



СИБИРСКИЙ
ФЕДЕРАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ



СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы

XXII Всероссийской научно-технической конференции
с международным участием,
посвященной 125-й годовщине Дня радио

Красноярск, 14–15 мая 2020 г.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции
с международным участием,
посвященной 125-й годовщине Дня радио

Красноярск, 14–15 мая 2020 г.

Красноярск
СФУ
2020

УДК 621.396.6(083)
ББК 32.844я43
С568

С568 **Современные проблемы радиоэлектроники** : материалы XXII Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием, посвященной 125-й годовщине Дня радио. Красноярск, 14–15 мая 2020 г. / отв. ред. Ф. В. Зандер. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2020. – 320 с. ISBN 978-5-7638-4378-1

Представлены разработки и достижения в области радиоэлектроники по направлениям: радиоэлектронная техника навигации и связи; радиолокационные системы; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; конструирование и технология электронных средств; телекоммуникации и интеллектуальные сети; функциональные материалы микро- и нанoeлектроники.

Предназначены для научных работников, аспирантов и студентов, обучающихся по направлениям и специальностям радиоэлектронного и инженерно-физического профиля.

Электронный вариант издания см.:
<http://catalog.sfu-kras.ru>

УДК 621.396.6(083)
ББК 32.844я43

ISBN 978-5-7638-4378-1

© Сибирский федеральный университет, 2020

Секция
«РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОПРОСОВ СОЗДАНИЯ
НАВИГАЦИОННО-ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ
ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ УЧЕНИЙ С ИМИТАЦИЕЙ СТРЕЛЬБЫ**

Ф.В. Зандер, Н.Ю. Петровский

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: nikita.petrovsky1997@gmail.com

Рассмотрены вопросы построения навигационно-информационных систем контроля проведения учений артиллерийского и танкового вооружения сухопутных войск и ракетно-артиллерийских кораблей ВМФ.

В современном мире боеспособность армии определяется не только разнообразием и совершенством ее оружия и военной техники, но и качеством подготовки личного состава, способного наиболее эффективно использовать это оружие в боевой обстановке. В связи с этим при подготовке солдат и офицеров необходимо проводить учения, максимально приближенные к боевым. Но применение на учениях в условиях, близких к боевым, военной техники и вооружения имеет ряд недостатков. К их числу относится высокий риск для личного состава, значительная стоимость эксплуатации боевых машин и систем вооружения при стрельбе штатными боеприпасами.

В армиях многих стран применяются различные технические средства, обеспечивающие имитацию стрельбы без использования боевых припасов [1].

Большинство таких средств выполнено с применением лазерного излучения. Имитатор стрельбы осуществляет имитацию выстрела стрелкового оружия импульсом лазерного излучения одновременно с холостым выстрелом (либо при помощи специальной кнопки на блоке управления).

Средства имитации поражения техники состоят из закрепляемых на броне по периметру корпуса фотоприемников, а также пиротехнической и световой индикации, подсоединяемых к блоку электроники и источнику питания. Фотоприемники крепятся с четырех сторон так, чтобы

охватить все ракурсы, а приборы индикации – на крыше бронетехники на короткой металлической штанге. Попадающий на датчик фотоприемника, установленного на боевой машине, лазерный импульс распознается по индивидуальному коду блоком электроники, и если его характеристики соответствуют средству, способному нанести поражение бронеобъекту, излучатель оружия боевой машины блокируется.

Однако в реальных условиях огонь из танкового, ракетного или артиллерийского орудий может производиться с закрытых позиций, исключающих применение лазерных и оптических систем имитации стрельбы и поражения. В связи с этим было предложено использование навигационных сигналов ГНСС ГЛОНАСС/GPS [3]. Общие принципы построения подобных систем описаны в ряде как зарубежных, так и российских патентов [2; 4; 5].

Так, например, система DFIRST (рис. 1) состоит из комплектов бортового оборудования, радиорелейной линии передачи данных, а также базовой станции и пункта постобработки информации AAR, позволяющего многократно анализировать ход учений после их проведения.



Рис. 1. Схема системы DFIRST

Используя систему GPS, DFIRST определяет ориентацию ствола пушки путем вычисления соотношения показаний двух GPS-приемников. Точность наводки орудия составляет примерно 3 миллирадиана (менее 2 десятых градуса). После выстрела программное обеспечение DFIRST определяет траекторию полета снаряда, наиболее вероятную цель (если существует больше, чем одна) в пределах зоны поражения и затем подтверждает «выстрел» по этой цели.

Анализ существующих способов построения навигационно-информационных систем контроля проведения учений (НИС-КПУ) и учебно-

тренировочных стрельб артиллерийского и танкового вооружения сухопутных войск (СВ) и ракетно-артиллерийских кораблей ВМФ с имитацией стрельбы с использованием ГЛОНАСС-технологий показал отсутствие описания в открытых источниках прямых аналогов таких систем.

В работе ставится задача обоснования облика, определения основных тактико-технических характеристик и путей построения НИС-КПУ артиллерийского и танкового вооружения СВ и ракетно-артиллерийских кораблей ВМФ, а также разработка моделей проведения стрельб с использованием разрабатываемой НИС-КПУ, методик контроля их результатов с использованием ГЛОНАСС-технологий.

Анализ возможных путей построения НИС-КПУ показывает, что на современном этапе технической основой их создания должна стать навигационная аппаратура потребителей (НАП), работающая по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС/GPS и обеспечивающая, наряду с измерением координат, определение скорости и направления движения объектов, их пространственной ориентации. Именно функция высокоточного определения пространственной ориентации ствола (пакета направляющих ракетных систем залпового огня (РСЗО), строительной оси пусковой установки) в момент выстрела открывает возможность определения (расчета) траектории полета снаряда (ракеты) и вычисление координат области поражения, что и является фундаментом системы контроля результатов стрельбы.

Сущность определения пространственной ориентации (ПрО) объекта при помощи сигналов ГНСС заключается в вычислении углов курса, крена и дифферента (тангажа) объекта по результатам измерения фазовых сдвигов на несущих частотах сигналов, принимаемых от навигационных космических аппаратов (НКА) на разнесенные в пространстве антенны.

Измерение ПрО по сигналам ГНСС с использованием информации о разности фаз сигналов несущей частоты, принятых разнесенными в пространстве антенными модулями (интерферометрический метод), имеет ряд преимуществ, которые обуславливают все более широкое применение данного метода.

1. Высокая точность измерений ПрО. При базе между антеннами интерферометра 1 м погрешность (СКО) одномоментных измерений ПрО составляет $\approx 0,2^\circ$; при увеличении базы погрешность пропорционально уменьшается – на базе 5 м погрешность составит ≈ 2 угловые минуты, на базе 10 м ≈ 1 угловую минуту.

2. Отсутствие накопления погрешности во времени. Систематическая погрешность измерения ПрО после выполнения юстировки антенной системы интерферометра относительно строительных осей объекта остается постоянной и зависит только от погрешности юстировки.

3. Возможность измерения с одинаковой точностью ПрО как подвижных, так и неподвижных (квазинеподвижных) объектов. Поскольку измерения ПрО осуществляются не по вектору скорости, а по разности хода сигналов НКА между антеннами интерферометра, определение ПрО строительных осей объекта при нулевой (или близкой к нулю) линейной и/или угловой скорости не встречает никаких затруднений (данное обстоятельство особенно важно для самоходных артиллерийских орудий, РСЗО, а также кораблей ВМФ). При движении объекта измеряемое угломерной навигационной аппаратурой различие между вектором путевой скорости и ориентацией строительных осей объекта позволяет определить угол сноса.

4. Малая масса, габаритные размеры и потребляемая мощность угломерной НАП.

С учетом перечисленных преимуществ угломерную НАП ГНСС следует рассматривать как основное средство позиционирования и ориентирования объектов при выполнении учений с имитацией стрельбы.

При построении НИС-КПУ рассмотрены вопросы размещения угломерной антенной системы на стволе с учетом обеспечения высокой точности ПрО, прочности оборудования, надежности его фиксации на стволе в условиях значительных механических нагрузок, возникающих при стрельбе. Определены предпочтительные принципы информационного обмена между объектами – участниками учений. Включение в состав НИС-КПУ беспилотных летательных аппаратов позволит организовать визуальное фото- и видео наблюдение объектов на полигоне, цифровое картографирование (позволяет проводить учения в местностях, для которых отсутствует требуемая картографическая информация).

Решение проблемных задач при разработке НИС-КПУ обеспечит создание современной конкурентоспособной системы навигационно-информационного обеспечения проведения учений и позволит образовать плацдарм для дальнейшего расширения использования ГЛОНАСС-технологий в интересах ВС РФ.

Список литературы

1. Патент № 2282320 РФ. Устройство наведения оружия / А.М. Алешечкин, В.И. Кокорин, Ю.Л. Фатеев. Зарегистрирован в Гос. реестре изобретений РФ 18.07.2006.

2. David Harvey, et al: «System Design Document for the Deployable Force-on-Force Instrumented Range System (DFIRST)» Ver. 2.0, SRI Report 4721-97-TR-72, October 1997.

3. Глобальная навигационная система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. М.: Главкосмос СССР, 1991. 45 с.

4. Шашков А.А. Методы определения курсовой ориентации морских объектов по сигналам спутниковых радионавигационных систем: автореф. дис. ... канд. техн. наук. С.-Петербург, 1998. – 23 с.

5. Патент №2105319 РФ. МКИ 6 G 01 S 5/00 Способ угловой ориентации объектов по сигналам космических аппаратов глобальных навигационных спутниковых систем / Ю.Л. Фатеев, М.К. Чмых. Опубл. 1988, бюл. № 5.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ОТНОШЕНИЯ «СИГНАЛ/ШУМ»

С.М. Асадулина, Е.В. Кузьмин

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

Исследовано поведение алгоритмов оценивания отношения «сигнал/шум» при наблюдении узкополосного сигнала в аддитивной смеси с флуктуационной компонентой в виде белого гауссовского шума. Рассматриваемые алгоритмы предполагают отдельное оценивание амплитуды сигнала и интенсивности флуктуационной компоненты. Оценка амплитуды выполняется на основе классической квадратурной корреляционной схемы. Оценка интенсивности шума выполняется двумя способами – по наблюдениям аддитивной смеси, а также по отсчетам предварительно фильтруемой смеси, что обеспечивает лучшую точность оценивания интенсивности шума при сильном сигнале.

Отношение «сигнал/шум» (ОСШ) является количественной мерой, характеризующей условия наблюдения полезных сигналов на фоне флуктуационной компоненты в виде белого гауссовского шума [1]. Выражение для определения ОСШ может быть дано в виде [1; 2]:

$$h = \frac{A_m^2}{2\sigma^2}, \quad (1)$$

где A_m – амплитуда сигнала, σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) шума. В случае наличия априорной информации относительно параметров A_m и σ , оценка ОСШ на основе (1) является тривиальной задачей. Однако оценивание ОСШ при неизвестности указанных энергетических параметров компонентов аддитивной смеси представляет собой интересную научно-техническую задачу и неизменно вызывает интерес многих исследователей [2–5].

В работе исследовано статистическое поведение двух алгоритмов оценивания отношения «сигнал/шум», отличающихся способом определения интенсивности флуктуационной компоненты.

Описание алгоритмов оценивания ОСШ. В настоящей работе исследованы два алгоритма оценивания ОСШ, использующие одинаковый способ формирования оценки амплитуды A_m полезного гармонического сигнала с известной частотой f_s и разные способы формирования оценки СКО шума $\hat{\sigma}$ [5]. Первый из способов оценивания СКО шума

предполагает выработку оценки $\hat{\sigma} = \hat{\sigma}_1$ по доступным наблюдениям аддитивной смеси без какой-либо предварительной обработки. Второй способ предполагает предварительную режекторную фильтрацию смеси в окрестности частоты сигнала f_x , что приводит к нейтрализации действия последнего и улучшает точность оценивания интенсивности флуктуационной компоненты $\hat{\sigma} = \hat{\sigma}_2$ при сильном сигнале [5]. Режекторная фильтрация аддитивной смеси выполнена за счет перехода в частотную область с последующим возвращением во временную. К отсчетам аддитивной смеси применялось прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ) [6]; полученный таким образом комплексный спектр подвергался наложению частотного окна, имеющего нулевые значения в окрестности частоты сигнала; вычислялось обратное ДПФ [6], результатом которого являлась временная реализация аддитивной смеси с существенно ослабленной сигнальной компонентой. Оценка амплитуды полезного сигнала выполнялась на основе классической квадратурной корреляционной схемы [7]. Полученные таким образом значения энергетических параметров компонентов аддитивной смеси подставлялись в формулу (1), что приводило к искомым оценкам ОСШ $\hat{h} = \hat{A}_m^2 / (2\hat{\sigma}^2)$. Характеристики алгоритмов, представленных в данной работе, получены с использованием методики, изложенной в [5].

Результаты статистического моделирования. На рис. 1 и 2 представлены усредненные характеристики рассмотренных алгоритмов оценивания ОСШ $Q = 10 \lg(\hat{h})$, полученные при числе статистических испытаний, равном 10^4 . В качестве визуального ориентира сплошными жирными линиями показаны эталонные случаи, предполагающие безошибочное оценивание устанавливаемого на входе ОСШ $q = 10 \lg(h)$. Пунктиром показана работа алгоритма оценивания ОСШ при использовании первого из способов оценивания СКО шума $\hat{\sigma}_1$. Штрихпунктирной линией показана работа алгоритма оценивания ОСШ при использовании оценки $\hat{\sigma}_2$. Характеристики, показанные на рис. 1 и 2, получены при обработке одного и десяти периодов полезного сигнала соответственно. Частота дискретизации устанавливалась равной $100 f_x$.

Как видно из рис. 1, 2, для принятых в настоящей работе параметров аддитивной смеси, алгоритм оценивания ОСШ, применяющий оценку $\hat{\sigma}_1$, при $q > -10$ дБ, заметно снижает эффективность. Такое поведение зависимости, демонстрируемое явным отклонением пунктира от эталонной линии, объясняется снижением точности оценивания СКО шума по отсчетам аддитивной смеси при повышении амплитуды полезного сигнала. Сравнительно низкая точность оценки СКО $\hat{\sigma}_1$ при сильном сигна-

ле $A_m > \sigma$ является недостатком первого алгоритма. Второй рассматриваемый алгоритм оценивания ОСШ, призванный устранить недостаток первого, оперирующий оценкой СКО шума $\hat{\sigma}_2$, при тех же условиях функционирует успешно, что демонстрируется практически полным повторением поведения эталонной линии.

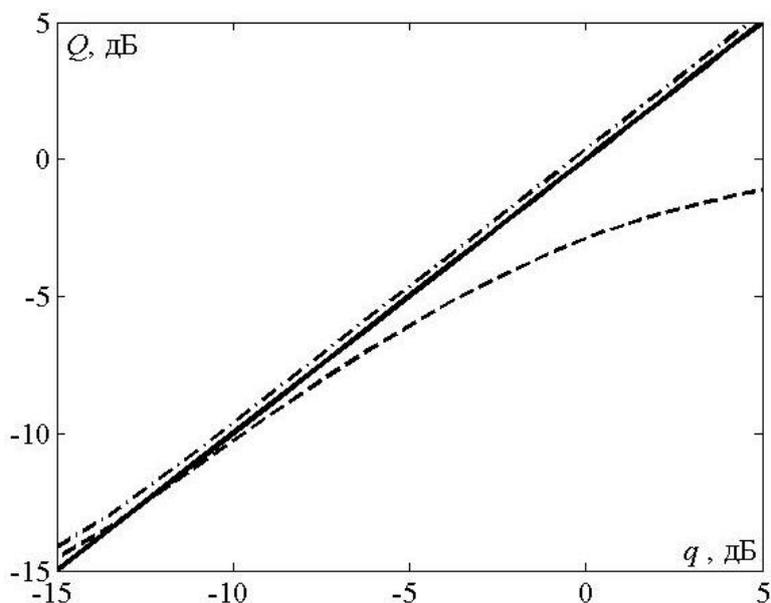


Рис. 1. Результаты статистического исследования поведения алгоритмов оценивания отношения «сигнал/шум» (один период сигнала)

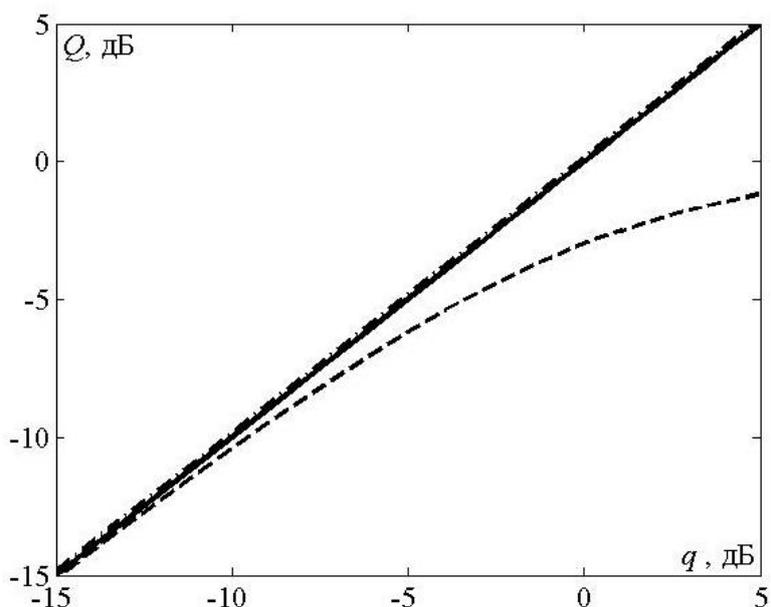


Рис. 2. Результаты статистического исследования поведения алгоритмов оценивания отношения «сигнал/шум» (десять периодов сигнала)

Методом статистического моделирования проведено исследование характеристик двух алгоритмов оценивания отношения «сигнал/шум», отличающихся способом определения интенсивности шума. Показано, что алгоритм, использующий предварительную режекторную фильтрацию смеси, при сильном сигнале ($A_m > \sigma$) обладает существенным преимуществом в точности оценивания ОСШ в сравнении с алгоритмом, формирующим оценки энергетических параметров смеси без какой-либо предварительной обработки.

Список литературы

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 2000. 462 с.
2. Chao Gong, Bangning Zhang, Aijun Liu, Daoxing Guo. A Highly Accurate and Low Bias SNR Estimator: Algorithm and Implementation. Radioengineering. 2011. V. 20. № 4. pp. 976–981.
3. Патюков В. Г., Патюков Е. В., Силантьев А. А. Оценка отношения «сигнал/шум» на основе фазовых флуктуаций сигнала // Журнал радиоэлектроники. 2013. №4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr13/1/text.html> (дата обращения: 07.05.2020).
4. Серкин Ф. Б., Важенин Н. А., Вейцель В. В. Сравнительный анализ алгоритмов оценки отношения «сигнал/шум» на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала // Труды МАИ. 2015. Вып. 83. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=62221> (дата обращения: 07.05.2020).
5. Кузьмин Е.В. Исследование влияния полезного сигнала на точность оценки отношения «сигнал/шум» // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: тез. докладов 29-й Междунар. Крымской конф. (КрыМиКо'2019). Севастополь, 2019 г. М., Минск, Севастополь, 2019. С. 59–60.
6. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. 482 с.
7. Радиотехнические системы: учебник для вузов / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ЦЕПЕЙ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ЗАДЕРЖКИ В ИМИТАТОРАХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Н.М. Крат

АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева»
662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
E-mail: KratNM@iss-reshetnev.ru

При создании навигационной аппаратуры потребителей (НАП), использующей измерения параметров сигналов спутниковых радионавигационных систем, применяют имитаторы навигационных сигналов (ИНС) [1] для оценки точностных характеристик НАП и ее калибровки [2]. Перед использованием ИНС его следует откалибровать. В [3] показано, что в погрешность калибровки ИНС входит систематическая погрешность оценки задержки сигнала, вызванная различием импедансов портов ИНС и средств, входящих в схему его калибровки. Предложен способ применения векторных анализаторов цепей (ВАЦ) для уменьшения погрешности калибровки ИНС и дана оценка неисключенной погрешности.

Для калибровки ИНС применяют анализаторы навигационных сигналов, представляющие собой совокупность цифрового осциллографа (ЦО) и специального программного обеспечения оценки параметров навигационных сигналов [2–4]. Имитируемые сигналы подаются от ИНС в ЦО через кабельную сборку (КС), включающую кабель, соединители и переходники (при необходимости). Выходной порт ИНС, КС и входной порт ЦО совокупно представляют тракт передачи навигационного сигнала (НС).

