adaptive Antenna Array Power Pattern // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings, May 2015.

СПИСОК АВТОРОВ

Абдуллаев А. В. 400
Абдулхаков А. А. 159
Абдылдаев Ж. Б. 21
Абрамов О. М. 350
Абулкасымов М. М. 311, 315
Алдонин Г. М. 215, 219
Александров А. В. 16
Альтман Е. А. 162
Анишин М. Н. 55
Антипин А. А. 372
Артюх А. С. 259
Атеняев Е. С. 388
Бабич В. В. 269
Бадьин А. В. 65
Бальва Я. Ф. 280, 294
Бараболя Б. А. 269
Барон Ф. А. 330
Баскова А. А. 300
Батенков К. А. 116, 155, 404, 408, 429
Батурин Т. Н. 213
Бахтина В. А. 395
Белекова А. А. 73
Березовская Г. А. 77
Бойчук С. И. 284
Бондарев А. В. 8
Бондарева Е. А. 73
Бондаренко В. Н. 126
Борисов Р. А. 368
Брюханова В. В. 229, 236, 239
Бужерак Ю. Э. 25
Булавский Н. Т. 87
Бульбик Я. И. 443
Бурков С. И. 477
Валиханов М. М. 81, 159
Васеева Т. В. 162
Васюков В. Н. 138
Верещагин А. Н. 81, 159
Власов М. В. 264
Волков А. Н. 155
Волков В. С. 376
Воробьев А. В. 58
Вырвинский А. Г. 391
Гавриленко М. И. 95
Газитов С. Р. 55
Гарин Е. Н. 171
Гилеев В. Е. 395
Гладышев А. Б. 99
Голубятников М. А. 99
Горбачев И. В. 25, 355, 380
Горелкин И. И. 311, 315
Горчаковский А. А. 208
Гребенников А. В. 68
Грищенко Ю. Н. 360
Грушевский Е. О. 280
Дашкова А. К. 11, 68
Дворядкин В. В. 116
Демченко В. И. 284
Денисенко В. С. 273, 294
Денисенко И. А. 138
Дымов Д. В. 196
Дьяченко А. А. 277
Евдокимов А. С. 196
Егоршин А. А. 388
Елизаров Д. А. 16
Есин А. Ю. 225
Жакупов С. Н. 65
Жвикова А. А. 147
Живая Я. А. 482
Животенюк И. В. 245, 251
Жижин В. В. 473
Загородний А. С. 306
Зайцев В. П. 315
Зайцева А. Ю. 138
Заленская М. К. 454
Зандер Ф. В. 11, 68
Засемков В. С. 350
Засенко В. Е. 109, 143, 152, 400, 421
Захарова П. С. 143
Зверькова В. А. 152
Зеленов Ф. В. 330
Зограф Ф. Г. 364, 368
Золотова О. П. 477
Зубов Т. А. 204
Зырянов Д. С. 259
Иванов М. В. 372
Иванов Ю. Н. 461
Илюшин М. В. 429
Камышников А. Н. 208
Катков О. Н. 408
Качалов А. С. 470
Кеда И. С. 236
Кирюшкин В. В. 104
Клешнина С. А. 352
Климашевская А. О. 239
Комаров В. А. 182
Комаров В. В. 277
Кононов И. С. 294
Копылов А. Ф. 318
Копылов С. Е. 21
Копылова Н. А. 318
Коробов Д. Д. 473
Коровин А. В. 104, 130
Коровкин А. Е. 284, 289
Королев А. В. 155
Королев Д. О. 182
Короткий В. С. 429
Кочура С. Г. 196
Краус Д. Г. 25
Кротова Е. И. 413
Кубло И. Ю. 408