Импедансные рассогласования в тракте передачи НС приводят к появлению отраженных сигналов, часть из которых попадает на вход ЦО, что вызывает систематическую погрешность оценки задержки сигнала традиционным корреляционным методом и систематическую погрешность оценки внутренней задержки в ИНС [3]. Величина данной погрешности может достигать сотен пикосекунд, а современные требования к точности калибровки НАП, которую калибруют с использованием ИНС, в настоящее время выходят на субнаносекундный уровень. Исключение указанной составляющей погрешности позволит уменьшить бюджет погрешности калибровки ИНС и приблизиться к текущим и перспективным требованиям по точности.

Наибольшее влияние на оценку задержки в ИНС оказывает первый переотраженный сигнал, попадающий на вход ЦО. При этом, значение систематической погрешности в общем случае определяется отношением

комплексной амплитуды первого переотраженного сигнала к комплексной амплитуде прямого, его дополнительной задержкой и спектральными характеристиками сигнала. Первые два параметра (далее – параметры отражения) полностью определяются электрическими параметрами тракта передачи НС. В связи с этим возможно, используя ВАЦ, измерить электрические параметры тракта передачи НС, рассчитать значение систематической погрешности и использовать его в качестве калибровочной поправки.

Значение систематической погрешности при электрической длине КС, много меньшей расстояния, соответствующего длительности чипа дальномерного кода сигнала, определяется следующим выражением [3]:

$$\sigma_t \approx -|\Gamma| \cdot \Delta t \cdot \cos(\varphi_\Gamma - 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \Delta t) \quad (1)$$

где $|\Gamma|$ – модуль отношения комплексной амплитуды первого переотраженного сигнала, поступившего на вход ЦО к комплексной амплитуде полезного (прямого) сигнала; φ_Γ – аргумент этого отношения; Δt – задержка первого переотраженного сигнала относительно прямого; f_0 – значение несущей частоты навигационного сигнала.

Параметры $|\Gamma|$, φ_Γ и Δt могут быть приближенно рассчитаны из электрических параметров тракта передачи НС согласно следующим выражениям:

$$|\Gamma| \approx \left| \Gamma_{И} - S_{11К1} \right| \cdot \left| S_{22К2} - \Gamma_{ЦО} \right| \cdot \left| S_{21К1} \right|^2 \quad (2)$$

$$\varphi_\Gamma \approx \arg(\Gamma_{И} - S_{11К1}) + \arg(S_{22К2} - \Gamma_{ЦО}) \quad (3)$$

$$\Delta t = 2 \cdot \Gamma ВЗ_{КС} \quad (4)$$

где $\Gamma_{И}$, $\Gamma_{ЦО}$, $S_{11К1}$ и $S_{22К2}$ – комплексные коэффициенты отражения от выходного порта ИНС, входного порта ЦО и соединителей КС, подключаемых к ИНС и ЦО соответственно; $S_{21К1}$ – коэффициент передачи КС; $\Gamma ВЗ_{КС}$ – групповое время запаздывания в КС; $|X|$ и $\arg(X)$ – модуль и аргумент комплексного числа X .

Таким образом, для расчета значения калибровочной поправки необходимо с помощью ВАЦ провести измерения следующих электрических параметров тракта передачи сигнала (всего 10 параметров):

- комплексные коэффициенты отражения от портов ИНС, ЦО и КС;
- модуль коэффициента передачи КС;
- $\Gamma ВЗ_{КС}$.

После измерения электрических параметров тракта передачи сигнала необходимо в соответствии с выражениями (2)–(4) рассчитать значения параметров отражения, затем в соответствии с выражением (1) – значение калибровочной поправки. Следует принять во внимание, что ВАЦ проводят измерения параметров электрических цепей с погрешностями. В связи с этим рассчитанное значение калибровочной поправки будет обладать погрешностью. Проведем оценку распределения погрешности расчета калибровочной поправки или, что эквивалентно, оценку распределения неисключенной систематической погрешности (НСП) оценки задержки в ИНС после введения калибровочной поправки.

Из-за наличия функциональной зависимости расчетного значения калибровочной поправки с результатами измерений ВАЦ и того факта, что погрешности измерения ВАЦ носят случайный характер, то есть имеют заданную плотность распределения вероятностей (ПРВ), непосредственно следует, что НСП также имеет распределение. В силу того, что выражение (1) является нелинейной функцией от результатов измерений ВАЦ даже для случая, когда погрешности измерений ВАЦ распределены по нормальному закону, вид распределения и его важнейшие характеристики (моменты) – среднее значение и дисперсия – не могут быть рассчитаны методом подстановки в выражение (1) соответствующих моментов погрешностей. Среднее значение НСП и ее дисперсию можно рассчитать в соответствии с выражениями, приведенными ниже:

$$M_{\sigma} = \int \sigma_t(\alpha) \cdot W(\alpha) d\alpha - \sigma_t(0), \quad (5)$$

$$D_{\sigma} = \int [\sigma_t(\alpha) - \sigma_t(0) - M_{\sigma_t}]^2 \cdot W(\alpha) d\alpha, \quad (6)$$

где α – вектор, включающий в себя 10 параметров – погрешностей измерения ВАЦ; $W(\alpha)$ – совместная плотность их распределения; $\sigma_t(0)$ – истинное значение калибровочной поправки. С целью уменьшения объема записи выше записаны одинарные интегралы, но фактически для расчета интегрирование нужно будет выполнять по 10 переменным.

Расчет интегралов (5) и (6) затруднителен ввиду большого количества параметров, входящих в выражение (1) с учетом зависимостей (2)–(4). Более того, рассчитанные среднее значение и дисперсия НСП не позволят судить о форме закона ее распределения. В связи с вышеизложенным для оценки характеристик распределения НСП целесообразным представляется использовать метод прямого вероятностного моделирования. Для его реализации необходимо промоделировать реализации результатов измерений ВАЦ с учетом погрешностей их распределения, для каж-

дой реализации рассчитать значение НСП и построить ее гистограмму. По гистограмме можно оценить среднее значение, дисперсию и любой другой момент.

В табл. 1 приведены значения электрических параметров тракта передачи НС, а также СКО погрешностей их измерения ВАЦ Cobalt C1409 [5]. При моделировании было принято, что погрешности измерения разных параметров не коррелированы между собой и распределены по нормальному закону с СКО, определяемым точностными характеристиками ВАЦ, приведенными в табл. 1. Поскольку при выполнении прецизионных измерений с ВАЦ первым этапом всегда является его калибровка, при моделировании измерений средние значения погрешностей были заданы нулевыми. Для значений электрических параметров тракта передачи НС, представленных в табл. 1, рассчитанное по формуле (1) истинное значение калибровочной поправки равно 150 пс.

Таблица 1

Электрические параметры тракта передачи НС и СКО их измерения ВАЦ Cobalt C1409

Параметр	$\Gamma_{и}$	$\Gamma_{цс}$	$S_{11к1}$	$S_{22к2}$	$S_{21к1}$
Модуль, б/р	0,09	0,02	0,06	0,047	0,985
Погрешность измерения модуля, б/р	0,0019	0,0017	0,0018	0,0018	0,0059
Аргумент, градус	- 90	0	90	180	-
Погрешность измерения аргумента, градус	1,52	5,28	1,68	1,68	0,5

Аргумент комплексного коэффициента передачи КС для значений частоты, используемых при измерении ГВЗ, рассчитывался с учетом физической длины КС, соответствующей задержке в одном направлении 7,73 нс (для того, чтобы прямой и отраженный сигналы сложились в фазе). Полоса частот, на границах которой моделировались измерения аргумента коэффициента передачи КС, была задана равной полосе сигнала ГЛОНАСС с частотным разделением стандартной и высокой точности, т.е. около 1 и 10 МГц. Погрешность измерения ГВЗ, как известно, определяется погрешностью измерения аргумента коэффициента передачи и шириной полосы частот, в которой проводились его измерения. Необходимо принять во внимание, что погрешность измерения аргумента КП является коррелированной по частоте и чем меньше полоса, тем больше коэффициент корреляции погрешностей измерений на разных частотах. В связи с этим для каждого значения полосы было проведено моделирование для двух значений коэффициента корреляции: 0,95 и 0,99. Эквивалентная погрешность измерения ГВЗ при этом соот-

ветствует погрешности измерения аргумента коэффициента передачи КС, умноженной на величину, зависящую от коэффициента корреляции.

На рис. 1 приведены плотности распределения вероятности НСП после использования функционального преобразования измерений ВАЦ в качестве калибровочной поправки.

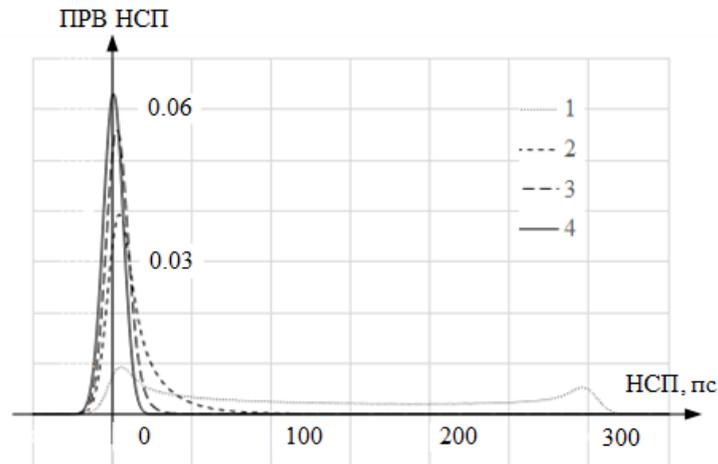


Рис. 1. Плотности распределения вероятности НСП (кривые соответствуют значениям полосы измерения аргумента КП КС и коэффициентам корреляции): 1 – 1 МГц, 0,95; 2 – 1 МГц, 0,99; 3 – 10 МГц, 0,95; 4 – 10 МГц, 0,99

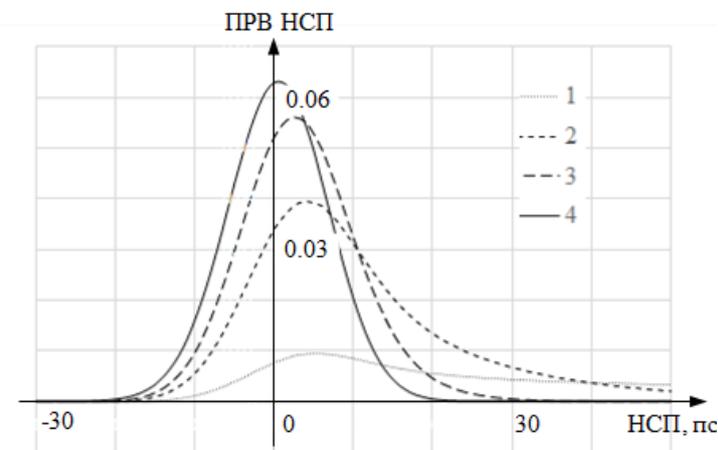


Рис. 2. Плотности распределения вероятности НСП (укрупненно)

Анализ распределений, приведенных на рис. 1 и 2, позволяет сделать следующие выводы:

- Погрешность калибровки ИНС, обусловленная импедансными рассогласованиями в тракте передачи НС, может быть в несколько раз снижена при использовании ВАЦ при условии, что погрешность измерения ГВЗ достаточно мала (настолько, что СКО произведения удвоенного ГВЗ и значения несущей частоты намного меньше единицы). Данное

условие можно выполнить, увеличив полосу измерений аргумента коэффициента передачи КС.

- Чем больше полоса частот, в которой ВАЦ проводит измерения для расчета ГВЗ, тем меньше среднее значение и дисперсия НСП.

- Оценка значения калибровочной поправки для заданных условий оказалась смещенной. Смещение оценки будет тем больше, чем больше СКО погрешностей измерений ВАЦ.

Показано, как можно использовать ВАЦ для уменьшения бюджета погрешности калибровки ИНС и проведен анализ НСП. Систематическая погрешность, обусловленная импедансными рассогласованиями, может быть снижена в несколько раз при использовании измерений ВАЦ.

Представленный способ применения ВАЦ для калибровки задержки в ИНС можно реализовать при калибровке наземных станций, обеспечивающих эфемеридно-временное обеспечение космических аппаратов (КА) системы ГЛОНАСС [6]. Также его можно использовать для калибровки ИНС из состава перспективного комплекса для измерения задержек в радиотехнических трактах КА системы ГЛОНАСС на заключительных этапах их наземной экспериментальной отработки [7].

Список литературы

1. I. Petrovski, B. Townsend, and T. Ebinuma, Testing multi-GNSS equipment, systems, simulators and the production pyramid, Inside GNSS, July/August 2010, 52-61.

2. Печерица Д.С. Метод калибровки навигационной аппаратуры потребителей ГЛОНАСС с использованием эталонов, прослеживаемых к государственным первичным эталонам единиц величин: дис. ... канд. техн. наук. ФГУП «ВНИИФТРИ». М., 2018. 123 с.

3. Крат Н. М., Савин А. А. Влияние рассогласования импедансов в тракте передачи сигнала при калибровке задержек имитаторов навигационных сигналов // Сибирский журнал науки и технологий. 2017. Т. 18. № 3. С. 520–524.

4. Крат Н.М., Савин А.А., Шарыгин Г.С. Контрольно-проверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов // Доклады ТУСУР. № 1 (31), март 2014. С. 28–32.

5. Анализаторы цепей векторные С1205, С1207, С1209, С1214, С1220, С1409, С1420, С2209, С2409, С2220, С2420, С4209, С4409, С4220, С4420. Руководство по эксплуатации. Технические характеристики. ООО Планар, Челябинск, 2017.

6. Крат Н.М., Ермолаев М.В., Марарескул Д.И. Контроль точностных характеристик беззапросных измерительных станций из состава наземного сегмента космического комплекса системы ГЛОНАСС/ // Системы связи и радионавигации: сб. тезисов / науч. ред. В. Ф. Шабанов. Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2018. С. 119–122.

7. Крат Н.М., Ермолаев М.В., Марарескул Д.И. Калибровка задержек БИНК в составе перспективного космического аппарата системы ГЛОНАСС/ // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: сб. тезисов конференции. Железногорск: Sitall, 2017. С. 171–173.

ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭХОСИГНАЛА НАЗЕМНОЙ РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА

М.В. Орешкина

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: oreskina.m@yandex.ru

Рассмотрено влияние дискретности модели местности на корреляционные характеристики эхосигнала, вычисляемого по ней. Проведен алгоритм синтеза дискретной модели земной поверхности. Полученные результаты могут быть использованы для разработки программного обеспечения имитаторов эхосигналов.

Имитаторы эхосигналов радиолокационных станций (РЛС) – это устройства, позволяющие моделировать окружающую радиолокационную обстановку, включающую целевые сигналы и помеховый фон, большую часть которого формируют отражения от земной поверхности [1; 2]. Эти устройства получили широкое распространение при разработке и испытаниях РЛС [1; 2].

Работа имитаторов основана на использовании математических моделей сигналов [1]. Модель эхосигнала от земной поверхности – это нормальный центрированный случайный процесс, мощность и корреляционные свойства которого зависят от структуры сканируемого участка [2–4]. Современные алгоритмы имитации предполагают представление земной поверхности набором элементарных отражателей [3; 4]. Однако дискретная реализация отражающих свойств неизбежно приводит к ошибкам в значениях параметров имитируемого сигнала. Точность моделей можно увеличить, уменьшая шаг дискретизации, но это неминуемо приведет к росту объема вычислений.

Несмотря на то, что моделированию помех от поверхности земли было уделено значительное внимание [2–6], исследования, посвященные влиянию дискретного представления отражающих свойств земной поверхности на точность моделирования корреляционной функции, требуют уточнений.

В работе обоснованы требования к шагу дискретизации модели земной поверхности для вычисления корреляционных характеристик эхосигнала с заданной точностью.

Рассмотрим земную поверхность как массив дискретных отражателей в полярной системе координат, центром которой служит местоположение РЛС. Предположим, что в распоряжении есть распределение УЭПР с некоторым избыточно малым шагом дискретизации. Таким образом, возникает две задачи. В первой – найдем значение шага дискретизации по азимуту. Для этого рассмотрим участок поверхности, находящийся на линии равной дальности, представленный одномерным массивом отражателей. Вторая задача – вычислить значение шага дискретизации по радиальной координате. Для этого рассмотрим массив дискретных отражателей, имеющих одно и то же азимутальное местоположение.

Шаг дискретизации по азимутальной координате. Эхосигнал от участка земной поверхности, можно представить в виде

$$S(\alpha_{00}) \sim \sum_{m=1}^M \sqrt{\sigma(\alpha_m)} \cdot \exp(j\varphi(\alpha_m)) F(\alpha_{00} - \alpha_m),$$

где $\sigma(\alpha)$ – эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) точки с координатой α (азимут); φ – начальная фаза (принимает случайные значения в диапазоне от 0 до 2π); $F(\alpha)$ – коэффициент усиления передающей и приемной антенн в направлении α ; α_{00} – положение оси диаграммы направленности антенны (ДНА) по азимуту и углу места; M – количество отсчетов по азимуту; j – мнимая единица.

При имитации эхосигналов для испытания системы селекции движущихся целей, например, на основе череспериодной компенсации необходимо воспроизвести несколько эхосигналов, полученных при разных положениях ДНА [6]. Эти сигналы будут иметь статистическую зависимость, описываемую межпериодной корреляционной функцией:

$$R(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}) \sim \sum_{m=1}^M \sigma(\alpha_n, r_m) FS(\alpha_{00} - \alpha_m, \Delta\alpha_{00}), \quad (1)$$

где $FS(\alpha_n - \alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}) = F(\alpha_n - \alpha_{00})F(\alpha_n - \alpha_{00} - \Delta\alpha_{00})$; $\Delta\alpha_{00}$ – смещения оси ДНА относительно координаты α_{00} .

Выражение (1) представляет собой свертку двух функций. При этом функция $F(\alpha, \Delta\alpha_{00})$ является непрерывной, а $\sigma(\alpha)$ – дискретной. Применяя преобразование Фурье к выражению (1), получаем:

$$G_R(k, \Delta\alpha, \Delta\alpha_{00}) \sim G_\sigma(k, \Delta\alpha) \cdot G_{FS}(k, \Delta\alpha_{00}),$$

где $G_R(k, \Delta\alpha, \Delta\alpha_{00})$, $G_\sigma(k, \Delta\alpha)$ и $G_{FS}(k, \Delta\alpha_{00})$ – преобразование Фурье от функций $R(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00})$, $\sigma(\alpha)$ и $FS(\alpha, \Delta\alpha_{00})$; $\Delta\alpha$ – шаг дискретизации по ази-

мугу; k – вещественная переменная по азимутальной координате в частотной области.

В соответствии со свойствами преобразования Фурье функция $G_{FS}(k, \Delta\alpha_{00})$ является убывающей, поэтому можно выделить такое значение k_1 , выше которого значения этой функции можно принять равными нулю. Функция $G_{\sigma}(k, \Delta\alpha)$ представляет собой периодически повторяющиеся копии спектра, которые также можно принять равными нулю в некоторой области и выделить значение k_2 , равное половине ширины копии спектра по уровню 0дБ. Очевидно, что функция $G_R(k, \Delta\alpha, \Delta\alpha_{00})$ также будет ограничена частотой k_1 . Если шаг дискретизации $\Delta\alpha$ выбран слишком малым, то возникают ошибки, связанные с наложением копий спектра $G_{\sigma}(k, \Delta\alpha)$. Таким образом, можно получить следующие ограничения на частоту дискретизации покрова по азимутальной координате:

$$k \geq k_1 + k_2.$$

Данное выражение определяет значение частоты дискретизации при $\Delta\alpha_{00} = \text{const}$. При моделировании эхосигналов может возникнуть ситуация, когда необходимо вычислить корреляционные коэффициенты при разных $\Delta\alpha_{00}$. В этом случае необходимо вычислить значение k_1 для всех необходимых значений $\Delta\alpha_{00}$ и выбрать его максимальное значение.

Шаг дискретизации по радиальной координате. Другой тип обработки радиолокационных сигналов включает в себя анализ автокорреляционной функции (АКФ) эхосигнала [6]. При этом анализу подвергаются сжатые импульсы, полученные на выходе согласованного фильтра. Считая, что каскады приемника компенсируют ослабление эхосигналов с ростом дальности, а операции усиления и преобразования линейны, сигнал на выходе фильтра сжатия (СФ), вычисленный по дискретной карте, можно представить, в виде

$$H(t) \sim \sum_{n=1}^N \sqrt{\sigma(t_m)} \cdot \exp(j\varphi(t_m)) \dot{s}_{\Phi}(t - t_m),$$

где $t_m = \frac{2r_n}{c}$ – время задержки фронта волны от n -го отражателя; r_n – расстояние от антенны РЛС до отражателя (радиальная координата); c – скорость света; $\sigma(t_m)$ – ЭПР точки с координатой r_n ; $\dot{s}_{\Phi}(t)$ – сжатый зондирующий импульс; M – количество отсчетов по азимуту.

Таким образом сигнал на выходе согласованного фильтра представляет собой случайный процесс с нулевым математическим ожиданием. При этом его АКФ имеет вид

$$K(t, \Delta t) \sim \sum_{n=1}^N \sigma(t_m) BS(t - t_m, \Delta t), \quad (2)$$

где $BS(t - t_m, \Delta t) = B(t - t_m)B(t - t_m - \Delta t)$; $B(t)$ – модуль комплексной огибающей сжатого зондирующего импульса; Δt – временной сдвиг.

Видно, что вычисления АКФ тоже представляют собой свертку. Функция $BS(b, \Delta t)$ является непрерывной, а $\sigma(t_m)$ – дискретной. Применяя преобразование Фурье к выражению (1), получим

$$G_K(b, \Delta t, \Delta t_m) \sim G_\sigma(b, \Delta t_r) \cdot G_{BS}(b, \Delta t),$$

где $G_K(b, \Delta t, \Delta t_m)$, $G_\sigma(b, \Delta t_r)$ и $G_{BS}(b, \Delta t)$ – преобразование Фурье от функций $K(t, \Delta t)$, $\sigma(t_m)$ и $BS(t, \Delta t)$; $\Delta t_r = \frac{2\Delta r}{c}$; Δr – шаг дискретизации по азимуту; b – вещественная переменная по радиальной координате в частотной области.

Подобно предыдущим выкладкам, здесь также с некоторым допущением можно выделить такое значение b_1 , выше которого значения функции $G_{BS}(b, \Delta t)$ можно принять равными нулю и определить половину ширины одного периода спектра $G_\sigma(b, \Delta t_m) - b_2$. Таким образом, ограничения на частоту дискретизации покрова по радиальной координате

$$b \geq b_1 + b_2.$$

С помощью данного выражения можно вычислить значение частоты дискретизации при $\Delta t = \text{const}$. Поэтому необходимо определить диапазон Δt , а из всех случаев выбрать максимальное значение k_1 .

В работе представлен алгоритм для вычисления шага дискретизации одномерного массива. Для двумерного массива необходимо вычислить шаг дискретизации для всех столбцов и выбрать минимальный. После чего составить новый массив с уменьшенным количеством строк и так же вычислить максимальный шаг дискретизации.

Рассмотрено вычисление межпериодной корреляционной функции и автокорреляционной функции эхосигнала от поверхности земли по ее дискретной модели. На основе анализа этих функций были получены требования к частоте дискретизации по азимутальной и радиальной ко-

ординатам. Данные результаты могут быть полезны при синтезе дискретных моделей отражений от земной поверхности, используемых для имитации эхосигналов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90103.

Список литературы

1. Тверской Г. Н., Терентьев Г. К., Харченко И. П. Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций. СПб.: Судостроение, 1973. 224 с.
2. Кулемин Г. П., Горошко Е. А., Тарнавский Е. В. Пространственно-временные характеристики обратного рассеяния от земной поверхности // Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 12. С. 60–70.
3. Billingsley J. B. Low-angle radar land clutter – measurement and empirical models. New York, William Andrew, 2002. 719 p.
4. Kulemin G.P. Millimeter-Wave Radar Targets and Clutter. Boston. Artech House. 2003.
5. Орешкина М.В., Киселев А.В. Влияние дискретности цифровой карты земной поверхности на точность моделирования эхосигналов от нее // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 4. С. 10–13.
6. Справочник по радиолокации: пер. с англ. / под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЦОС В БЛОКАХ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА

В.Б. Кашкин, В.А. Киселев, Л.А. Клизубова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: klizubova1993@gmail.com, grobenkrieger@yandex.ru

Ввиду ужесточения условий при бортовой аппаратуре космических аппаратов в среде активных синфазных помех аналоговых прецизионных сигналов, для точной обработки аналоговых сигналов в составе бортовой аппаратуры космических аппаратов необходимо обеспечить требования по помехоустойчивости. При прецизионности измерения аналоговых сигналов и воздействии широкополосных помех с большой амплитудой применение аналоговых фильтров недостаточно. В настоящее время электронно-компонентная база не выпускает пассивные элементы (конденсаторы, резисторы, элементы индуктивности), отвечающие требованиям к построению широкополосных аналоговых фильтров. Для обеспечения помехоподавления ввиду воздействия широкополосных помех приняли решение об использовании цифровых фильтров в составе бортовой аппаратуры.

Фильтрация – это обработка сигнала во временной области, в итоге которой изменяется спектральный состав первоначального сигнала [1]. Изменения обычно представляют ослабление или подавление помех. Фильтры пропускают определенные компоненты сигналов, ослабляя в то же время другие составляющие. Аналоговый фильтр обрабатывает непрерывные сигналы, цифровой фильтр – последовательности дискретных отсчетов. Существует две большие группы фильтров: БИХ-фильтр с бесконечной импульсной характеристикой, КИХ-фильтр с конечной импульсной характеристикой. Остановимся на КИХ-фильтрах, выходная последовательность во временной области которых конечна, поэтому нерекursивный КИХ-фильтр устойчив. Важная черта этой группы заключается в получении линейно-фазовой характеристики. Нерекursивность КИХ-фильтра выражена в разностном уравнении (1), оно не содержит рекурсивной части:

$$y(k) = \sum_{m=0}^k b_m \cdot x(k - m), \quad (1)$$

где $y(k)$ – отсчеты на выходе; b_m – коэффициент числителя передаточной характеристики фильтра [2].

Импульсная характеристика КИХ-фильтра конечна и всегда совпадает с коэффициентами фильтра в соответствии с рис. 1.

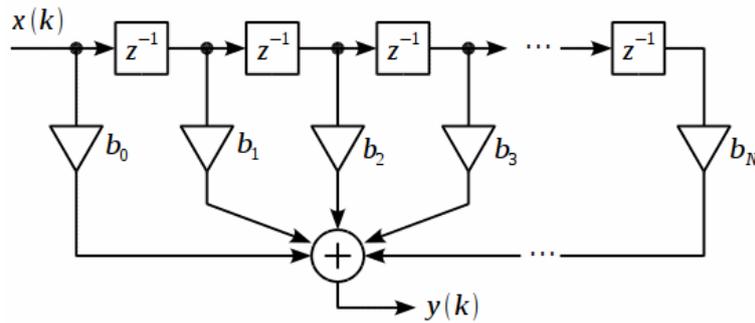


Рис. 1. Структурная схема нерекурсивного КИХ-фильтра

Так, БИХ-фильтры отличаются от КИХ-фильтров наличием обратной связи т.е. все входные отсчеты зависят от предыдущих входных и выходных отсчетов, а также от текущих входных отсчетов, а БИХ-фильтры имеют сложную структуру, их фазочастотная характеристика нелинейна, что приводит к трудностям проектирования. Рекурсивная часть видна в разностном уравнении (2):

$$y(k) = \sum_{m=0}^k \frac{b_m}{a_0} \cdot x(k-m) - \sum_{m=1}^k \frac{a_m}{a_0} \cdot y(k-m) = \sum_{m=0}^k d_m \cdot x(k-m) - \sum_{m=1}^k c_m \cdot y(k-m), \quad (2)$$

$$d_m = \frac{b_m}{a_0}; \quad c_m = \frac{a_m}{a_0},$$

где $y(k)$ – отсчеты на выходе; b_m и a_m – коэффициенты числителя и знаменателя передаточной характеристики фильтра [2].

БИХ-фильтр представлен как сумма нерекурсивной и рекурсивной составляющей на рис. 2.

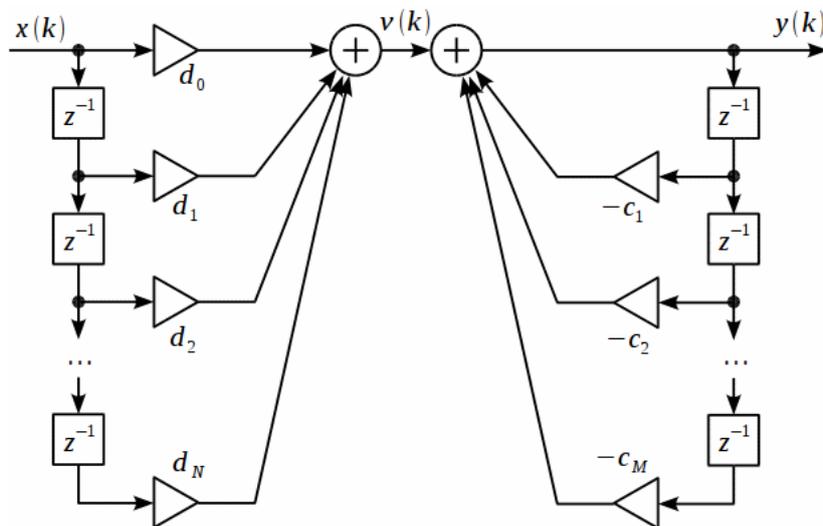


Рис. 2. Структурная схема прямой формы БИХ-фильтра

Сравним фильтры (табл. 1).

Таблица 1

н/п	КИХ-фильтр	БИХ-фильтр
1	Имеют линейную фазовую характеристику, следовательно, фильтр не позволяет ввести фазовое искажение в сигнал	Фазовая характеристика нелинейна
2	Нерекурсивны (непосредственно из их формы всегда устойчивы)	Гарантировать устойчивость удается не всегда
3	Получать произвольные частотные компоненты легче на КИХ-фильтрах	Получать произвольные частотные компоненты сложнее
4	Представление КИХ-фильтров алгебраически сложнее, но при компьютерной поддержке легче	БИХ-фильтры осуществляются более простыми способами

Для применения КИХ-фильтра в составе аналогового прибора нужна высоко интегрированная элементная база, необходимы программируемые логические интегральные схемы с достаточным объемом памяти. Однако аналоговые фильтры легче преобразовать в равносильные БИХ-фильтры. Для БИХ-фильтра необходимо меньше вычислительной памяти, чем для КИХ-фильтра, значит, требования к техническим ПЛИС характерно снижаются. Но гарантировать устойчивость рекурсивному БИХ-фильтру удается не всегда.

Исходя из устройства блока управления определим минимально необходимые требования по электромагнитной совместимости синфазных и дифференциальных помех по аналоговым сигналам. Так, БУ должен нормально функционировать, не давать сбоев, деградаций характеристик или отклонения за пределы допусков, при дифференциальных и синфазных помех по шинам первичного питания.

Дифференциальные пульсации, частотная область не более 1,5 В, в диапазоне частот от 0,03 до 4 кГц, с уменьшением на 20 дБ/дек до 1 В на частоте 6 кГц, 1 В в диапазоне частот от 6 до 100 000 кГц. Синфазные пульсации, частотная область не более 1В на частоте 6 кГц, 1 В в диапазоне частот от 0,03 до 100 000 кГц. В настоящее время разработан прототип фильтра с описанными характеристиками в составе бортовой аппаратуры.

Впервые в приборах управления космических аппаратов применим методы ЦОС в виде цифровых фильтров. Планируемые требования к фильтру: полоса пропускания до 10 кГц, полоса среза заканчивается на 40 кГц, полоса затухания от 40 до 400 кГц, неравномерность в полосе пропускания 0,1 дБ. Для первичной реализации с последующей отработ-

кой используем БИХ-фильтр. На базе запрограммированных логических интегральных схем фирмы Altera реализуемый БИХ-фильтр с минимально определенными требованиями.

Список литературы

1. Цифровая обработка сигналов и MATLAB: учеб. пособие / А.И. Солонина [и др.]. СПб., 2013.
2. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. 2-е изд. М.: Бином, 2006.

Секция
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ
И ТЕХНОЛОГИИ»

АПРОБАЦИЯ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
КАНАЛОВ ОСЦИЛЛОГРАФА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

М.М. Валиханов, А.Н. Верещагин¹, А.С. Гурин²

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

¹E-mail: AntonVereshagin@mail.ru

²E-mail: Asgurin@sfu-kras.ru

Рассматривается метод измерения частотной характеристики (ГВЗ и АЧХ) каналов осциллографа с использованием генератора прямоугольных импульсных сигналов. Приводятся результаты измерений ГВЗ- и АЧХ-каналов осциллографа. Экспериментально подтверждена достоверность полученных результатов на примере фильтра нижних частот с использованием векторного анализатора цепей.

Осциллограф является одним из самых распространенных приборов для исследования сигналов и устройств, особенно во временной области. Для ряда задач требуется знать задержку в канале с высокой точностью, на уровне единиц пикосекунд. Например, при использовании осциллографа для оценки параметров сигнала, создаваемого имитатором навигационных сигналов (ИНС), требования по точности формирования задержки задаются на уровне десятков пикосекунд [1]. Данное значение является следствием требований к точности приемника навигационных сигналов, который калибруется с использованием ИНС [2]. Для калибровки частотной характеристики (ЧХ) каналов осциллографа, в частности определения группового времени запаздывания (ГВЗ), используется анализ во временной области (TDA – time domain analysis) [3].

Существуют методы измерения ЧХ осциллографов с применением внешнего эталонного генератора импульсов [4]. В настоящей работе проведено экспериментальное исследование ЧХ-каналов осциллографа во временной области с применением его внутреннего генератора прямоугольных сигналов. Обработка результатов проводилась в ЭВМ с использованием разработанного программного обеспечения (ПО) постобработки. Данный метод применяется в последних моделях осциллографов (например, Keysight V-серия[5]) в виде опции.

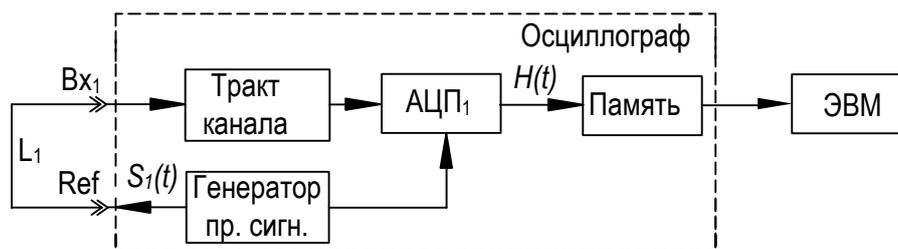


Рис. 1. Структурная схема измерений ЧХ-каналов осциллографа

На рис. 1 представлена структурная схема измерения ЧХ-канала осциллографа с использованием внутреннего генератора.

Генератор прямоугольных сигналов формирует прямоугольные импульсы с малой длительностью фронта. В данном случае используется специальный калибровочный выход Ref на осциллографе Keysight MSOV334A [5], на выходе которого генерируется импульс с длительностью фронта 12 пс. Этот сигнал позволяет провести коррекцию частотной характеристики осциллографа Keysight MSOV334A в полосе частот от 0 до 33 ГГц.

Исследование проводилось в следующем порядке. Запускают генератор для формирования прямоугольных импульсов с малой длительностью фронта (сигнал $S_1(t)$) и осуществляют запись сигнала $H(t)$ с выходов АЦП₁ в n точках по рабочему входу V_{x1} в память осциллографа с последующей передачей в ЭВМ. В качестве кабеля L_1 используется сертифицированный штатный кабель из комплекта с нормируемой величиной задержки, имеющий сертификат завода-изготовителя.

Сигнал $S_1(t)$, прошедший через измеряемый элемент (здесь – это канал осциллографа), формирует отклик на воздействие, тем самым образуется переходная характеристика $H(n)$ сигнала $S_1(t)$, которая отображается на экране осциллографа. С помощью оператора дифференцирования осуществляется переход от переходной характеристики к импульсной.

Преобразование Фурье от импульсной характеристики дает комплексную ЧХ. Вычисление модуля от комплексной частотной характеристики приводит к измерению АЧХ исследуемого элемента, а дифференцирование аргумента комплексной частотной характеристики – к измерению ГВЗ исследуемого элемента.

После измерения для входа V_{x1} процедуру повторить для второго канала осциллографа – V_{x2} .

Блок-схема работы ПО постобработки приведена на рис. 2.

Результаты измерения ГВЗ двух каналов исследуемого осциллографа представлены на рис. 3.

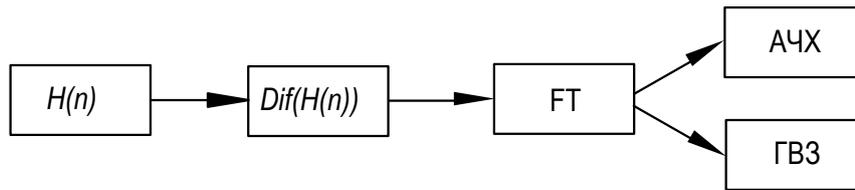


Рис. 2. Блок-схема работы ПО постобработки $H(n)$ – переходная характеристика, $Dif(H(n))$ – дифференцирование переходной характеристики, FT – преобразование Фурье, АЧХ – амплитудно-частотная характеристика, ГВЗ – групповое время запаздывания

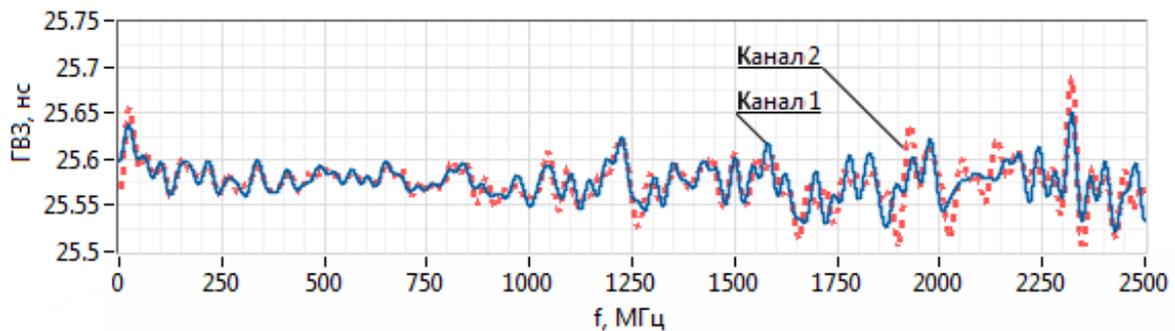


Рис. 3. Групповое время запаздывания двух каналов осциллографа (без учета кабеля L_1)

Для проверки достоверности результатов были проведены измерения известной ЧХ фильтра ФНЧ осциллографом Keysight MSOV334A и сопоставлены с измерениями векторным анализатором цепей (ВАЦ) Keysight E5080A [6]. Схема стенда при измерении осциллографом представлена на рис. 4. Стенд состоит из осциллографа Keysight MSOV334A, измеряемого элемента (ИЭ) – фильтра нижних частот ZNFLP2100 [7] и генератора прямоугольных импульсов из состава осциллографа. Измерения проводились при нормальных условиях в ИИФиРЭ СФУ в период с 10 по 12 апреля 2019 г.

Так, АЧХ и разность измерения АЧХ-фильтра ZNFLP-2100, измеренная ВАЦ и осциллографом, представлены на рис. 5, *а* и *б* соответственно.

ГВЗ и разность измерения ГВЗ фильтра ZNFLP-2100, измеренная ВАЦ и осциллографом, представлены на рис. 6, *а* и *б*.