Кузьмин Е. В. 84
Кухарская О. В. 3
Куцько П. П. 303
Ланин В. Л. 360
Левицкий А. А. 330, 343
Левкин Д. С. 294
Леденько В. А. 376
Лепешкина Е. С. 177
Лузгин А. Ю. 421
Лукин Е. О. 84
Лукьянов В. С. 87
Магазинникова А. Л. 55
Майков О. А. 242
Макаров Д. С. 185
Максимов М. Н. 41
Мальцев В. А. 376
Малютин А. Г. 162
Маринушкин П. С. 95, 330, 343
Мартынов Д. Е. 112
Марукян В. М. 166
Матвеев И. С. 109
Мещанов В. П. 303
Мещеряков В. А. 372
Миронов А. Е. 116
Миронова П. Д. 364
Михальченко С. Г. 254
Мишанов А. В. 225
Мишуров А. В. 208
Могунов Д. В. 28
Можаева Е. И. 46
Морозов Ю. В. 73, 77, 248
Москаленко В. Д. 239
Мушта А. И. 372, 376
Мясин Н. И. 429
Непомнящих Л. И. 177
Нестеров Д. А. 318
Неудакин А. А. 264
Нечаев В. Г. 306
Ни Е. В. 239, 245, 251
Нигруца И. В. 213
Никитин Л. Н. 8
Новиков В. Б. 159
Носкова Е. Е. 388, 391
Овчарук В. Н. 121, 147
Огородников Д. К. 318
Олейников А. А. 434
Орлов Д. В. 408
Павлов А. Ю. 323
Павлов В. Ю. 323
Панфилов А. Ю. 470
Панько С. П. 190, 201
Патрин Г. С. 467, 482
Патрушева Т. Н. 339, 473
Переверзев А. Н. 425
Петрюк А. Е. 327
Петухов А. В. 269
Пинижанинов Я. С. 429
Писарев И. О. 335
Плетнев О. Н. 477
Погребенков В. М. 457
Подорожняк С. А. 473
Подстригаев А. С. 46
Полетаев А. С. 32
Поляк М. Г. 190
Пономарев Д. Ю. 448
Потылицын В. С. 242
Похилько А. Ф. 355
Пустошилов А. С. 91, 112
Раздоркин Д. Я. 284
Разинкин В. П. 297
Рангелов Иво 343
Ратушняк В. Н. 171
Ратушняк В. С. 384
Рождественская К. Н. 196
Романов В. В. 242
Савенков Г. Г. 297
Савин Д. И. 104, 130
Савицкий В. В. 116
Савишников М. О. 294, 300
Савкин Л. В. 417
Сакавов Т. Р. 254
Сафарьян О. А. 37
Саяпин К. А. 303
Сергеенко Д. И. 470
Сержантов А. М. 273, 300
Сиваш М. А. 376
Ситников А. А. 350
Скляр А. В. 41
Слаповский Д. Н. 323
Слизкова А. С. 339
Слободян М. Г. 46
Смирнов С. В. 327
Смирнова Е. Д. 248
Смоляров К. Т. 461
Сморгунов А. С. 395
Соколов А. П. 87
Соколовский А. В. 171
Солдатов А. В. 215, 219
Сорокин А. А. 434
Спектор А. А. 28, 51, 232
Стародубцев А. И. 391
Сташкова К. К. 51
Степашкина Е. В. 380
Стремоухов М. В. 155
Сурин Д. Н. 182
Сухотин В. В. 204
Токмачев Д. А. 135
Толканова Е. М. 439
Томилина Н. П. 395
Трегубов С. И. 352, 364, 384,
Трухина И. С. 384
Туктаров А. Ю. 443
Турбов А. Ю. 448
Турчин П. П. 477
Тюфякин Д. А. 306
Уткин Б. В. 55
Фаерман В. А. 166
Фаткулина Д. Р. 364

Фокин А. Б. 408, 425
Фурдык В. П. 467
Халимова А. З. 232
Халхаров Д. Д. 229
Ханов В. Х. 177
Харламов Д. В. 185
Хасанов Я. Н. 215, 219
Хлопенко И. В. 155
Хромонеев А. Р. 116
Царев С. П. 91
Цимбал М. С. 201
Цыганков Д. Э. 355
Ченский А. Г. 32, 135
Черепанов В. В. 215, 219
Черников Д. Ю. 439
Чистоедова А. А. 327
Шадрин Е. В. 347
Шайдуров Г. Я. 242
Шарафеев Ш. М. 457
Шаров А. А. 126
Шаршавин П. В. 21, 213
Шейнин Ю. Е. 196
Шелованова Г. Н. 335, 339
Шерстюков Д. Н. 303
Шипулин А. В 284
Шостак А. С. 311, 315
Шульга А. В. 245
Юзова В. А. 347
Юрьев А. В. 384
Ядренникова О. В. 61
Яковлев И. П. 121
Яковлев Н. Н. 251
Яткина А. С. 454