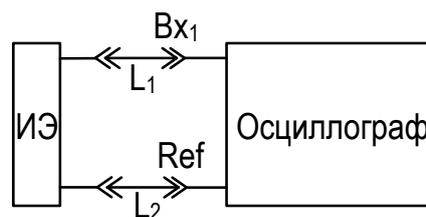


Рис. 4. Схема стенда

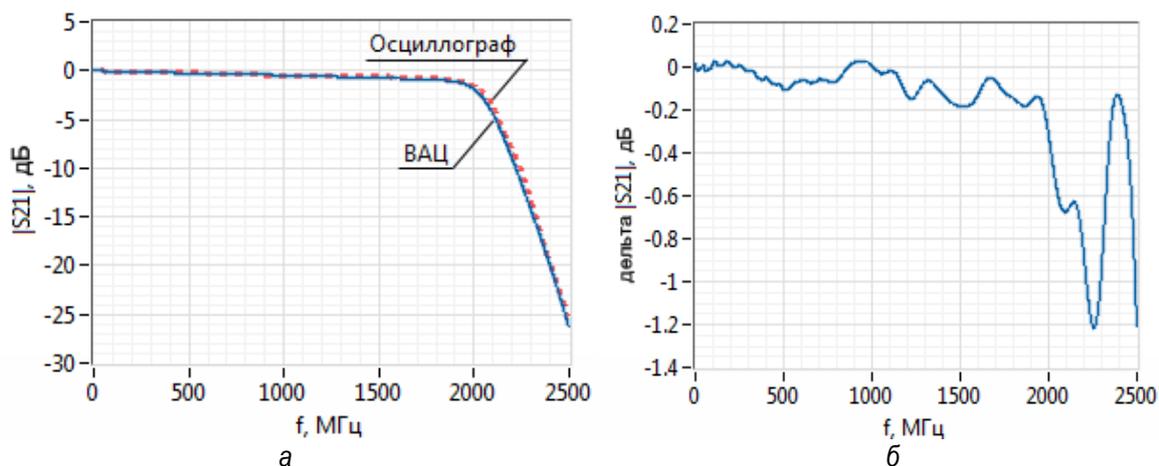


Рис. 5. АЧХ и разность измерения АЧХ: а – АЧХ фильтра ZNFLP-2100, измеренная ВАЦ и осциллографом; б – разность измерения АЧХ фильтра ZNFLP-2100 между ВАЦ и осциллографом

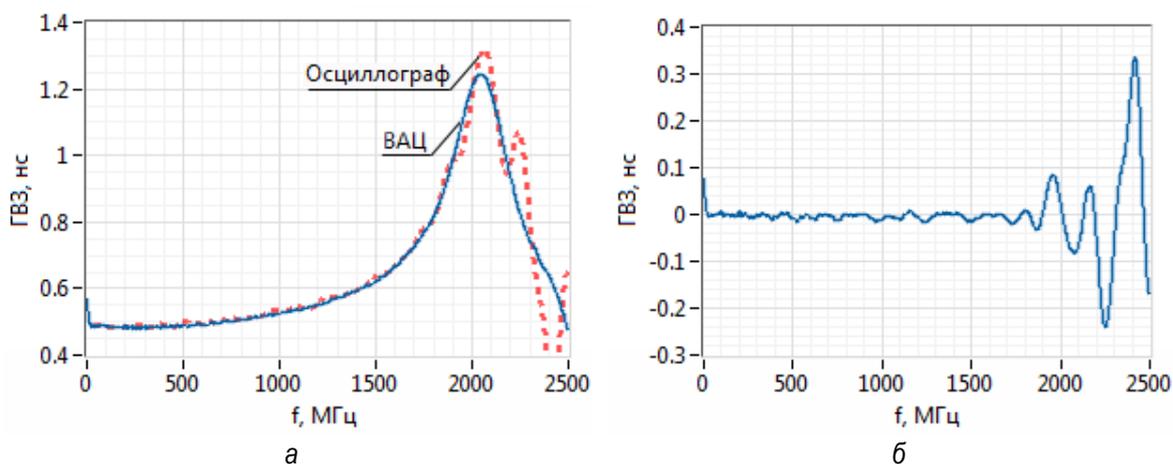


Рис. 6. ГВЗ и разность измерения ГВЗ: а – ГВЗ фильтра ZNFLP-2100, измеренная ВАЦ и осциллографом; б – разность измерения ГВЗ фильтра ZNFLP-2100 между ВАЦ и осциллографом

В работе выполнены измерения ГВЗ каналов осциллографа и эксперименты на ФНЧ ZNFLP-2100. Максимальная разница измерения АЧХ между ВАЦ и осциллографом в полосе пропускания ФНЧ (до 1800 МГц) составляет 0,2 дБ. Максимальная разница измерения ГВЗ между ВАЦ и осциллографом в полосе пропускания ФНЧ (10–1800 МГц) составляет не более 0,01 нс. Полученные значения соответствуют заявленным производителем [7], что говорит о возможности применения описанного метода для калибровки осциллографа.

Рассмотренный метод позволяет оценить АЧХ и ГВЗ каналов осциллографа. Полученные данные можно использовать для их учета, т.е. калибровки. После чего допустимо осциллографом проводить измерения

абсолютной погрешности формирования радионавигационных параметров (РНП) имитатором навигационных сигналов [8; 9] с точностью на уровне десятка пикосекунд.

Список литературы

1. Имитатор навигационных сигналов ИНС. Руководство по эксплуатации. МВРЕ.468915.001 РЭ Отраслевой документ. Красноярск, 2016. 41 с.
2. Савин А.А., Крат Н.М., Шарыгин Г.С. Контрольно-поверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов // Доклады ТУСУР. № 1 (31), март 2014. С. 28–32.
3. Wansheng Su, Sedki M. Calibration of Time Domain Network Analyzers. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 42. NO. 2, APRIL, 1993
4. Дьяконов В. Калибраторы широкополосных осциллографов // Компьютеры и технологии, 2013. № 11.
5. Описание осциллографа MSOV334A. URL: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-0425EN.pdf?id=2572990>.
6. Описание векторного анализатора цепей E5080A. URL: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-0291EN.pdf?id=2565274>.
7. Описание ФНЧ ZNFLP-2100+. URL: <https://ww2.minicircuits.com/pdfs/ZNFLP-2100+.pdf>.
8. 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.
9. Валиханов М.М., Верещагин А.Н. Оценка потенциальной точности контрольно-поверочной аппаратуры имитаторов навигационных сигналов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск, 2018. С. 81–83.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

А.С. Камышникова, В.В. Ольшевский, В.В. Сухотин

Военно-инженерный институт СФУ
660036, Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: olshevskij.vladimir@yandex.ru

Описан метод определения координат источника радиоизлучения, расположенного вне поверхности Земли, с использованием геостационарного искусственного спутника Земли. Рассмотрены вариации методов расчета, основанные на построении пирамиды, а также приведены погрешности данного метода.

Наш нынешний мир невозможно представить без спутниковых технологий. Спутниковые системы связи применяются повсеместно: в телевидении, в телефонии, геолокации и т.д. Спутниковые системы связи состоят из космических аппаратов (КА), которые используются в качестве ретрансляторов и наземных или околоземных приемопередатчиков.

В связи с доступностью данных систем возможны случаи нелегитимного занятия частотного ресурса КА [1; 2]. Перспективным направлением в данной области являются различные методы, основанные на определении координат источника радиоизлучения (ИРИ) [3–6].

Одним из основных является метод с использованием антенной решетки, в основе которого лежит компенсационное измерение фазового сдвига между сигналами, принимаемыми элементами антенной решетки [1]. Недостатком данного метода является необходимость доработки бортовой антенной аппаратуры космического аппарата, что увеличивает его массу и повышает стоимость.

Для устранения этих недостатков может быть использован метод с применением виртуальной антенной решетки (ВАР), образованной последовательными позициями ИСЗ (искусственный спутник земли) [5; 6]. Однако данный метод не позволяет определить координаты ИРИ в случае, если неизвестно, расположен ли он на поверхности Земли или же удален от нее на некоторое расстояние. В связи с этим предлагается использовать усовершенствованную вариацию метода с использованием ВАР, позволяющую определить координаты ИРИ без привязки к земной поверхности.

Поэтому был разработан способ вычисления координат ИРИ без привязки к поверхности Земли, основанный на использовании пирамиды.

В общем случае точки A_1, A_2, A_3 и точка B (расположение ИРИ) образуют пирамиду, при этом треугольник $A_1A_2A_3$ является ее основанием, а точка B – вершиной (рис. 1).

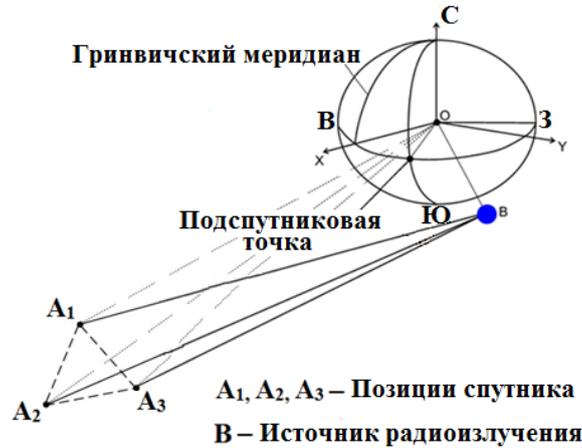


Рис. 1. Общие геометрические построения для метода определения координат НП, основанном на использовании пирамиды

В зависимости от взаимного расположения точки B и основания пирамиды можно выделить два случая:

1. Точку расположения ИРИ можно спроецировать на основание пирамиды.

Если ИРИ расположен относительно ИСЗ таким образом, что проекция точки B на плоскость, образованную тремя положениями ИСЗ (точки A_1, A_2, A_3), лежит в пределах треугольника $A_1A_2A_3$, целесообразно использовать следующий метод определения координат ИРИ ввиду простоты реализации.

Введем вспомогательную прямоугольную декартову систему координат (СК) с началом в точке A_1 ; где A_1A_2 – ось OX ; ось OZ параллельна высоте BO , опущенной из точки B на основание пирамиды; ось OY перпендикулярна осям OX и OZ (рис. 2).

В геоцентрической СК точки A_1, A_2, A_3 имеют координаты (эфемериды ИСЗ): $A_1(x_1; y_1; z_1), A_2(x_2; y_2; z_2)$ и $A_3(x_3; y_3; z_3)$.

Определим углы в основании пирамиды:

$$\begin{aligned} \angle BA_1O &= \frac{\pi}{2} - \frac{\Psi_1}{2}; \\ \angle BA_2O &= \frac{\pi}{2} - \frac{\Psi_2}{2}; \\ \angle BA_3O &= \frac{\pi}{2} - \frac{\Psi_3}{2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 – углы осевого сечения конических поверхностей.

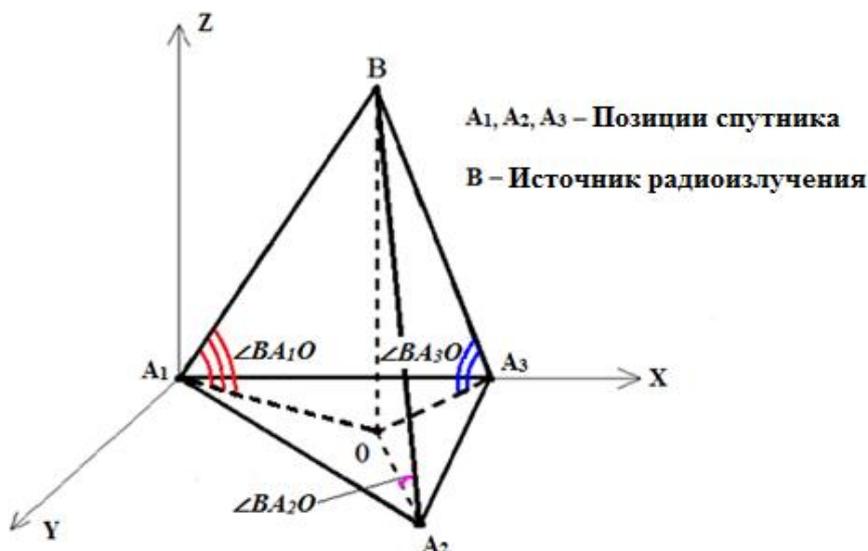


Рис. 2. Вспомогательная система координат для метода определения координат ИРИ, основанном на использовании пирамиды

Зная стороны треугольника в основании пирамиды (базы $ВАР$ –длины отрезков A_1A_2, A_2A_3, A_3A_1) и определенные выше углы в формуле (1), можем определять координаты точки B во вспомогательной СК.

Для вычисления координат ИРИ в геоцентрической СК необходимо произвести поворот осей вспомогательной СК и ее параллельный перенос.

2. Точку расположения источника радиоизлучения нельзя спроецировать на основание пирамиды.

Геометрические построения, поясняющие этот метод, приведены на рис. 3.



Рис. 3. Геометрические построения для метода определения координат ИРИ, основанном на использовании пирамиды

Углы в основании каждой из граней пирамиды определяются исходя из разности фаз приходящего в точки A_1 , A_2 и A_3 сигнала:

$$\begin{aligned}\alpha_i &= \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi d_i} \cdot \Delta\psi_{ij}\right); \\ \beta_i &= \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi d_i} \cdot \Delta\psi_{ji}\right),\end{aligned}\tag{2}$$

где d_i – i -я база ВАР; $\Delta\psi_{ij}$ – разность фаз приходящего в соседние точки сигнала [7].

Зная эти углы и координаты точек в основании пирамиды, согласно теореме синусов, составляем систему уравнений:

$$\begin{aligned}\sqrt{(x_2 - x_B)^2 + (y_2 - y_B)^2 + (z_2 - z_B)^2} \cdot \sin \gamma_1 &= \sin \alpha_1 \cdot A_1 A_2, \\ \sqrt{(x_3 - x_B)^2 + (y_3 - y_B)^2 + (z_3 - z_B)^2} \cdot \sin \gamma_2 &= \sin \alpha_2 \cdot A_2 A_3, \\ \sqrt{(x_1 - x_B)^2 + (y_1 - y_B)^2 + (z_1 - z_B)^2} \cdot \sin \gamma_3 &= \sin \alpha_3 \cdot A_3 A_1,\end{aligned}\tag{3}$$

где x_1, y_1, z_1 – координаты точки A_1 ; x_2, y_2, z_2 – координаты точки A_2 ; x_3, y_3, z_3 – координаты точки A_3 ; x_B, y_B, z_B – координаты точки B .

Решая данную систему, определяем координаты точки B , т.е. искомые координаты ИРИ.

Сравнивая два вышеописанных метода, приходим к следующим выводам: первый метод более прост математически, но подходит для ограниченного количества случаев расположения ИРИ относительно базы ВАР; второй является более общим, однако используемые в нем вычисления сложнее.

Также были исследованы погрешности данного метода определения координат ИРИ. Одними из основных источников погрешностей являются неточность прогноза эфемерид ИСЗ и погрешность измерения разности фаз.

Влияние неточности прогноза эфемерид ИСЗ. Зависимость погрешностей определения координат ИРИ от неточности прогноза эфемерид ИСЗ имеет сложный характер. При изменении неточности прогноза эфемерид ИСЗ от 0 до 100 м по координате X_2 результирующая погрешность определения координат ИРИ лежит в интервале от 5 до 50 м (рис. 4) [8].

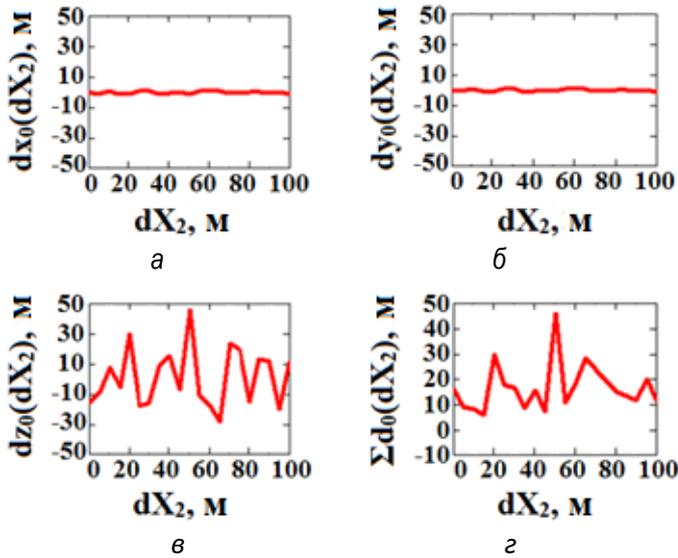


Рис. 4. Зависимости погрешностей определения координат ИРИ от погрешности прогноза координат спутника dX_2 (точка A_2): а – погрешность определения координаты x_B ИРИ, б – погрешность определения координаты y_B ИРИ, в – погрешность определения координаты z_B ИРИ, г – суммарная погрешность определения координат ИРИ

Графики зависимости погрешностей определения координат ИРИ от неточности измерения координат спутника dY_2, dZ_2 аналогичны представленным [8].

Влияние погрешности измерения разности фаз. Зависимость результирующей погрешности определения координат ИРИ от погрешности измерения фазы имеет строго возрастающий характер. При изменении погрешности измерения фазы $d\psi$ от 0° до 1° результирующая погрешность определения координат ИРИ лежит в интервале от 0 до 2000 км (рис. 5) [8].

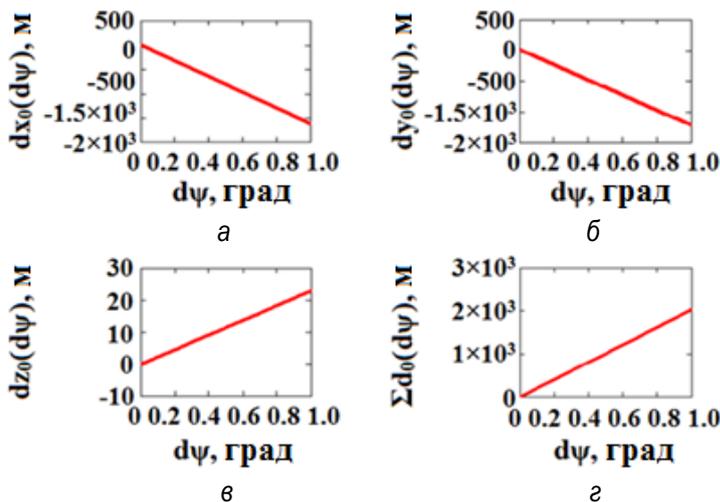


Рис. 5. Зависимости погрешностей определения координат ИРИ от погрешности измерения фазы $d\psi$: а – погрешность определения координаты x_B ИРИ; б – погрешность определения координаты y_B ИРИ; в – погрешность определения координаты z_B ИРИ; г – суммарная погрешность определения координат ИРИ

Таким образом, описанный метод позволяет определить координаты ИРИ без привязки к поверхности Земли, что дает возможность расширить применимость метода с использованием ВАР. Однако, исходя из

исследованных погрешностей метода, можно сделать вывод о необходимости уделить большое внимание реализации фазометра, неточность которого дает основной вклад в погрешности определения координат ИРИ.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020» (Соглашение № 05.605.21.0185, уникальный идентификатор проекта RFMEFI60519X0185).

Список литературы

1. Панько С. П., Сухотин В. В. Несанкционированный доступ в системы спутниковых коммуникаций // Успехи современной радиоэлектроники. 2002. № 4.
2. C. Privat, L. Sterenberg Interference Detection and Geolocation System, Technical Proposals, Alcatel Alenia Space, 2005.
3. Могучев В. И. Доплеровская пеленгация земных станций через геостационарный спутник связи // Электросвязь. 2003. № 1.
4. Патент № 2450284 РФ, МПК G01S5/02. Способ определения местоположения vsat-станции в спутниковой сети. Воронин А. В., Иванов В. Н. Государственное казенное образовательное учреждение высшего профессионального образования Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации (Академия ФСО России). Заявка: 2010121505/07, 26.05.2010 Оpubл. 10.05.2012.
5. Калашникова А. С., Сухотин В. В. Методы защиты частотного ресурса спутниковой системы // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. 606 с.
6. Kalashnikova A. S., Sukhotin V. V. Consideration of Methods to Protect Frequency Resources of Satellite System Against Unauthorized Access. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Omsk: Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015. IEEE Catalog Number: CFP15794-CDR. ISBN: 978-1-4799-7102-2.
7. Wachs R. M. Communications satellite interference location system. US Patent №6147640, 2000.
8. Метод определения координат радиопередатчика с использованием геостационарного ИСЗ / А. С. Калашникова [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 10.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ К ЗАДАЧЕ ИНТЕРПОЛЯЦИИ КООРДИНАТ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ

А.А. Сенченко¹, С.П. Царев²

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: alsenchenko@mail.ru

²Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sptsarev@mail.ru

Дано краткое описание метода интерполяции координат спутника по известным SP3 координатам, предоставляемым центрами IGS, с использованием методов машинного обучения. Приведены результаты вычислительных экспериментов с использованием нейронных сетей и сравнение с ранее известными методами. Показано, что минимизируемая функция потерь обладает высокой овражностью, что не позволяет получить приемлемые результаты интерполяции стандартными методами обучения нейросетей.

Для высокоточного определения координат потребителя необходимо знать точное положение навигационных спутников. Существует множество аналитических центров, предоставляющих данную информацию. Как правило, координаты спутников приводятся с номинальной точностью единиц миллиметров (с оценкой отклонения от реальных координат порядка 3 см), но с шагом по времени 15 минут [1]. Естественно, что такой временной интервал слишком велик для большинства задач и необходимо выполнять интерполяцию координат между точками. Существует несколько подходов к решению данной задачи. Самый простой – интерполяция с помощью полиномов Лагранжа, но он обладает определенными недостатками (в частности низкой точностью при небольшом числе узлов интерполяции). В работах [2–5] предлагается метод свободной интерполяции, существенно повышающий точность вычисления промежуточных точек.

Метод линейной свободной интерполяции хорошо работает только при числе точек в шаблоне интерполяции не менее шести. При меньшем числе точек приходится использовать нелинейные методы интерполяции. Другим недостатком методов [2–5] является численная неустойчивость процедуры нахождения коэффициентов интерполяции и невысокая точность при экстраполяции координат на последующие моменты времени. В связи с этим возникло предложение попробовать решить ту же задачу широко применяемыми сейчас методами машинного обучения, а именно с применением подходящим образом подобранных нейронных сетей.

Далее представлены текущие результаты решения задачи интерполяции координат спутников с применением стандартных инструментов построения и обучения нейронных сетей.