Alekseenko I. V. 484, 485, 492, 496, 500, 505, 510
Andyuseva V. G. 488, 511
Eremin E. V. 485
Erokhin A. A. 511
Ershov A. A. 484
Glinchenko A. S. 510
Ivanov Yu. N. 500
Krylov A. S. 484
Kudryavtsev M. D. 485
Litinskaya Y. A. 488
Merezhko A. G. 492
Oreshonkov A. S. 484
Pichkovskiy I. S. 496
Salomatov Yu. P. 488, 511
Selkova M. M. 510
Shanidze L. V. 505
Slyusareva E. A. 492
Smolyarov K. T. 500
Tarasov A. S. 505
Voronov V. N. 484
Vtyurin A. N. 484
Zobov V. E. 496

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Определение показателей надёжности схемы вещания DVB-T2
Кухарская О. В. 3
Анализатор достоверности звуковой информации
Бондарев А. В., Никитин Л. Н. 8
Навигационная угломерная аппаратура для размещения на БПЛА
Зандер Ф. В., Дашкова А. К. 11
Повышение вычислительной эффективности расчета корреляции радиосигналов за счет оптимизации алгоритма работы с памятью
Елизаров Д. А., Александров А. В. 16
Малогабаритное устройство спутниковой связи системы IRIDIUM для применения в БПЛА
Копылов С. Е., Абдылдаев Ж. Б., Шаршавин П. В. 21
Функциональное моделирование радиолокационных систем в среде SIMULINK
Бужерак Ю. Э., Краус Д. Г., Горбачев И. В. 25
Обнаружение объекта в заданной части зоны в пассивной сейсмической локации (ПСЛ)
Могунов Д. В., Спектор А. А. 28
Радиопеленгация ОНЧ-передатчиков по данным сверхдлинноволнового интерферометра
Полетаев А. С., Ченский А. Г. 32
Анализ метода стабилизации частоты в радио- и инфокоммуникационных системах
Сафарьян О. А. 37
Расщепление системной матрицы с помощью обобщенной схемы сшивания при полунатурном моделировании радиотехнических цепей
Скляр А. В., Максимов М. Н. 41
Способы и средства противодействия беспилотным летательным аппаратам
Слободян М. Г., Можаева Е. И., Подстригаев А. С. 46
Подавление импульсной помехи в пассивной сейсмической локации (ПСЛ)
Сташкова К. К., Спектор А. А. 51
О разработке цифровой системы управления шаговым двигателем для поворота спутниковых антенн и солнечных батарей
Уткин Б. В., Анишин М. Н., Газитов С. Р., Магазинникова А. Л. 55
Волноводный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с разнотипными элементами связи
Воробьев А. В. 58
Проект организации радиосвязи на участке
Ядренникова О. В. 61
Использование терагерцового излучения для изучения слоистых сред на примере произведения искусств – картин
Жакупов С. Н., Бадьин А. В. 65
Методы построения современной высокоточной угломерной навигационной аппаратуры потребителя
Гребенников А. В., Дашкова А. К., Зандер Ф. В. 68

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Моделирование антропогенных сейсмических сигналов в системах пассивной локации
Белекова А. А., Бондарева Е. А., Морозов Ю. В. 73
Исследование влияния сглаживания на классификацию сейсмических сигналов при подсчете локальных экстремумов огибающей
Березовская Г. А., Морозов Ю. В. 77
Оценка потенциальной точности контрольно-поверочной аппаратуры имитаторов навигационных сигналов
Валиханов М. М., Верещагин А. Н. 81
Деформация выходного эффекта корреляционной обработки шумоподобного BPSK-сигнала при наблюдении на фоне шума и структурно-подобной помехи
Лукин Е. О., Кузьмин Е. В. 84
Подавление внутрисистемных помех при использовании параллельной схемы калибровки ГВЗ
Лукьянов В. С., Булавский Н. Т., Соколов А. П. 87
Повышение точности интерполяции и экстраполяции орбит ГНСС
Пустошилов А. С., Царев С. П. 91
Нейросетевая классификация паттернов двигательной активности пользователей в персональных навигационных системах
Гавриленко М. И., Маринушкин П. С. 95
Улучшение значения вертикального геометрического фактора в системе ближней навигации на базе псевдоспутников за счет использования сигналов спутниковых радионавигационных систем
Голубятников М. А., Гладышев А. Б. 99
Синтез многопозиционной радиолокационной системы на базе сети псевдоспутников
Кирюшкин В. В., Коровин А. В., Савин Д. И. 104
Устройство детектирования фазоманипулированных сигналов
Матвеев И. С., Засенко В. Е. 109
Исследование методов обнаружения сбойных измерений псевдодальности при определении расхождения между шкалой времени приемника и системной шкалой времени ГЛОНАСС
Мартынов Д. Е., Пустошилов А. С. 112
Методы детектирования импульсных шумов во временной и частотной областях
Дворядкин В. В., Миронов А. Е., Савицкий В. В., Хромонеев А. Р., Батенков К. А. 116
Разработка автоматизированной системы управления и контроля электрообогревом стрелочных переводов
Овчарук В. Н., Яковлев И. П. 121
Поиск по времени запаздывания двухкомпонентного шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией
Шаров А. А., Бондаренко В. Н. 126
Методика исследований алгоритмов вторичной обработки навигационной информации в режиме относительной навигации
Савин Д. И., Коровин А. В. 130

Подводная беспроводная система навигации и обмена сообщениями между водолазами
Токмачев Д. А., Ченский А. Г. 135
Исследование критических свойств процедуры моделирования бинарных гиббсовских полей
Зайцева А. Ю., Денисенко И. А., Васюков В. Н. 138
Моделирование процессов реализации фильтров формирователей импульсов в среде LabVIEW
Захарова П. С., Засенко В. Е. 143
Использование методов тепловизионного контроля устройств автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте
Овчарук В. Н., Жвикова А. А. 147
Реализация алгоритмов свёрточного кодера
Зверькова В. А., Засенко В. Е. 152
Обнаружение сигналов двухтональной многочастотной сигнализации в трафике IP-сети
Волков А. Н., Королев А. В., Стремоухов М. В., Хлопенко И. В., Батенков К. А. . 155
Синхронизация интерфейсов между платами АЦП навигационного приемника
Абдулхаков А. А., Верещагин А. Н., Новиков В. Б., Валиханов М. М. 159
Применение быстрых алгоритмов для выполнения фильтрации изображений
Васеева Т. В., Альтман Е. А., Малютин А. Г. 162
Разработка устройства для приёма вибросигналов на базе платформы Arduino
Марукян В. М., Фаерман В. А. 166

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

Создание радионавигационных сигналов псевдоспутников на основе программно-аппаратного комплекса National Instruments
Гарин Е. Н., Ратушняк В. Н., Соколовский А. В. 171
Анализ устойчивости структур памяти к множественным сбоям
Ханов В. Х., Лепешкина Е. С., Непомнящих Л. И. 177
Испытательный макет для крупногабаритной антенной решетки
Королев Д. О., Сурин Д. Н., Комаров В. А. 182
Особенности мониторинга земных покровов с использованием сигналов навигационных спутников
Макаров Д. С., Харламов Д. В. 185
Вероятность ошибки, вызванной явлением Доплера, в системах пространственного разнесенного приема
Поляк М. Г., Панько С. П. 190
SpaceWire-Plug-and-Play для перспективных бортовых сетей КА АО «ИСС»
Шейнин Ю. Е., Рождественская К. Н., Евдокимов А. С., Дымов Д. В., Кочура С. Г. 196
Повышение эффективности оценки средней частоты доплеровских сигналов
Цимбал М. С., Панько С. П. 201
Выбор и обоснование среды моделирования бортового ретрансляционного комплекса космического аппарата
Зубов Т. А., Сухотин В. В. 204
Протоколы передачи информации с дроблением пакета
Мишуров А. В., Горчаковский А. А., Камышников А. Н. 208