В рамках данной статьи во всех экспериментах будем использовать нейронную сеть из одного нейрона, принимающего на вход шесть наборов координат X, Y, Z спутника (всего 18 чисел). Такая структура нейронной сети идентична описанному в работе [3] шаблону интерполяции с числом точек, равным шести. Соответственно, мы должны получить такие же коэффициенты и точность интерполяции.

Теперь кратко поясним структуру исходных данных и предлагаемый метод решения задачи интерполяции (рис. 1). Временной шаг между точками составляет 15 минут (соответствует SP3-данным IGS [1]). Число исходных точек в шаблоне интерполяции равно шести, целевая точка (временная точка, для которой требуется вычислить координаты, на рисунке обозначена незакрашенной точкой) расположена в некоторой *фиксированной* (относительно исходных) точке – для простоты мы выберем ее в середине последнего интервала. Требуется вычислить коэффициенты $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ линейного полинома:

$$x_t = \sum_{i=1}^6 (\alpha_i x_i + \beta_i y_i + \gamma_i z_i), \quad (1)$$

где x_j, y_j, z_j – координаты спутника, взятые из данных IGS; x_t – координата x целевой точки, которая должна быть известна для поиска коэффициентов. Для координат целевой точки y_t и z_t полином и метод определения коэффициентов идентичны.

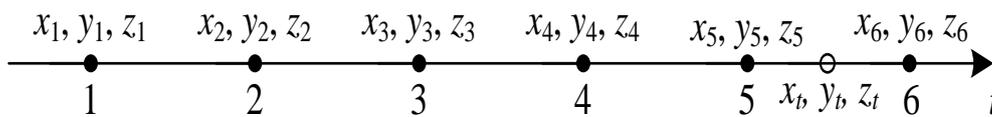


Рис. 1. Шаблон интерполяции для шести точек, целевая точка – в середине последнего интервала

В результате обучения нейросети мы получим набор из 18 коэффициентов $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$, с помощью которых можно будет определить целевую точку x_t, y_t, z_t по шести заданным точкам интерполяционного шаблона. Используя данную методику, можно вычислить наборы коэффициентов для нахождения целевых точек с меньшим шагом, чем у исходных данных, а далее получить обычной полиномиальной аппроксимацией точки на любой момент времени. Точность такой вторичной полиномиальной интерполяции в этом случае будет выше, чем для исходных точек с шагом 15 минут. Рассчитанные коэффициенты обладают стабильностью на больших интервалах времени (год и более) [3; 4].

Для нахождения коэффициентов линейного полинома

$$x_t = \sum_{i=1}^6 (\alpha_i x_i + \beta_i y_i + \gamma_i z_i), \quad (2)$$

создадим нейронную сеть из одного нейрона и проведем его обучение. Для работы с нейронной сетью будем использовать библиотеку PyTorch [5], в которой реализованы все базовые операции, в том числе автоматическое вычисление градиента функции ошибки (функции потерь). В качестве функции ошибки была выбрана квадратичная функция

$$l(\vec{x}_t, \tilde{x}_t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\vec{x}_{t,i} - x_{t,i})^2. \quad (3)$$

где n – число выбранных данных из обучающего набора; \vec{x}_t – вектор размера n , содержащий ответы $\vec{x}_{t,i}$ к выбранным данным; \tilde{x}_t – вектор размера n , содержащий оценки ответов $x_{t,i}$, вычисленные нейронной сетью.

Для обучения нейронной сети требуется набор входных данных и координаты спутника в целевой точке. Такой набор данных называется тренировочным. Обучающий алгоритм должен подобрать коэффициенты нейросети такими, чтобы для любых входных данных из тренировочного набора результат на выходе минимально (в смысле минимума функции потерь) отличался от известного. Далее производится оценка отклонения вычисляемых с помощью найденных коэффициентов координат целевых точек для другого большого набора данных с известными ответами – тестового (проверочного) набора данных.

Обучение будем проводить на данных для спутника G01 системы GPS за весь 2013 г., полученные с шагом 1 секунда путем решения уравнений движения [6]. Все данные были разделены на тренировочный и тестовый наборы. Для обучения использовали метод стохастического градиентного спуска SGD из пакета PyTorch [7].

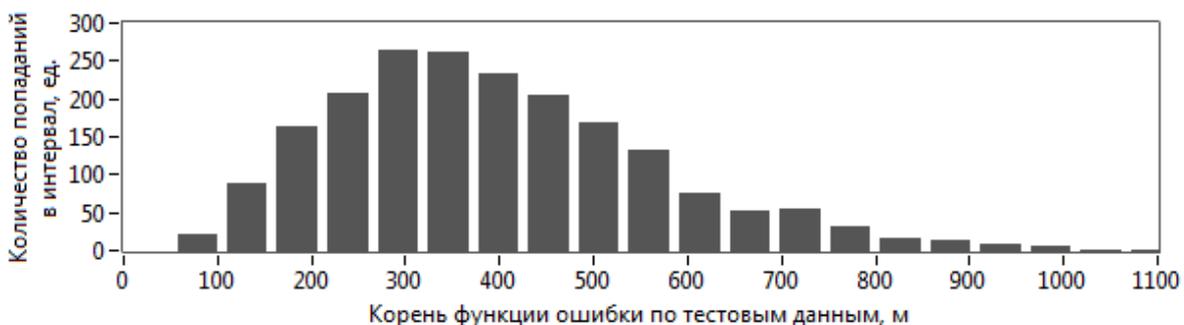


Рис. 2. Гистограмма распределения корня функции ошибки по тестовым данным

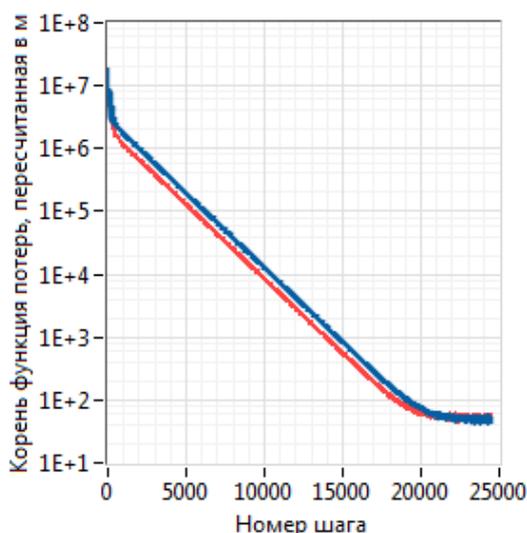


Рис. 3. Изменение корня функции ошибки во время оптимизации для двух лучших случаев из 2000 запусков

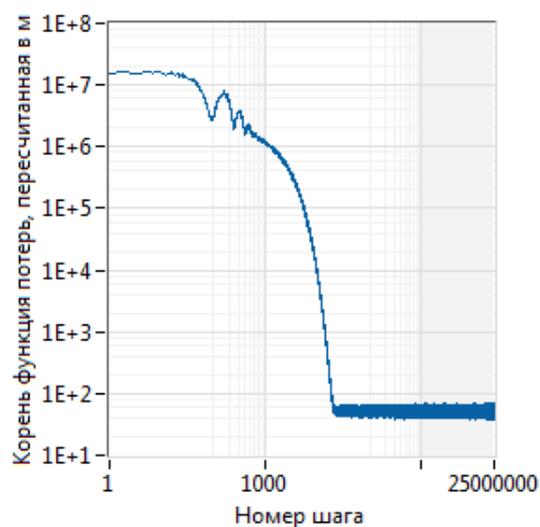


Рис. 4. Результаты обучения нейронной сети длительностью в 1000 раз больше обычного, по оси Ox логарифмический масштаб

В результате обучения такой простейшей нейронной сети было обнаружено, что результат оптимизации (коэффициенты α_i , β_i , γ_i) все время приводит к различным значениям и конечная точка существенно зависит от точки старта. На рис. 2 представлена гистограмма распределения корня функции ошибки, вычисленная по тестовым данным после обучения. Для построения гистограммы использовались результаты 2000 запусков обучения нейронной сети с различными начальными точками. Каждое обучение выполнялось за один проход по всем тренировочным данным. Во время одного прохода алгоритм обучения на каждом шагу случайно выбирал набор тренировочных данных (размером 200 штук) и, вычислив градиент функции ошибки, делал переход к следующему шагу. К концу обучения функция ошибки переставала уменьшаться на протяжении нескольких тысяч шагов (рис. 3).

Наилучшая точность интерполяции составила 50 м при математическом ожидании 393 м. Достигнутая точность хуже на несколько порядков результатов работы [4] (СКО 3 мм) на том же наборе данных. Среди причин подобных результатов возможна малая длительность обучения (один проход по тренировочным данным), в то время как при обучении обычных нейронных сетей выполняется многократный проход по тренировочным данным. Чтобы исключить эту причину, было выполнено обучение сети длительностью в 1000 полных проходов по тренировочному набору с теми же параметрами и с той же начальной точкой, что были использованы для левого графика на рис. 3. В результате оптимизации функция ошибки осталась на том же уровне, который был достигнут ранее (рис. 4).

Другая возможная причина – большая овражность функции ошибки в некоторых направлениях. Для проверки этого была исследована форма графика функции ошибки. Для этого возьмем весь набор тренировочных данных и представим их в виде матрицы размером N на M , где N – число входных координат, равное 18, M – число тренировочных данных (около 5 миллионов). Операцию, выполняемую нашей нейронной сетью, можно представить через матричное умножение:

$$\begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & \dots & x_{0(N-1)} \\ x_{10} & x_{11} & \dots & x_{1(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{(M-1)0} & x_{(M-1)1} & \dots & x_{(M-1)(N-1)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \dots \\ w_{(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_{(M-1)} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\vec{w} = \{\alpha_1, \dots, \alpha_6, \beta_1, \dots, \beta_6, \gamma_1, \dots, \gamma_6\}$ – коэффициенты нейронной сети; x_{ij} – элементы матрицы входных данных, состоящие из x_i, z_i, z_i SPЗ координат спутника, b_i – координата x искомой целевой точки.

Так как при обучении нейронной сети координаты целевой точки известны, а искомыми являются коэффициенты нейронной сети \vec{w} , то, с учетом $l(\vec{x}_t, \tilde{x}_t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\tilde{x}_{t,i} - \tilde{x}_{t,i})^2$ запишем выражение для функции потерь:

$$L(\vec{w}) = \sum_{i=0}^{M-1} (a_i \cdot \vec{w} - b_i)^2 = \sum_{i=0}^{M-1} (a_i \cdot \vec{w})^2 - 2 \sum_{i=0}^{M-1} a_i \cdot \vec{w} b_i + \sum_{i=0}^{M-1} b_i^2, \quad (5)$$

где \vec{a}_i – i -я строка матрицы $\begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & \dots & x_{0(N-1)} \\ x_{10} & x_{11} & \dots & x_{1(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{(M-1)0} & x_{(M-1)1} & \dots & x_{(M-1)(N-1)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \dots \\ w_{(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_{(M-1)} \end{bmatrix}$.

Первое слагаемое влияет на форму (вытянутость) графика функции ошибки, а остальные два только на положение ее минимума. Вычисляя $(a_i \cdot \vec{w})^2$ и подставляя его в сумму первого слагаемого, получаем:

$$L_1(\vec{w}) = \sum_{i=0}^{M-1} (a_i \cdot \vec{w})^2 = \sum_{i=0}^{M-1} \left(\sum_{j=0}^{N-1} x_{ij} w_j \right)^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \left(\sum_{i=0}^{M-1} x_{ij} x_{ik} \right) w_j w_k, \quad (6)$$

где сумма в скобках в правой части выражения (6) представляет собой элементы симметричной квадратной матрицы $M_{jk} = \sum_{i=0}^{M-1} x_{ij} x_{ik}$ размером 18

на 18 элементов. Собственные числа этой матрицы и характеризуют вытянутость графика функции ошибки. Вычисленные собственные значения представлены в табл. 1 и меняются в очень широком диапазоне, выходящем за разрядную сетку использованного типа double (64-битное вещественное число стандарта IEEE 754), в связи с чем числа из последнего столбца имеют низкую точность либо вообще неверное значение. Такой большой разброс собственных чисел подтверждает большую степень овражности графика функции ошибки и плохую сходимость метода стохастического градиентного спуска.

Таблица 1

Таблица собственных чисел

н/п	Значение	н/п	Значение	н/п	Значение
1	1,371e+15	7	7,8990e+6	13	1,0080e+2
2	1,358e+15	8	0,9497e+6	14	0,1500e+2
3	1,329e+15	9	0,7968e+6	15	0,1088e+2
4	6,815e+13	10	8,2740e+4	16	5,4760e-2
5	1,667e+13	11	0,8596e+4	17	0,7903e-2
6	1,650e+13	12	0,6246e+4	18	-0,3388e-2

Стоит отметить, что на данный момент метод определения коэффициентов интерполяции на основе обучения нейронных сетей существенно проигрывает методу свободной интерполяции, предложенному в [2–4; 8]. Использование новых методов обучения нейронных сетей, учитывающих феномен овражности [9], имеет большой потенциал, так как в перспективе может позволить не только заменить метод свободной интерполяции в случаях его неустойчивости, но и получить более точные методы экстраполяции координат спутников на большие промежутки времени.

Список литературы

1. Продукты IGS. URL: <ftp://cddis.gsfc.nasa.gov>.
2. Pustoshilov A. S., Tsarev S. P. Universal coefficients for precise interpolation of GNSS orbits from final IGS SP3 data // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). IEEE, 2017. P. 1–6.
3. Пустошилов А. С., Царев С. П. Повышение точности интерполяции и экстраполяции орбит ГНСС // Современные проблемы радиоэлектроники. 2018. С. 91–94.
4. Пустошилов А. С., Ушаков Ю. Ю., Царев С. П. Двухточечная свободная нелинейная интерполяция координат и скоростей навигационных спутников по SP3-данным // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 12. С. 140–144.
5. PyTorch. URL: <https://pytorch.org/> (accessed: 10.04.2020).

6. Ushakov Y. Evaluation of acceleration and motion model parameters from IGS final orbits // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). IEEE, 2013. P. 1–2.

7. PyTorch SGD optimizer. URL: <https://pytorch.org/docs/stable/optim.html#torch.optim.SGD> (accessed: 11.04.2020).

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

9. Chaudhari P. et al. Entropy-SGD: Biasing gradient descent into wide valleys // Journal of Statistical Mechanics: Theory and Experiment. IOP Publishing, 2019. Vol. 2019, № 12.

ПРОГРАММНЫЙ ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ ГНСС С УСТРОЙСТВОМ RTL-SDR BLOG V3

М.В. Ермолаев¹, Д.И. Марарескул¹, К.Д. Джуманова¹, Ю.С. Гулина²

¹Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнева»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: ermakc@iss-reshetnev.ru

²СибГУ им. М.Ф. Решетнева
660037, г. Красноярск, проспект имени газеты Красноярский рабочий, 31

Рассматриваются результаты экспериментального исследования возможности реализации программного приемника сигналов ГНСС с устройством формирования цифровых выборок сигнала RTL-SDR Blog V3 и погрешности определения местоположения пользователя

В настоящее время широкое распространение и развитие получили технологии обработки сигналов, обозначаемые в англоязычной литературе термином Software Defined Radio. Следует отметить, что в русскоязычной технической литературе до настоящего времени не появилось устойчивого перевода данного англоязычного термина. В соответствии с источниками [1] и [2] можно сделать следующее обобщающее определение: software defined radio – это технология беспроводной передачи или приема электромагнитных волн с целью передачи информации, а также системы и устройства на ее основе, в которых некоторые или все уровни обработки сигналов реализованы в программном обеспечении (ПО).

В источнике [3] Software-defined radio переводится как «программно определяемая радиосистема». Приведенный перевод английского термина, на взгляд авторов настоящей статьи, не в полной мере отражает его суть, поэтому при переводе наименования Software-defined radio предлагается использовать не дословный перевод, а два русскоязычных аналога: для обозначения технологии применять термин «программная обработка сигналов» (ПОС), а для обозначения систем и устройств – термин «радиотехническая система (РТС) с программной обработкой сигналов» (РПОС).

Для определенности следует отметить, что ПОС является одним из вариантов реализации технологии цифровой обработки сигналов (ЦОС) применительно к обработке сигналов с использованием неспециализированных аппаратно-программных средств (ЭВМ с операционными системами Windows и Linux).

Также необходимо обратить внимание, что некоторые зарубежные источники [4] различают понятия Software-defined radio (РПОС) и Soft-

ware Radio (программные РТС, ПРТС). В первом случае аналого-цифровое преобразование сигнала и его дальнейшая обработка осуществляются после переноса сигнала на промежуточную частоту, во втором случае аналого-цифровое преобразование сигнала происходит непосредственно на несущей частоте.

Для РПОС с переносом частоты в аналоговых трактах, последующим аналогово-цифровым преобразованием сигнала и обработкой, полностью реализованной в программном обеспечении на ЭВМ, а также ПРТС, иногда применяется термин «программный приемник» (см. например [5]), который используется и в настоящей статье.

Программный приемник ГНСС имеет следующие преимущества:

1) возможность переноса ПО обработки сигналов на различные аппаратно-программные платформы, не требующая существенной переработки ПО;

2) возможность использования различных устройств, реализующих аналого-цифровое преобразование сигналов и имеющих интерфейс с ЭВМ (перечень устройств доступен, например, на электронных ресурсах [6] или [7]);

3) возможность гибкой модернизации программного приемника и обеспечения приема новых навигационных сигналов.

В настоящей статье приведены общие результаты исследования характеристик программного приемника с устройством формирования цифровых выборок сигнала RTL-SDR Blog V3.

Устройство RTL-SDR Blog V3 обеспечивает формирование оцифрованных выборок навигационных сигналов и передачу их в ЭВМ через USB-порт для дальнейшей обработки. Основные характеристики RTL-SDR Blog V3 [8]:

1) АЦП: RTL2832U, 8 бит (I- и Q-выборки);

2) диапазон частот: 500 кГц – 1766 МГц;

3) полоса пропускания: до 2,4 МГц.

В составе программного приемника использовалось следующее свободно распространяемым программным обеспечением с открытым кодом:

1) программа rtl-sdr [9];

2) программный комплекс GNSS-SDR [10];

3) программный комплекс RTK-LIB [11].

Для приема навигационных сигналов использовалась антенна TOPGNSS AN-608. В качестве ЭВМ был применен ноутбук Acer Extensa 5220.

Структурная схема программного приемника приведена на рис. 1.

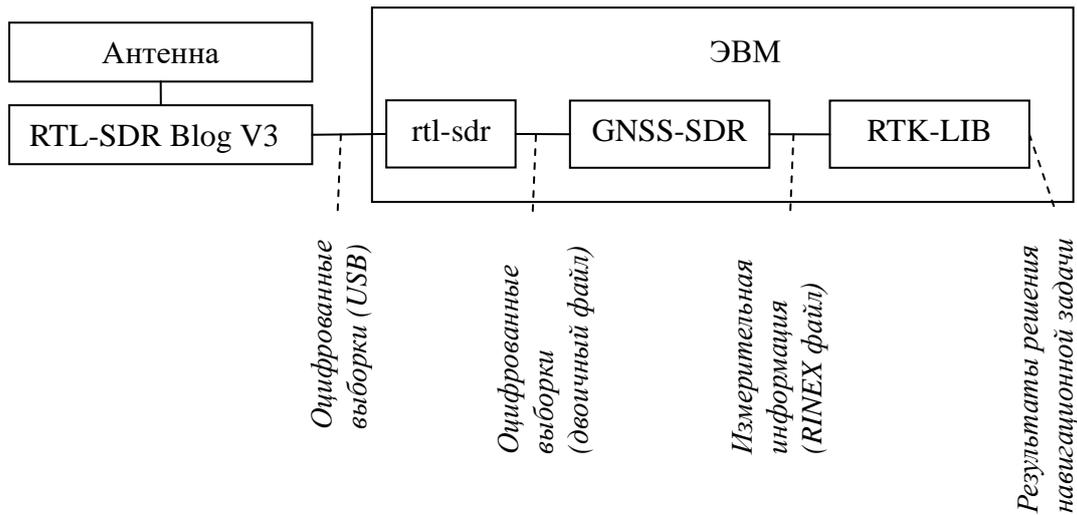


Рис. 1. Структурная схема программного приемника

Программным приемником осуществлялся прием навигационных сигналов GPS L1 C/A и GALILEO E1 КА G03, G12, G22, G32, E25. При проведении экспериментального исследования в связи с особенностями размещения приемной антенны для приема сигналов была доступна только северная полусфера с ограничениями по углу места от 3 до 15°.

Схема расположения КА GPS и GALILEO на небесной сфере во время проведения исследования представлена на рис. 2 (схема получена с использованием программного комплекса GNSSRadar [12]).

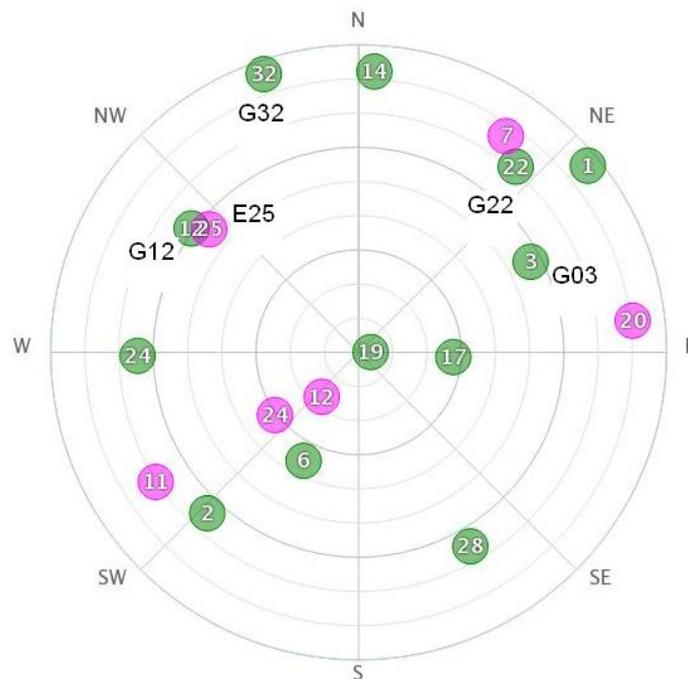


Рис. 2. Схема расположения КА

Обработка измерительной информации осуществлялась в три этапа:

1) формирование двоичного файла со значениями оцифрованных выборок навигационного сигнала (программа rtl-sdr);

2) обработка двоичного файла и формирование файла в формате RINEX с измерительной информацией (программный комплекс GNSS-SDR);

3) обработка RINEX-файла и получение решений навигационной задачи в формате «долгота, широта, высота» (программный комплекс RTKLIV).

Решения навигационной задачи были получены с частотой 1 с на интервале 6 мин, при этом решения являются независимыми. Распределение решений навигационной задачи в плоскости представлено на рис. 3. Графики значений координат, полученных по результатам решения навигационной задачи, представлены на рис. 4. На представленных графиках ось X соответствует направлению Запад-Восток, ось Y – Север-Юг, ось H – геодезическая высота.

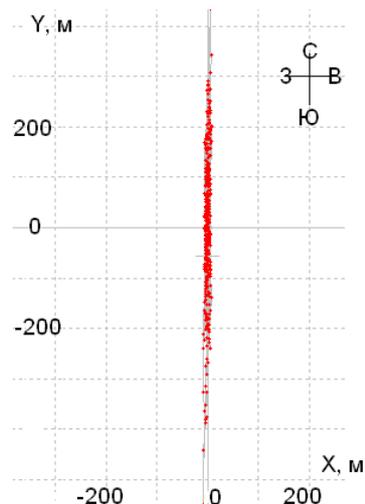


Рис. 3. Распределение решений навигационной задачи в плановых координатах

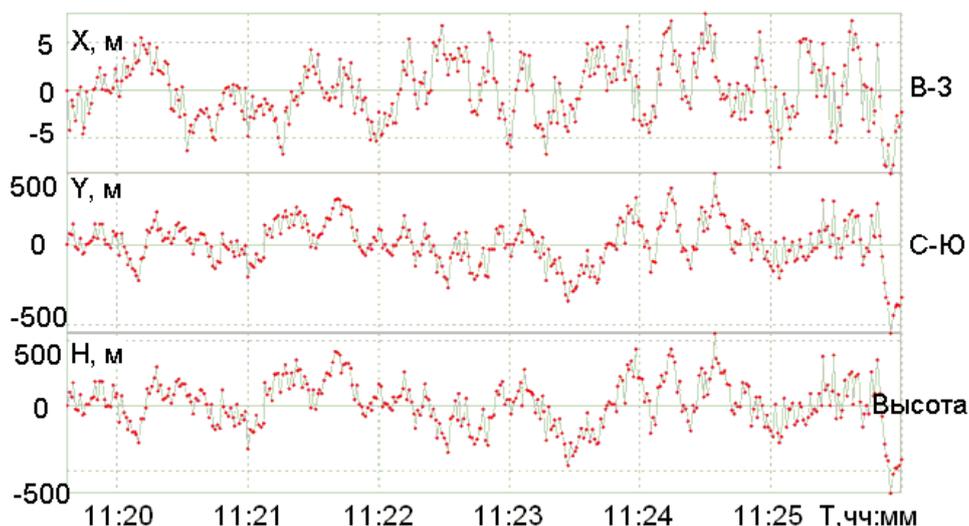


Рис. 4. Графики значений координат

Среднеквадратическое отклонение решения задачи от среднего значения составляет около 234 м. При этом СКО значений координат по направлению Восток-Запад составляет около 2 м, а по направлению Север-Юг и по высоте – около 170 м. Данный факт объясняется неблаго-

приятными условиями проведения эксперимента с точки зрения возможности приема сигналов навигационных аппаратов, что привело к существенному возрастанию погрешности решения навигационной задачи по направлениям, вдоль которых конфигурация навигационного созвездия была неоптимальной. Оцененное значение GDOP составляло от 17 до 37 (в конце интервала). Следует отметить, что разница между средними значениями координат в плоскости и оценкой положения пользователя, проведенной по данным открытых геоинформационных систем (Яндекс. Карты [13]), составляет не более 4 м.

Таким образом, было проведено экспериментальное исследование возможности реализации программного приемника с устройством RTL-SDR Blog V3. Полученные результаты показывают его работоспособность, возможность получения измерительной информации и решения навигационной задачи даже в условиях неоптимальной конфигурации навигационного созвездия. В дальнейшем планируется продолжить экспериментальные исследования по оценке погрешности определения местоположения пользователя в условиях, обеспечивающих возможность приема большего числа КА, а также провести оценку зависимости СКО погрешности от настроечных параметров программного приемника.

Низкая стоимость устройства RTL-SDR Blog V3 позволяет использовать его совместно с описанными программными комплексами в образовательном процессе при выполнении лабораторных работ студентами радиотехнических и смежных специальностей [14].

Программный комплекс GNSS-SDR имеет открытую архитектуру, позволяющую самостоятельно осуществлять разработку, подключение и отладку программных блоков обработки навигационных сигналов, что, учитывая большое число поддерживаемых устройств с широким диапазоном характеристик, дает возможность создавать аппаратно-независимые прототипы программных приемников и их отработку как по сигналам имитаторов, так и по излучаемым КА навигационным сигналам.

Список литературы

1. Software-defined radio for engineers. Travis F. Collins and other. Электронный ресурс. URL: <https://www.analog.com/en/education/education-library/software-defined-radio-for-engineers.html#>.
2. IEEE Project 1900.1. Standard Definitions and Concepts for Dynamic Spectrum Access: Terminology Relating to Emerging Wireless Networks, System Functionality, and Spectrum Management. URL: <https://standards.ieee.org/develop/project/1900.1.html>.
3. Программно-определяемая радиосистема. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Программно_определяемая_радиосистема.

4. Software Radio: Sampling Rate Selection, Design and Synchronization. Elettra Venosa and other. Электронный ресурс. Точка доступа: https://books.google.ru/books?id=onEW-cq0kaAC&pg=PA2&hl=ru&source=gbs_toc_r&cad=3#v=onepage&q&f=false.
5. Гаврилов А. И. Программный приемник ГЛОНАСС. URL: <http://ainjournal.ru/doc/460196.html>.
6. Roundup software defined radios. URL: <https://www.rtl-sdr.com/roundup-software-defined-radios/>.
7. USRP: новое поколение SDR-трансиверов. URL: <https://sotemgroup.ru/solutions/usrp-novoye-pokoleniye-sdr-transiverov>.
8. RTL-SDR Blog3 Datasheet. URL: <https://www.rtl-sdr.com/wp-content/uploads/2018/02/RTL-SDR-Blog-V3-Datasheet.pdf>.
9. OSMOCOM RTL-SDR Project. URL: <https://github.com/osmocom/rtl-sdr>.
10. GNSS-SDR. URL: <https://gnss-sdr.org/>.
11. RTKLIB. URL: <http://www.rtklib.com/>.
12. GNSS_Radar. URL: <http://www.taroz.net/GNSS-Radar.html>.
13. Яндекс.Карты. Электронный ресурс. Точка доступа: <https://yandex.ru/maps/>.
14. Communications Lab. Lab 6. Software Defined Radio and the RTL-SDR USB Dongle. URL: http://www.eas.uccs.edu/~mwickert/ece4670/lecture_notes/Lab6.pdf

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ

В.В. Кирьянов, А.Д. Копылова, В.В.Сухотин

Военно-инженерный институт СФУ
660036, г.Красноярск, ул.Академгородок, 13а
E-mail:SpooF3@inbox.ru

Произведено исследование компьютерной модели аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для системы определения координат источника радиосигнала, а также проанализирована погрешность его квантования.

Объект исследования – модель аналого-цифрового преобразователя на основе системы моделирования динамических систем Simulink.

Цель работы – разработка и исследование компьютерной модели аналого-цифрового (АЦП) преобразователя для системы определения координат источника радиосигнала.

В простейшем варианте телекоммуникационная система содержит две или более земных станций (ЗС) и активный ретранслятор, расположенный на борту искусственного спутника Земли (ИСЗ). Наиболее распространены системы связи с использованием геостационарных или низкоорбитальных ИСЗ [1].

На рис. 1 изображена схема системы определения координат источника радиосигнала, на которой показано, как радиосигнал поступает на геостационарный спутник, а затем на систему определения координат, где происходит его оцифровка, фильтрация, измерение разности фаз сигнала и определение координат, которые реализуются в вычислительном устройстве.

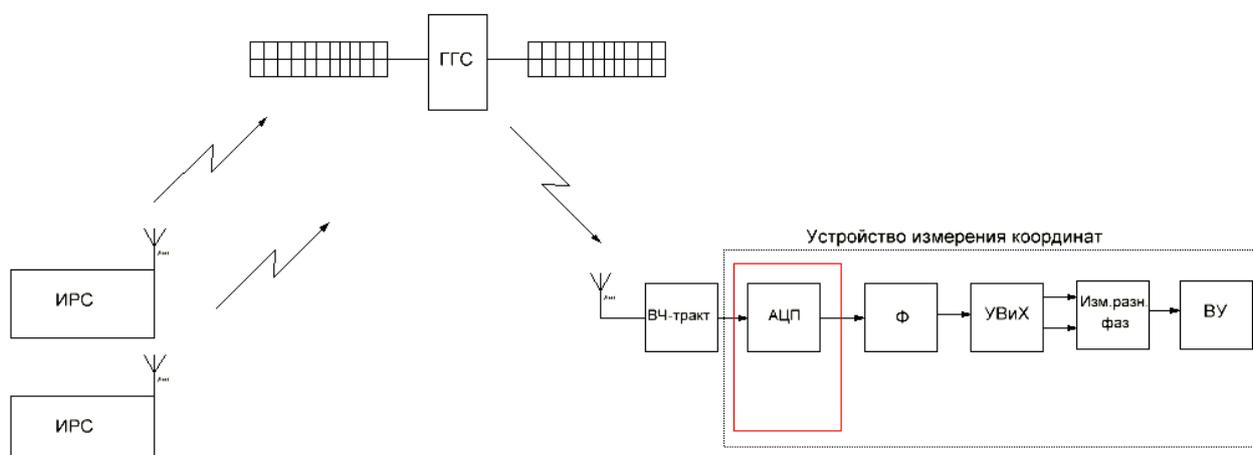


Рис. 1. Структурная схема системы определения координат источника радиосигнала

Очень важным является исследование влияния характеристик АЦП на погрешность квантования сигнала, в частности на фазу.

Для решения поставленной задачи применяли имитационное моделирование, так как оно требует меньших затрат на построение модели. При этом построенная модель может быть использована и в дальнейшем при решении исследовательских или оптимизационных задач [2].

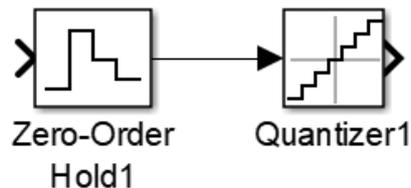


Рис. 2. Компьютерная модель аналого-цифрового преобразователя в программной среде Simulink

На данной схеме (рис. 2) изображены такие подсистемы, как:

- 1) экстраполятор нулевого уровня (блок Zero-OrderHold);
- 2) блок квантования по уровню (блок Quantizer);

В данном исследовании погрешность квантования будет анализироваться в области перехода через 0, так как измеритель разности фаз будет работать по принципу перехода через 0.

Исследования будут произведены следующим образом:

1. Исследование значения погрешности квантования перехода через 0 при фиксированной разрядности от различных значений частоты дискретизации аналогового сигнала.
2. Исследование значения погрешности квантования перехода через 0 при фиксированной частоте дискретизации от разрядности АЦП.
3. Исследование значения погрешности квантования перехода через 0 при фиксированной разрядности от значения частоты дискретизации АЦП с добавлением шума.
4. Исследование значения погрешности квантования перехода через 0 при фиксированной частоте дискретизации от разрядности АЦП с добавлением шума.

Зависимость измеренной погрешности квантования от периода дискретизации представлена на рис. 3. Исследования проводились при частоте дискретизации от 0 до 100 МГц и разрядности от 2 до 20. В связи с незначительным изменением погрешности при разрядности АЦП больше 10, на рисунке отображены зависимости при $N = 2, 3, 4, 5, 10$ для наглядности.

Зависимость измеренной погрешности квантования от разрядности АЦП даны на рис. 4.

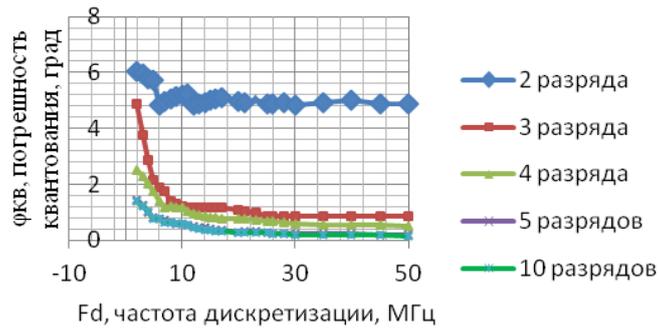


Рис. 3. График зависимости погрешности квантования от изменения частоты дискретизации

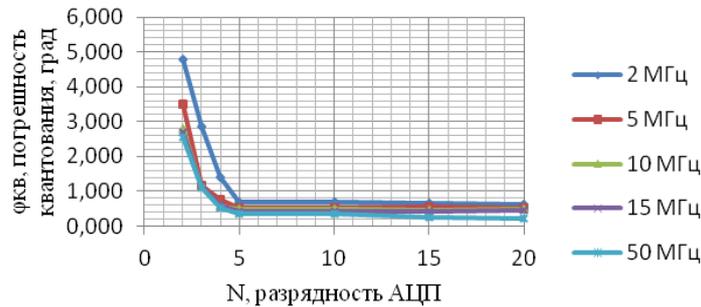


Рис. 4. График зависимости погрешности квантования от изменения разрядности АЦП

С увеличением разрядности аналого-цифрового преобразователя уменьшаются искажения непрерывного сигнала $U(t)$, подвергнутого квантованию. Из результатов исследования (рис. 4) видно, что минимальная погрешность $\varphi_{\text{кв}} \approx 0,42^\circ$ наблюдается при разрядности $N = 5$, дальнейшее увеличение не дает существенных преимуществ. Так же погрешность квантования при 15 МГц практически равна значению, что и при 50 МГц, $\varphi_{\text{кв}} \approx 0,35^\circ$. Таким образом, АЦП будет работать с минимальной погрешностью квантования $\varphi_{\text{кв}} \approx 0,42^\circ$ при $N = 5$, $F_d = 15$ МГц, что соответствует предыдущим выводам.

Зависимость измеренной погрешности квантования от частоты дискретизации при воздействии шума от 0 до 20 дБ при разрядности АЦП $N = 2$ представлена на рис. 5.

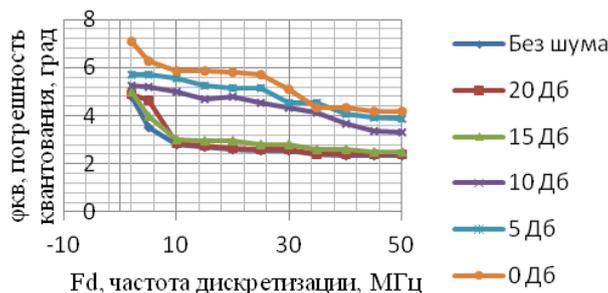


Рис. 5. График зависимости погрешности квантования от изменения частоты дискретизации при воздействии шума

Зависимость измеренной погрешности квантования от частоты дискретизации при воздействии шума от 0 до 20 дБ и разрядности АЦП $N = 5$ представлено на рис. 6.

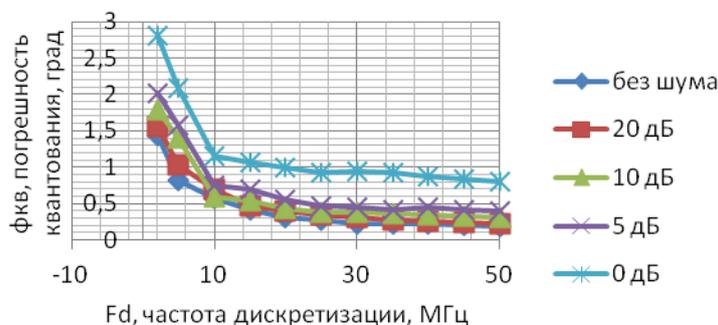


Рис. 6. График зависимости погрешности квантования от изменения частоты дискретизации при воздействии шума

Исследование показало, что с увеличением частоты дискретизации F_d уменьшается погрешность квантования сигнала ($\varphi_{\text{кв}}$), а увеличение шумового воздействия оказывает прямое влияние на увеличение ошибки квантования. Минимальную погрешность квантования $\varphi_{\text{кв}} \approx 0,28^\circ$ мы наблюдаем на частотах 30–40 МГц и отношении «сигнал/шум» = 20 дБ, а максимальную погрешность квантования $\varphi_{\text{кв}} \approx 2,82^\circ$ мы наблюдаем на частотах $F_d = 2$ МГц и отношении «сигнал/шум» = 0 дБ.

Таким образом, выполненные исследования показали, что технический уровень разрабатываемого устройства дает основание признать целесообразность его создания для массового практического использования. Необходимыми требованиями являются: частота дискретизации $F_d = 30\text{--}40$ МГц, разрядность $N = 5$, отношение «сигнал/шум» = 20 дБ. При этом погрешность минимальна и равна $\varphi_{\text{кв}} \approx 0,28^\circ$.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020» (Соглашение № 05.605.21.0185, уникальный идентификатор проекта RFMEFI60519X0185).

Список литературы

1. Сухотин В. В. Определение координат источников сигналов в системах спутниковой связи: дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 : Красноярск, 2003.
2. Новиков А. В., Азизов А. А. Разработка Simulink-модели АЦП поразрядного взвешивания // Молодой ученый. 2018. № 22. С. 169–173.

ТЕХНОЛОГИИ ДУПЛЕКСНОЙ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ

А.П. Басков¹, В.В. Сухотин²

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: abaskov-a19@stud.sfu-kras.ru

²Военно-инженерный институт СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а

При организации дуплексной линии передачи информации широко используют две несущие частоты для работы на встречных направлениях, что вызывает минимальное удвоение занимаемой полосы частот. Рассмотрены возможные технологии (методы) полнодуплексной передачи информации по радиолинии на одной несущей частоте.

Телекоммуникационная связь, как правило, обеспечивается в дуплексном режиме, что требует предоставления в беспроводном исполнении двух несущих частот и не менее удвоенной ширины полосы частот радиоканала (при условии априорного равенства производительностей источников информации на обоих концах радиолинии). Актуальной задачей беспроводной телекоммуникационной связи на современном этапе развития науки и практики является поиск путей, обеспечивающих предоставление услуг связи на фоне значительной загруженности выделенного радиочастотного ресурса. Методы сжатия/уплотнения информации дают некоторую экономию ширины частотного спектра, но предельное уменьшение занимаемой полосы частот может быть достигнуто при работе приемопередающих трактов обеих направлений на одной и той же несущей частоте. Удачное разрешение этой задачи приведет как минимум к двукратному снижению используемого частотного ресурса и, как следствие, уменьшению соответствующей арендной платы.

Рассмотрим существующие технологии (методы) полнодуплексной передачи информации по радиолинии на одной несущей частоте.

Дуплексный канал с временным разделением. В этом режиме канал связи организуется с использованием одной частоты, а прием и передача разделяются во времени. Чтобы обеспечить разделение процессов приема и передачи требуется регулярно передавать специальные синхросигналы. Системы связи, построенные по такому принципу, имеют недостатки и некоторые преимущества перед системами дуплексной связи, основанными на многочастотных методах.