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Разработка контроллера двигателя внутреннего сгорания для беспилотных летательных аппаратов
Батурин Т. Н., Нигруца И. В., Шаршавин П. В. 213
Нелинейная модель электрокардиосигнала
Солдатов А. В., Черепанов В. В., Хасанов Я. Н., Алдонин Г. М. 215
Вейвлет-анализ структуры электрокардиосигнала
Солдатов А. В., Черепанов В. В., Хасанов Я. Н., Алдонин Г. М. 219
Квалификация хоккеиста в цифрах
Есин А. Ю., Мишанов А. В. 225
Моделирование поляриметрического стенда на основе матричного метода Мюллера
Халхаров Д. Д., Брюханова В. В. 229
Универсальный многоканальный интерфейсный модуль на базе FPGA для регистрации видеоданных
Халимова А. З., Спектор А. А. 232
Моделирование характеристик источника света для исследования дисперсных сред
Кеда И. С., Брюханова В. В. 236
Влияние концентрации жировых частиц в молочной суспензии на пропускание лазерного излучения
Климашевская А. О., Москаленко В. Д., Ни Е. В., Брюханова В. В. 239
Разработка геофизического приемника для регистрации сейсмоэлектрических эффектов над месторождениями углеводородов
Майков О. А., Романов В. В., Потылицын В. С., Шайдуров Г. Я. 242
Лабораторный стенд для исследования рассеивающих дисперсных сред
Шульга А. В., Ни Е. В., Животенюк И. В. 245
Виртуальный анализатор характеристик четырехполюсников на основе драйверов генератора и осциллографа
Смирнова Е. Д., Морозов Ю. В. 248
Исследование вольт-амперных характеристик фотодиода для поляриметрического стенда
Яковлев Н. Н., Животенюк И. В., Ни Е. В. 251
Математическая модель понижающего преобразователя напряжения постоянного тока с частотно-импульсной модуляцией
Сакавов Т. Р., Михальченко С. Г. 254

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Разработка конформного излучающего раскрыва антенной решетки для беспилотного летательного аппарата
Зырянов Д. С., Артюх А. С. 259
Анализ направленных свойств бортовых фазированных антенных решеток с различной геометрией излучающего раскрыва
Власов М. В., Неудакин А. А. 264
Генератор, управляемый напряжением, на связанных микрополосковых линиях
Бабич В. В., Бараболя Б. А., Петухов А. В. 269

Миниатюрный микрополосковый полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой заграждения
Сержантов А. М., Денисенко В. С. 273
Дисперсионные характеристики многослойной коаксиальной линии передачи
Дьяченко А. А., Комаров В. В. 277
Анализ комплексных коэффициентов отражения полосно-пропускающих СВЧ-фильтров при их проектировании
Грушевский Е. О., Бальва Я. Ф. 280
Использование комбинированного преобразователя мод для двухдиапазонного облучателя
Бойчук С. И., Демченко В. И., Коровкин А. Е., Раздоркин Д. Я., Шипулин А. В. 284
Методика проектирования многодиапазонного облучателя на базе гофрированного рупора
Коровкин А. Е. 289
Высокоселективные полосковые полосно-пропускающие фильтры на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами
Левкин Д. С., Кононов И. С., Савишников М. О., Денисенко В. С., Бальва Я. Ф.. 294
Сверхширокополосная микрополосковая нагрузка
Савенков Г. Г., Разинкин В. П. 297
Многомодовый полосковый резонатор и широкополосные полосно-пропускающие фильтры на его основе
Савишников М. О., Баскова А. А., Сержантов А. М. 300
Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на связанных ступенчатых линиях передачи класса II со шлейфом
Куцько П. П., Мещанов В. П., Саяпин К. А., Шерстюков Д. Н. 303
Сверхширокополосные детекторы проходящей мощности
Тюфякин Д. А., Загородний А. С., Нечаев В. Г. 306
Метод бесконтактного контроля толщины ледяного покрова рек
Горелкин И. И., Абулкасымов М. М., Шостак А. С. 311
Метод бесконтактного контроля обледенения взлётно-посадочной полосы
Горелкин И. И., Абулкасымов М. М., Зайцев В. П., Шостак А. С. 315
Результаты экспериментального исследования и электродинамического моделирования частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров на Г-образных волноводно-щелевых мембранах
Копылова Н. А., Огородников Д. К., Нестеров Д. А., Копылов А. Ф. 318

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Исследование деградации несплавных омических контактов к гетероструктуре AlGaN/GaN при нагреве до 700 °C
Павлов В. Ю., Павлов А. Ю., Слаповский Д. Н. 323
Исследование механизмов электропроводности светопропускающих покрытий ITO
Чистоедова А. А., Петрюк А. Е., Смирнов С. В. 327
Резонансные МЭМС-структуры на акустических волнах Лэмба: анализ эффективности вариантов реализации
Маринушкин П. С., Левицкий А. А., Барон Ф. А., Зеленов Ф. В. 330

Формирование структуры солнечного элемента на основе малозатратной технологии
Писарев И. О., Шелованова Г. Н. 335
Получение фотоактивных гетероструктур p-Si-p-Cu_2O/ZnO
Слизкова А. С., Патрушева Т. Н., Шелованова Г. Н. 339
Динамическое моделирование многомодового режима измерений в атомно-силовой микроскопии
Маринушкин П. С., Рангелов Иво, Левицкий А. А. 343
Разработка технологии отделения пористого слоя от низкоомной кремниевой подложки
Шадрин Е. В., Юзова В. А. 347
Организация мелкосерийного микроэлектронного производства в формате AIDL
Абрамов О. М., Ситников А. А., Засемков В. С. 350

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Проектирование системы слежения за направлением БПЛА
Клешнина С. А., Трегубов С. И. 352
Структурно-семантическое представление электронной 3D-модели изделия на этапе конструирования
Цыганков Д. Э., Похилько А. Ф., Горбачев И. В. 355
Технология герметизации микроблоков СВЧ высокочастотной пайкой
Грищенко Ю. Н., Ланин В. Л. 360
Анализ процедур проектирования, выполняемых в пакете КОМПАС-3D
Миронова П. Д., Фаткулина Д. Р., Трегубов С. И., Зограф Ф. Г. 364
Анализ влияния разброса параметров элементов полосно-пропускающего фильтра на отношения сигнал-шум средствами схемотехнического моделирования
Борисов Р. А., Зограф Ф. Г. 368
Генерация на операционном усилителе частотно-манипулированных гармонических колебаний
Мушта А. И., Мещеряков В. А., Иванов М. В., Антипин А. А. 372
Генерация на МОП-транзисторах манипулированных по частоте высокочастотных гармонических колебаний
Мушта А. И., Мальцев В. А., Волков В. С., Сиваш М. А., Леденько В. А. 376
Особенности перехода авиаприборостроительного предприятия на САПР современного поколения
Степашкина Е. В., Горбачев И. В. 380
Основные вопросы проектирования устройства для удаления наледи с проводов линий электропередачи
Ратушняк В. С., Трухина И. С., Юрьев А. В., Трегубов С. И. 384
Автоматизация планирования технологических процессов сборки радиоэлектронной аппаратуры
Егоршин А. А., Атеняев Е. С., Носкова Е. Е. 388
Программная реализация алгоритмов компоновки как задачи конструирования печатного узла
Стародубцев А. И., Вырвинский А. Г., Носкова Е. Е. 391

Создание лабораторного стенда для исследования электрических свойств проводниковых материалов
Гилеев В. Е., Сморгунов А. С., Бахтина В. А., Томилина Н. П. 395