Рис. 1. Прямая дуплексная связь в временном уплотнении

Вызывающая сторона является инициатором организации связи. После набора номера требуемого (вызываемого) абонента и нажатия тангенты, вызывающая радиостанция передает синхропосылку (СП) с номером вызываемого абонента, свой адрес (адрес отправителя – АО) и затем, как показано на рис. 1, переходит в режим поочередной передачи и приема информационных кадров (кадров данных – КД) [1].

Недостатки:

- а) введение в передаваемый сигнал (любого вида) избыточной синхронизирующей информации приводит к снижению пропускной способности канала связи;
- б) сложность организации схем связи с большим количеством абонентов;
- в) технология DoubleTalk Carrier-in-Carrier.

Механизм DoubleTalk Carrier-in-Carrier основан на запатентованной технологии адаптивного уменьшения, которая позволяет передающим и приемным несущим дуплексного канала совместно использовать один и тот же ресурс транспондера.

В традиционной полнодуплексной спутниковой связи между двумя узлами для каждого направления выделяются отдельные спутниковые каналы, т.е. отдельные несущие частоты. Если бы оба направления передавались по одному и тому же каналу, каждая сторона не имела бы возможности извлечь желаемый сигнал из-за помех, исходящих от его местного (собственного) локального модулятора. Однако поскольку эта помеха создается локально, то можно оценить и устранить ее влияние до демодуляции данных, передаваемых из противоположного конца радиолинии. Принцип работы технологии представлен рис. 2.

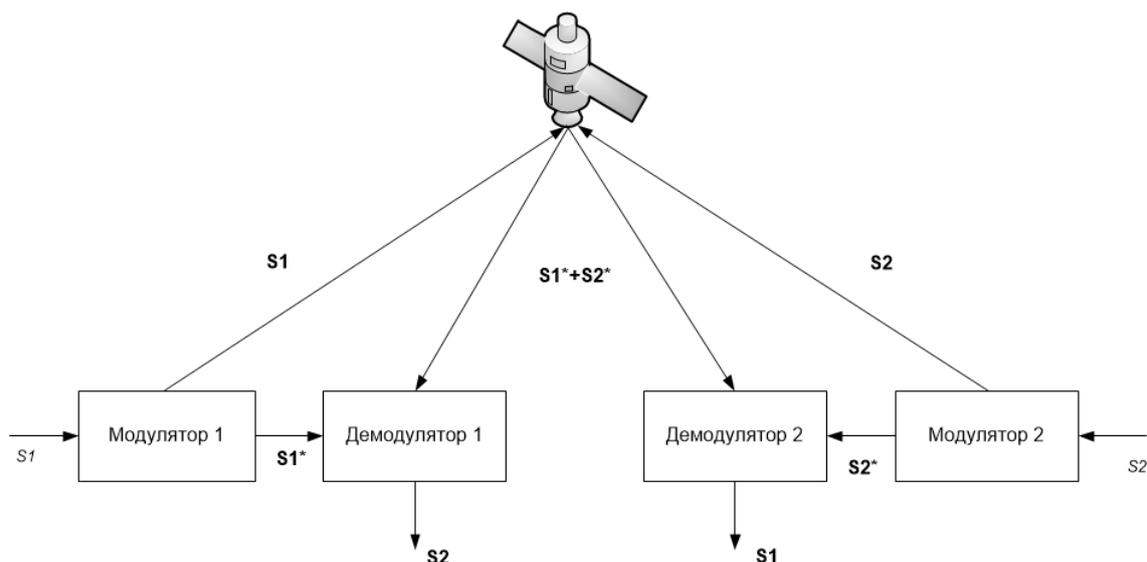


Рис. 2. Сигналы DoubleTalk Carrier-in-Carrier, где $S1^* + S2^*$ – составной сигнал, $S1^*$ – копия $S1$ с учетом задержки, частоты и параметров усиления, $S2^*$ – копия $S2$ с учетом задержки, частоты и параметров усиления

Система DoubleTalk Carrier-in-Carrier постоянно оценивает и отслеживает все параметрические различия между локальным сигналом восходящей линии связи и его изображением в нисходящей линии связи. Благодаря усовершенствованной реализации адаптивной фильтрации и петли фазовой синхронизации он динамически компенсирует эти различия путем соответствующей регулировки задержки, частоты, фазы и амплитуды дискретизированного сигнала восходящей линии связи [2].

На рис. 3 показан спектр типичной полнодуплексной спутниковой линии, где две несущие расположены рядом.

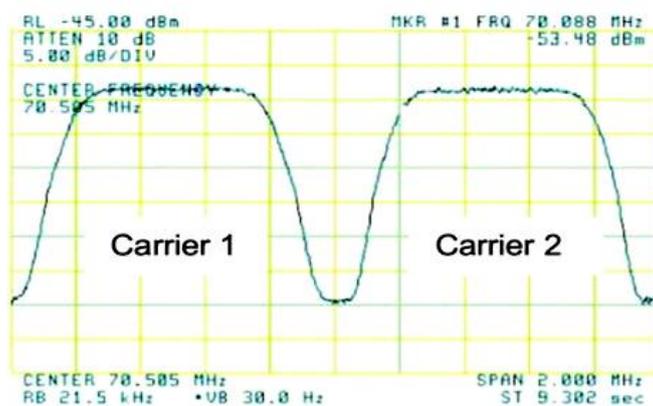


Рис. 3. Спектр типичной полнодуплексной спутниковой линии

Операция DoubleTalk «несущая в несущей», где две несущие перекрываются, так что совместно используют один и тот же спектр, показана на рис. 4. При наблюдении на анализаторе спектра сигнала DoubleTalk

Carrier-in-Carrier виден только композитный сигнал, а несущая 1 и несущая 2 показаны только для справки.

Технология сжатия полосы пропускания DoubleTalk Carrier-in-Carrier позволяет максимально экономить спутниковый ресурс. Сочетание передовых технологий дает возможность применять многомерную оптимизацию, что минимизирует эксплуатационные расходы и максимально увеличивает пропускную способность без использования дополнительных ресурсов транспондеров спутниковой связи.

Системы связи, использующие OFDM модуляцию. OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является цифровой схемой модуляции, которая использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Сигнал OFDM – сумма нескольких ортогональных поднесущих, на каждой из которых передаваемые на основной частоте данные независимо модулируются с помощью одного из типов модуляции (BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM и др.). Далее этим суммарным сигналом модулируется радиочастота.

Это схема модуляции использует множество несущих. Канал делится на несколько субканалов. Для сравнения приведены спектры сигнала с одной несущей и спектр сигнала с OFDM на рис. 5.

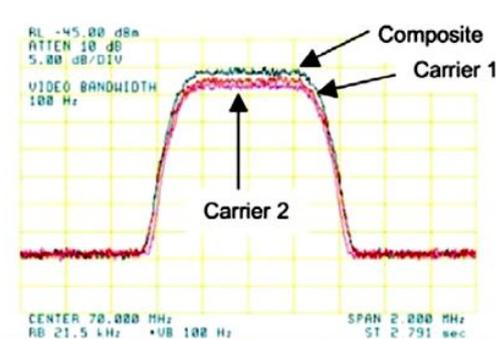


Рис. 4. Спектр дуплексного канала с DoubleTalk Carrier-in-Carrier

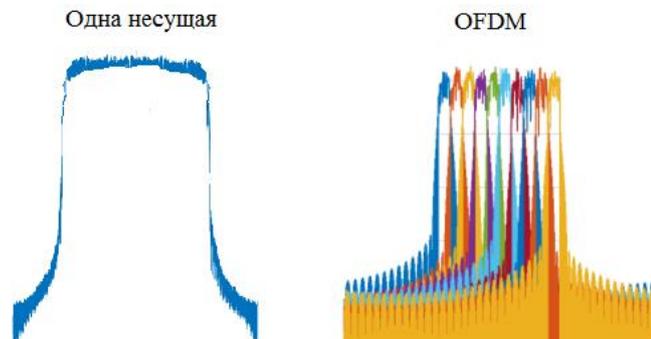


Рис. 5. Частотные спектры сигнала с одной несущей частотой и с OFDM

Недостатки OFDM [3]:

- 1) требуется высокоточная синхронизация по времени и по частоте;
- 2) OFDM-сигнал имеет относительно высокое значение пик-фактора, что приводит к чрезмерным энергетическим затратам;
- 3) использование защитных интервалов снижает спектральную эффективность метода;
- 4) метод чувствителен к эффекту Доплера, что накладывает дополнительные трудности при его применении в мобильных сетях.

Множественный доступ с кодовым разделением каналов (CDMA). Это метод доступа к каналу, используемый различными технологиями радиосвязи. Одной из основных концепций передачи данных является идея разрешить нескольким передатчикам отправлять информацию одновременно по одному каналу связи. Это позволяет нескольким клиентам использовать пропускную способность разных частот. Эта концепция называется мультиплексированием. CDMA использует технологию расширенного спектра и специальную схему кодирования (где каждому передатчику назначается код), чтобы можно было мультиплексировать несколько пользователей по одному и тому же физическому каналу.

Вместо разделения доступного радиоспектра на серию дискретных каналов с использованием более старого метода доступа к среде с множественным доступом с временным разделением (TDMA) канал CDMA занимает всю доступную полосу частот. Сравнительные диаграммы представлены на рис.6.

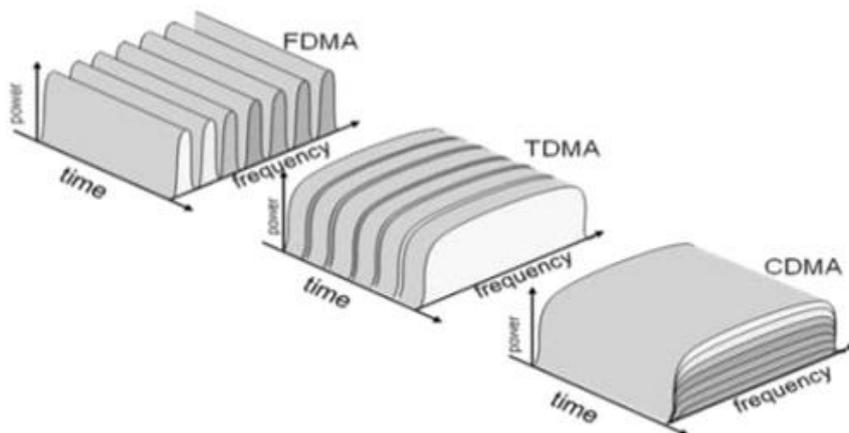


Рис. 6. Принцип работы CDMA

В соответствие с этим способом весь частотный ресурс системы последовательно выделяется каждому абонентскому каналу на интервал времени ΔT , в котором выделяется интервал времени передачи ΔT_T и интервал времени приема ΔT_R , при этом интервалы приема и передачи разделяются защитными интервалами Δt . Данный способ дуплексной связи позволяет обеспечить условия электромагнитной совместимости на базовой станции за счет временного разнесения интервалов приема и передачи всех абонентских каналов.

Недостатки:

- 1) сложность оборудования (особенно базовые станции);
- 2) возникновение взаимных помех, ухудшающих условия приема при возрастании числа активных абонентов, что сказывается на связи пе-

риферийных удаленных абонентских станций. По мере увеличения загрузки системы могут уменьшаться размеры зоны обслуживания;

3) использование широкого участка спектра.

Каждый из рассмотренных методов (технологий) организации дуплексной связи имеет свои недостатки, такие как сложность реализации, высокоточная синхронизация, значительная полоса используемого спектра частот. Для устранения этих недостатков требуется разработать метод, позволяющий минимизировать ширину спектра передаваемого сообщения с целью уменьшения занимаемой полосы частот при сохранении информационных показателей качества.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020» (Соглашение № 05.605.21.0185, уникальный идентификатор проекта RFMEFI60519X0185).

Список литературы

1. Овчинников А. М., Козлов А. В., Минаев П. А. Направления развития конвенциональных систем: временной дуплекс и одночастотная ретрансляция // Технологии и средства связи, 2007.
2. Сайт Comtech EF Data Corp, DoubleTalk® Carrier-in-Carrier® Bandwidth Compression. URL: <https://www.comtechefdata.com/technologies/doubletalk>
3. Кусайкин Д. Просто о сложном: OFDM-модуляция. URL: <https://nag.ru/articles/article/32365/prosto-o-slojnom-ofdm-modulyatsiya.html>

АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА

М.М.Д. Аливаиви, А.Ю. Дмитриевцев, О.Г.О.М. Макрам, К.В. Скоморохов

Тамбовский государственный технический университет (ФГБОУ ВО «ТГТУ»)
392000, г. Тамбов, ул. Советская, 106
E-mail: Dmitrievcev978@gmail.com

Рассмотрена структура адаптивных систем и основные их типы, описаны возможные конфигурации антенных решеток, применяемых в адаптивных системах, а также промоделирована адаптивная антенная решетка на основе сверхширокополосных излучателей с экспоненциальным раскрытием щели, с обоснованием полученных результатов моделирования.

С каждым днем антенные решетки (АР) все больше используются в различных системах, все сильнее вытесняя простые антенны. Это связано с большим количеством преимуществ по сравнению с простыми антеннами. Одним из таких достоинств является возможность управления главным лучом диаграммы направленности, в то время как геометрические параметры антенной решетки остаются неизменными [1; 2].

Еще одним достоинством АР является возможность изменять значения отношения «сигнал/шум». Это достигается в случае, если полезный сигнал и помехи имеют схожую полосу частот, а при использовании адаптивных систем в антенной решетке можно создавать от одного до нескольких остронаправленных лучей, что позволяет довольно точно формировать каналы связи [3; 5].

Рассмотрим адаптивную антенную решетку с коммутацией луча [4].

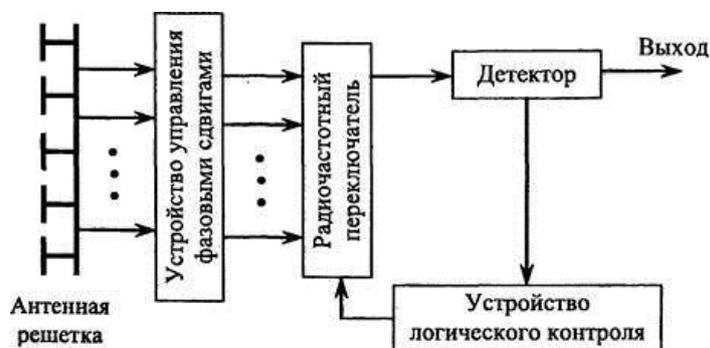


Рис. 1. Антенны с коммутируемым лучом, структурная схема

На рис. 1 представлена упрощенная структурная схема антенны с коммутируемым лучом (АКЛ), которая состоит из следующих элементов [6]:

- Устройство логического контроля (УЛК) – осуществляет обработку данных и производит выбор необходимого луча.
- Радиочастотный переключатель – данное устройство отвечает за коммутацию необходимых элементов антенной решетки для формирования необходимых лучей ДН.
- Устройство, реализующее фазовые сдвиги, которое формирует лучи и конечную диаграмму направленности антенны.
- Антенная решетка.

На матрице Батлера организован главный элемент данного устройства, а именно: устройство, реализующее фазовые сдвиги. Данная матрица представляется в виде линейной схемы с пассивным питанием, состоящая из $N \times N$ элементов (рис. 2). В качестве излучающей конструкции используется фазированная антенная решетка (ФАР). Все излучатели с помощью фидерных цепей соединяются с источниками и приемниками сигнала. Благодаря данному методу возможно реализовать быстрое пространственное преобразование Фурье и N -е количество ортогональных диаграмм направленности [7].

В зависимости от расстояния между элементами в антенной решетке и их диаграммами направленности и благодаря использованию схем на основе матрицы Батлера решетка может обеспечить круговой сектор обзора. Управление лучами производится с помощью специализированного передатчика и приемника, а с помощью высокочастотного коммутатора – выбор соответствующего луча. Необходимый канал передачи или приема создается за счет применения фиксированных фазовращателей и чередующихся рядов гибридных волноводных мостов (или направленных ответвителей).

Данная антенна формирует многолучевую диаграмму направленности с достаточно узким угловым сектором каждого луча благодаря использованию излучателей с узкой диаграммой направленности, что позволяет более точно производить настройку на абонента. На данном типе разбития на угловые секторы основываются секторные антенны, но их главное отличие состоит в том, что распределение излучаемой мощности в рабочем режиме на антенне с коммутируемым лучом не одинаково и их ширина намного меньше, чем у секторных антенн, а переключение происходит с помощью специального устройства, которое выбирает направление луча по направлению сигнала, который пришел с максимальной мощностью [8; 9].

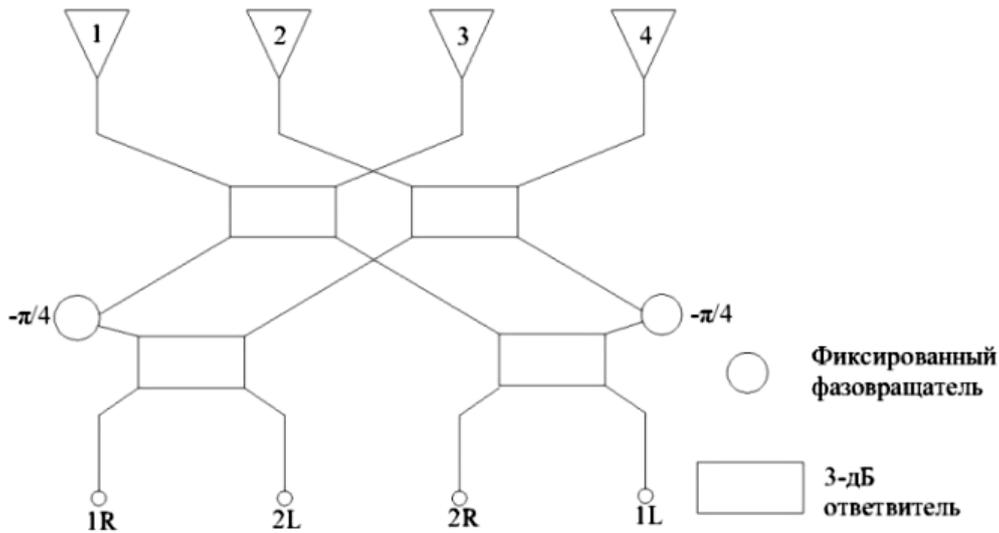


Рис. 2. Диаграмма Батлера 4×4 в схематичном виде

Зона покрытия антенных решеток напрямую зависит как от формы АР, так и от количества используемых в ней излучателей. Излучателями в таких системах могут быть как слабонаправленные, так и направленные. Наибольшее распространение получили линейные и плоские АР (рис. 3). Излучатели в таких системах располагаются в узлах координатной сетки [10].

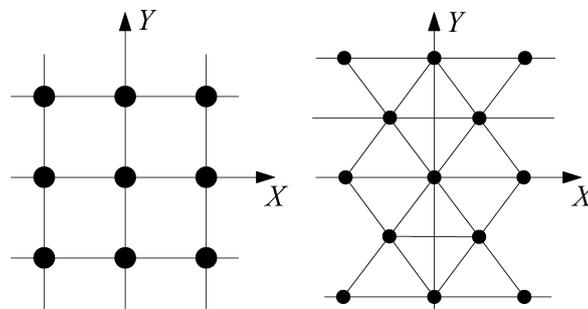


Рис. 3. Основные типы антенных решеток

Возбуждение излучателей при остронаправленном излучении обеспечивает синфазное сложение полей в заданном направлении и зависит от положения излучателя в решетке:

$$\Phi_{nq}(\varphi_{ГЛ}, \theta_{ГЛ}) = -k(y_{nq} \sin \theta_{ГЛ} + x_{nq} \cos \varphi_{ГЛ}) \sin \theta_{ГЛ}, \quad (1)$$

где x_{nq} , y_{nq} – координаты излучателей; $\theta_{ГЛ}$, $\varphi_{ГЛ}$ – углы сферической системы координат, определяющие направление главного максимума лепестка в пространстве, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

Для решетки, состоящей из одинаковых излучателей, диаграмма направленности будет иметь следующий вид:

$$F(\theta, \varphi) = f_{\varepsilon}(\theta, \varphi) f(\theta, \varphi), \quad (2)$$

где $f_{\varepsilon}(\theta, \varphi)$ – множитель АР, определяемый по формуле; $f(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности изолированного излучателя.

$$f_{\varepsilon}(\theta, \varphi) = \sum_{mn=1}^{M,N} A_{mn} \exp[i(\Phi_{mn} + \Phi_{mn}^{\Pi})], \quad (3)$$

где A_{mn} – амплитуда возбуждения элемента решетки; $\Phi_{mn}^{\Pi} = k(y_{mn} \sin \varphi + x_{mn} \cos \varphi) \sin \theta$ – пространственный фазовый сдвиг для направления наблюдения (θ, φ) .