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

Проблемы мониторинга и управления объектами цифрового телерадиовещания
Абдуллаев А. В., Засенко В. Е. 400
Способы структурного синтеза сетей связи
Батенков К. А. 404
Применение различных схем защиты от импульсного шума в системах передачи, основанных на технологии xDSL
Катков О. Н., Кубло И. Ю., Орлов Д. В., Фокин А. Б., Батенков К. А. 408
Анализ влияния помех на эффективность мобильных систем связи
Кротова Е. И. 413
Выбор модулируемого параметра осциллятора Томаса в системе скрытой передачи информации на основе OCLM
Савкин Л. В. 417
Проблемы в региональном цифровом телерадиовещании
Лузгин А. Ю., Засенко В. Е. 421
Исследование адекватности *AnyLogic* при моделировании процесса обслуживания заявок в мультисервисных сетях связи
Переверзев А. Н., Фокин А. Б. 425
Типы импульсных шумов в цифровых абонентских линиях
Илюшин М. В., Мясин Н. И., Короткий В. С., Пинижанинов Я. С., Батенков К. А. 429
Формирование рекомендаций по модернизации элементов систем передачи данных на основе дерева принятия решений
Олейников А. А., Сорокин А. А. 434
Реализация мультисервисной сети служебной радиосвязи на основе технологии McWILL
Толканова Е. М., Черников Д. Ю. 439
Перспективы развития IP-мультимедийной подсистемы
Туктаров А. Ю., Бульбик Я. И. 443
Исследование сетей SDN с применением математического аппарата нечеткой логики
Турбов А. Ю., Пономарев Д. Ю. 448
Моделирование системы обслуживания вызова экстренных служб по единому номеру
Яткина А. С., Заленская М. К. 454

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

Фтораммонийная обработка природного магнезиальносиликатного сырья для синтеза кристаллических фаз высокочастотной радиокерамики
Шарафеев Ш. М., Погребенков В. М. 457

Исследование винилиденового комплекса со связью Re-Pt методами ядерного магнитного резонанса
Смоляров К. Т., Иванов Ю. Н. 461
Неколлинеарная магнитная структура в многослойных пленочных структурах $[(CoP)_{soft}/NiP/(CoP)_{hard}/NiP]_n$
Фурдык В. П., Патрин Г. С. 467
Электромагнитные характеристики композиционных материалов на основе углеродных нанотрубок, инкапсулированных наноразмерными частицами кобальта
Качалов А. С., Панфилов А. Ю., Сергеенко Д. И. 470
Исследование возможности получения фосфорсодержащих катодных материалов экстракционно-пиролитическим методом
Жижин В. В., Подорожняк С. А., Коробов Д. Д., Патрушева Т. Н. 473
Влияние одноосного механического давления на характеристики волн Лэмба в пластинах кристалла $LiNbO_3$
Плетнев О. Н., Бурков С. И., Турчин П. П., Золотова О. П. 477
Синтез и магнитные свойства трехслойных пленок CoNi/Si/FeNi
Живая Я. А., Патрин Г. С. 482

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Temperature-Dependent Polarized Raman Spectra of Rare-Earth Trifluoride Crystals
Ershov A. A., Oreshonkov A. S., Krylov A. S., Vtyurin A. N., Voronov V. N., Alekseenko I. V. 484
Magnetic and Dielectric Properties of $TbFe_{2.5}Ga_{0.5}(BO_3)_4$
Kudryavtsev M. D., Eremin E. V., Alekseenko I. V. 485
Design of the Antenna Array with Combined Electronic and Mechanical Beam Steering
Litinskaya Y. A., Salomatov Yu. P., Andyuseva V. G. 488
Spectroscopic Behavior of Pyrrolanthrone and its Derivative in Aprotic and Protic Solvents
Merezhko A. G., Slyusareva E. A., Alekseenko I. V. 492
Modeling of Quantum Annealing in the Ternary System: the Factorization of the Number 551
Pichkovskiy I. S., Zobov V. E., Alekseenko I. V. 496
Study of the Re-Pt Vinylidene Complex by Nuclear Magnetic Resonance Methods
Smolyarov K. T., Ivanov Yu. N., Alekseenko I. V. 500
Research of the Influence of Magnetic Field on the Lateral Photovoltaic Effect in Hybrid Structure with Shottky Barrier
Shanidze L. V., Tarasov A. S., Alekseenko I. V. 505
Creation of Ground-Based Consumer Equipment for the Integrated Satellite Communication System
Selkova M. M., Glinchenko A. S., Alekseenko I. V. 510
Equalizer without Reference Signal for Adaptive Antenna Arrays
Erokhin A. A., Salomatov Yu. P., Andyuseva V. G. 511

Список авторов 516