Еще одним типом АР с большой площадью покрытия сигнала является кольцевая АР (рис. 4).

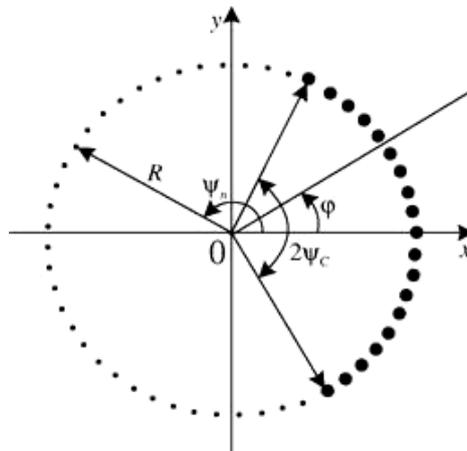


Рис. 4. Кольцевая антенная решетка

Для формирования луча в заданном направлении θ_0, φ_0 на излучающем участке цилиндрической ФАР необходимо создать такое фазовое распределение, при котором поля, излученные каждым излучателем, складываются в указанном направлении синфазно.

В частности, для кольцевой решетки, расположенной в плоскости $z = 0$:

$$\Phi_{0,n}(\theta_0 \varphi_0) = - (2\pi\lambda [R \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \alpha_n)]) \pm 2\pi k, \quad (4)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$ – целое число.

Требуемая фаза:

$$\Phi_{\text{фаз},n}(\theta, \varphi_0) = \Phi_{0,n}(\theta_0, \varphi_0) - \Phi_{0,n'}(\theta_0, \varphi_0) + \Phi_{\text{фид},n}(\theta, \varphi_0) - \Phi_{\text{фид},n'}(\theta, \varphi_0) + 2\pi k, \quad (5)$$

ДН кольцевой решетки в плоскости дуги при формировании луча в направлении $\theta_0 = \pi/2$, $\varphi_0 = 0$ с точностью до нормируемого множителя A :

$$F_k(\varphi) = A \int_{-\beta}^{\beta} I(\alpha) F_\alpha(\varphi) \exp\left\{-i \frac{2\pi}{\lambda} R[\cos\varphi - (\cos\varphi - \alpha)]\right\} da, \quad (6)$$

где $F_\alpha(\varphi)$ – ДН в азимутальной плоскости отдельного излучателя с координатой.

В результате приближенный коэффициент направленного действия кольцевой антенной решетки

$$D_{k\text{max}} \approx D_{\text{И}} \sum_{n=-N_1}^{N_1} F_{0,n}^2(\varphi_0), \quad (7)$$

где $F_{0,n}$ – значение ДН излучателя с координатой $\varphi = a_n$ в направлении $\varphi = \varphi_0$; $D_{\text{И}}$ – КНД излучателя в максимуме его ДН.

Проведем моделирование кольцевой адаптивной антенной решетки на основе сверхширокополосных микрополосковых излучателей (рис. 5).

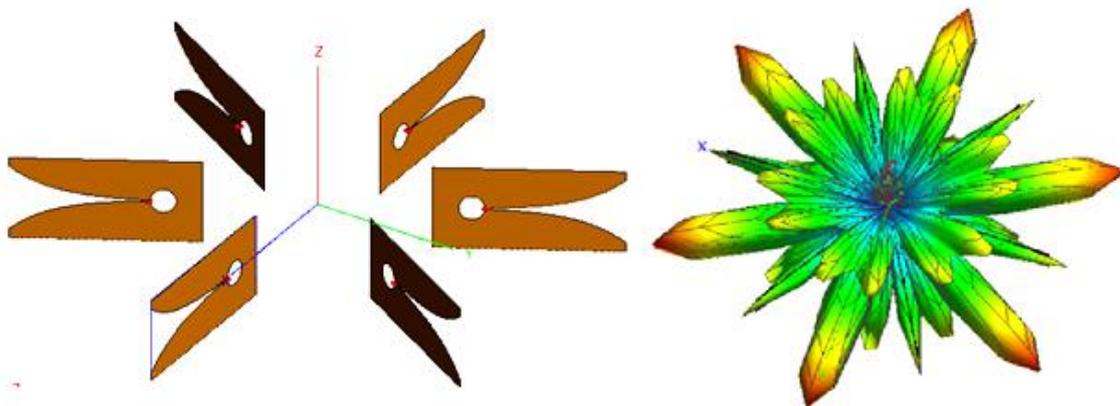


Рис. 5. Кольцевая адаптивная антенная решетка и ее диаграмма направленности

Данная конфигурация антенной системы обладает зоной покрытия в 360° , а за счет применения сверхширокополосных излучателей с экспоненциальным раскрытием щели может использоваться в различных ча-

стотных диапазонах с сохранением электродинамических характеристик, без изменения своих геометрических размеров.

При использовании в данной адаптивной АР метода изменения диаграммы направленности с помощью коммутации луча можно получить хорошее качество сигнала, передаваемого пользователю, так как при нахождении абонента в зоне покрытия сигнала создается устойчивый канал связи, благодаря чему, вне зависимости от места нахождения абонента, ему будет поставляться сигнал с мощностью, достаточной для того, чтобы обеспечить высокое качество передаваемого контента.

В конечном счете по результатам моделирования можно сделать вывод, что данная адаптивная антенная решетка является оптимальным выбором при использовании в сетях беспроводного широкополосного доступа, так как она обеспечивает большую зону покрытия с устойчивым сигналом и низким уровнем помех, а благодаря использованию излучателей с экспоненциальным раскрытием щели можно добиться хороших массогабаритных характеристик. Также при использовании нескольких таких антенных структур в виде цилиндра можно добиться управления лучом в двух плоскостях, что позволит увеличить зону покрытия.

Список литературы

1. Активные фазированные антенные решетки / А. Н. Братчиков, В. И. Васин, О. О. Василенко [и др.]. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
2. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн. М.: Сов. радио, 1980. 296 с.
3. Антенные решетки: методы расчета и проектирования / Л. С. Бененсон [и др.]. М.: Советское радио, 1966. 367 с.
4. Применение алгоритмов нечеткой логики в системе управления диаграммообразующим устройством гибридной зеркальной антенны / О. А. Белоусов [и др.] // Программные продукты и системы, 2018. № 4. С. 757–762.
5. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2012.–744 с.
6. L. Josefsson and P. Persson, Conformal Array Antenna Theory and Design, IEEE (New York: Wiley, 2006).
7. A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, Computational Methods for Electromagnetics (Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press, 1997).
8. D. B. Davidson, Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering (Cambridge, Mass: Cambridge University Press, 2005).
9. J. D. Kraus and R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, 3rd Ed. (Boston: McGraw-Hill, 2002).
10. A. Alu, F. Bilotti, and L. Vegni, “Method of Lines Analysis of Conformal Antennas,” IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 52 (June 2004).

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ СОВМЕЩЕННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕОРИИ ДИФРАКЦИИ В СУБМИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

А.Ю. Дмитриевцев, М.А. Майоров, К.В. Скоморохов

Тамбовский государственный технический университет
392000, г. Тамбов, ул. Советская, 106
E-mail: dmitrievcev978@gmail.com

Представлен аналитический подход к изучению искажений совмещенных вибраторных фазированных антенных решеток в субмиллиметровом диапазоне частот. Рассмотрены возможные источники и причины искажений, а также дифракция поля антенны на периодической структуре проводников.

В современном мире используются многие диапазоны частот, которые, в свою очередь, имеют свою загруженность канала, что подталкивает исследователей к освоению новых диапазонов частот. Один из таких диапазонов – субмиллиметровый. Отличительной особенностью субмиллиметрового диапазона является то, что работа в этом диапазоне позволяет спокойно проходить через большое количество диэлектриков.

Все это способствует стремлению разработчиков к освоению данного диапазона. Для более точного и полного освоения данного диапазона частот необходимо также оценивать возможные искажения [1; 3].

Взаимные искажения, возникающие в характеристиках совмещенных вибраторных антенных решеток, существенно зависят от их поляризации. Максимальные искажения возникают при одинаковой поляризации, поэтому одним из естественных способов минимизации искажений является развязка по поляризации совмещенных вибраторных антенных решеток. Однако часто это невозможно по тактико-техническим требованиям, поэтому рассмотрим сначала задачу по определению взаимных искажений в двухчастотной совмещенной вибраторной антенной решетке с одинаковой линейной поляризацией на обеих частотах.

Рассмотрим двухчастотную совмещенную вибраторную антенную решетку (ВАР) с одинаковой линейной поляризацией на обеих частотах. Допустим, что апертура верхней вибраторной решетки больше или равна апертуре нижней антенной решетки, заметим, что апертура верхней ВАР полностью перекрывает нижнюю. В качестве нижней решетки может выступать вибраторная, волноводная или щелевая антенная решетка. Соотношение частот совмещаемых антенн может быть произвольным. Однако наиболее целесообразные методы расчета существенно зависят от соотношения частот (рис. 1).

Допустим, что частота нижней антенной решетки в несколько раз превышает частоту верхней вибраторной антенной решетки [2; 4]. В данном случае в наиболее неудобных условиях оказывается нижняя антенная решетка, излучение которой затмевается верхней антенной решеткой. В то же время нижняя антенная решетка является экраном для верхней антенной решетки, концентрирующим излучение верхней антенной решетки в верхнем полупространстве. Воздействие верхней вибраторной антенной решетки на характеристики излучения нижней антенной решетки [5]. При совпадающей линейной поляризации обеих антенн максимальное воздействие верхней вибраторной антенной решетки на диаграмму направленности нижней антенной решетки выражается при сканировании последней плоскости H .

Совокупность вибраторов, оси которых направлены вдоль одной линии в верхней вибраторной антенной решетке и концы которых расположены близко друг к другу, заменяется бесконечно длинным проводником того же сечения, что и вибраторы. Верхняя вибраторная антенная решетка из конечного числа проводников дополняется до бесконечной периодической решетки.

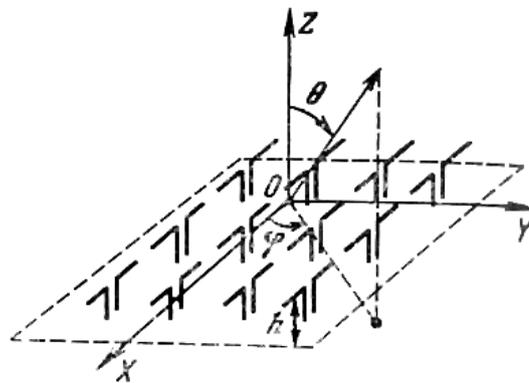


Рис. 1. Плоская вибраторная фазированная антенная решетка

В случае одинаковых поляризаций обеих решеток основной вклад в искажение характеристик нижней антенной решетки дают токи, наводимые полем нижней антенной решетки на плечах вибраторов верхней вибраторной антенной решетки. При падении на вибратор плоской волны в плоскости, перпендикулярной оси вибратора, и при длине вибратора, составляющей несколько длин волн, амплитуды полей, переизлучаемых вибратором в указанной плоскости и отрезком бесконечного провода такой же длины и сечения, что и вибратор, совпадают с точно-

стью порядка 10 %, за исключением очень тонких вибраторов в точках резонанса.

В раскрыве антенны (лежащем в плоскости OXY) известно распределение касательных составляющих электрического E_t и магнитного H_t полей. Тогда спектральное разложение поля излучения этой антенны в произвольной точке ($m = 0$), определяемой положением радиуса вектора r , можно найти следующим образом. Электрическое E и магнитное H поля, создаваемые электрическим полем в раскрыве E_t , имеют следующее представление в виде углового спектра плоских волн:

$$E(r) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} F(k_x, k_y) e^{-j(kr)} dk_x k_y,$$

$$H(r) = \frac{1}{4\pi^2 k W_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [k \times F] e^{j(kr)} dk_x k_y, \quad (1)$$

где $k = k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0$; $|k| = k = 2\pi / \lambda$; $W_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120\pi^2$.

Так, $F(k_x, k_y)$ зависит от тангенциальной составляющей электрического поля $E_r(x, y)$ и определяется соотношениями

$$F(k_x, k_y) = F_r(k_x, k_y) - \frac{(k_r F_r)}{k_z} z_0, \quad (2)$$

$$F_r(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E_r(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy, \quad (3)$$

В частном случае, если, раскрыв антенны окружен бесконечным плоским идеально проводящим экраном, область интегрирования совпадает с площадью апертуры A :

$$F_r(k_x, k_y) = \iint_A E_r(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy, \quad (4)$$

Рассмотрим дифракцию поля антенны на периодической структуре проводников.

Для начала стоит выделить, что при падении на периодическую структуру из бесконечно длинных проводников произвольного поперечного сечения плоской E поляризованной волны единичной амплитуды

под углом α в плоскости YOZ электрическое и магнитное поля за структурой и перед ней имеют вид

$$\begin{aligned}
E_x^2(y, z, \alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^E(\alpha) e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
H_y^2(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^E(\alpha) \gamma_n e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
H_z^2(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^E(\alpha) h_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
E_x^1(y, z, \alpha) &= e^{k(-y \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^E(\alpha) e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
H_y^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \cos \alpha e^{ik(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^E(\alpha) \gamma_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right], \\
H_z^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \sin \alpha e^{jk(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^E(\alpha) h_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right],
\end{aligned} \tag{5}$$

где $h_n = k[n/(d/\gamma) + \sin \alpha]$; $\gamma_n = \sqrt{k^2 - h_n^2}$; d – период структуры.

Коэффициенты прохождения через периодическую структуру $b_n^E(\alpha)$ и отражения от нее $a_n^E(\alpha)$ зависят от угла падения α , величины и формы поперечного сечения проводников и расстояния между соседними проводниками [7; 8].

Соответственно при дифракции H поляризованной волны поле за структурой и перед ней имеет вид

$$\begin{aligned}
H_y^2(y, z, \alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^H(\alpha) e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
E_y^2(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^H(\alpha) \gamma_n e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
E_z^2(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \epsilon_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^H(\alpha) h_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
H_x^1(y, z, \alpha) &= e^{k(-y \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^H(\alpha) e^{j(\gamma_n z - h_n y)}, \\
E_y^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \cos \alpha e^{ik(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^H(\alpha) \gamma_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right], \\
E_z^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \sin \alpha e^{jk(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^H(\alpha) h_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right].
\end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
E_y^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \cos \alpha e^{ik(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^H(\alpha) \gamma_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right], \\
E_z^1(y, z, \alpha) &= \frac{1}{\omega \mu_0} \left[k \sin \alpha e^{jk(-\gamma \sin \alpha + z \cos \alpha)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^H(\alpha) h_n e^{-j(\gamma_n z - h_n y)} \right].
\end{aligned} \tag{8}$$

С физической точки зрения выражения (5) и (6) для прошедшего и отраженного от решетки полей представляют собой разложение этих полей по системе плоских волн с комплексными амплитудами b_n и a_n , распространяющихся соответственно под углами

$$\theta_n = \theta_n^+ = \arcsin \left[\frac{n}{d/\lambda} + \sin \alpha \right], \quad (9)$$

где углы θ_n, θ_n^+ – углы, отсчитываемые соответственно от отрицательного и положительного направлений оси OZ [9; 10].

Коэффициенты b_0 и a_0 являются амплитудами прошедшей и отраженной исходной плоской волны, падающей под углом α . Коэффициенты b_n и a_n являются амплитудами для волн, появляющихся непосредственно на самой периодической структуре. Для проводников в виде тонких полос и тонких круглых цилиндров эти коэффициенты связаны соотношениями

$$b_0 = 1 + a_0, b_n = a_n, n \neq 0. \quad (10)$$

В конечном счете задача определения максимальных искажений, вносимых низкими частотами верхней вибраторной антенной решеткой в характеристики направленности высоких частот нижней антенной решетки с известным распределением поля в раскрыве, сводится к использованию результатов расчетов задачи дифракции плоских волн на периодических структурах. Взаимные искажения, возникающие в характеристиках совмещенных вибраторных антенных решеток, существенно зависят от их поляризации. Максимальные искажения возникают при одинаковой поляризации, поэтому одним из естественных способов минимизации искажений является развязка по поляризации совмещенных вибраторных антенных решеток. Однако часто это невозможно по тактико-техническим требованиям. Также стоит сказать, что в случае одинаковых поляризаций обеих решеток основной вклад в искажение характеристик нижней антенной решетки дают токи, наводимые полем нижней антенной решетки на плечах вибраторов верхней вибраторной антенной решетки. Поэтому предложенные аналитические выражения способствуют оценке искажений при проектировании антенных структур в субмиллиметровом диапазоне частот, а все это более полному и точному освоению данного диапазона частот.

Список литературы

1. Антенные решетки: методы расчета и проектирования / Л. С. Бененсон [и др.]. М.: Советское радио, 1966. 367 с.
2. Синтез цилиндрической фазированной антенной решетки на основе лого-периодических вибраторных антенн для систем широкополосного доступа стандарта IEEE802.11, IEEE802.16 / О. А. Белоусов [и др.] // Вестник ТГТУ. 2015. № 21. С. 266–272.
3. Применение алгоритмов нечеткой логики в системе управления диаграммообразующим устройством гибридной зеркальной антенны / О. А. Белоусов [и др.] // Программные продукты и системы, 2018. № 4. С. 757–762.
4. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
5. L. Josefsson and P. Persson, Conformal Array Antenna Theory and Design, IEEE (New York: Wiley, 2006).
6. A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, Computational Methods for Electromagnetics (NJ: Wiley-IEEE Press, 1997).
7. P. R. Rousseau and P. H. Pathak, “Time-Domain Uniform Geometrical Theory of Diffraction for a Curved Wedge,” IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 43 (December 1995): 1375–1382.
8. D. B. Davidson, Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering (Cambridge, Mass: Cambridge University Press, 2005).
9. J. D. Kraus and R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, 3rd Ed. (Boston: McGraw-Hill, 2002).
10. A. Alu, F. Bilotti, and L. Vegni, “Method of Lines Analysis of Conformal Antennas,” IEEE Trans. Ant. Propagat., vol. 52 (June 2004).

ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В МОНОЛИТНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Е.О. Грушевский², В.С. Денисенко¹, М.О. Савишников¹, А.М. Сержантов^{1,2}

¹Сибирский Федеральный университет, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

²Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, 660036, Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38

E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

Рассмотрена конструкция полоскового полосно-пропускающего фильтра, выполненного в монолитном бескорпусном исполнении с применением технологии многослойных печатных плат. Высокие частотно-селективные свойства фильтра достигнуты за счет применения многопроводниковых резонаторов новой конструкции. Перспективность применения устройства продемонстрирована на изготовленном макете шестого порядка, который имеет полосу пропускания с центральной частотой $f_0 = 260$ МГц и относительной шириной $\Delta f/f_0 = 20$ %. Фильтр обладает хорошими массогабаритными и высокими электрическими характеристиками, в частности, имеет протяженную полосу заграждения, которая простирается до частоты $8,4 f_0$.

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 фильтры на основе полосковых резонаторов. Основными характеристиками таких резонаторов являются собственная добротность, а также удаленность ближайших паразитных резонансных частот от рабочей (как правило, нижней) резонансной частоты. Именно от них зависят вносимые потери в полосе пропускания фильтра и ширина полосы заграждения. В работах [1; 2] были предложены конструкции многопроводниковых полосковых резонаторов, которые обладают рекордной миниатюрностью и добротностью даже в метровом диапазоне длин волн, причем их добротность растет, а размеры снижаются с увеличением числа проводников структуры и уменьшением толщины диэлектрических слоев. Вместе с тем наряду с очевидными достоинствами у многопроводниковых полосковых резонаторов есть существенный недостаток, проявляющийся в том, что при увеличении числа проводников появляются дополнительные паразитные резонансы вблизи основного. В настоящей работе исследуется один из способов решения данной проблемы, который основан на применении в конструкции дополнительных гальванических соединений между несоседними проводниками резонатора [3].

Топология проводников рассматриваемого в работе многопроводникового полоскового резонатора и фильтра шестого порядка на его основе показана на рис. 1. Многослойная полосковая структура состоит из четырех внутренних диэлектрических слоев (материал $RO4003C^{TM}$ с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=3,55$ и толщиной $h_1=0,2$ мм) и двух наружных слоев (материал $F4B$ с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,28$ и толщиной $h_2=2$ мм). Каждый резонатор фильтра образован пятью полосковыми проводниками. Межслойные соединения разомкнутых концов полосковых проводников резонаторов выполнены с помощью металлизированных отверстий, проходящих через всю толщину структуры. Роль корпуса-экрана выполняют металлизированные химическим осаждением наружные поверхности многослойной структуры.

Особенностью представленной конструкции фильтра является возможность его реализации по технологии многослойных печатных плат, которая позволяет получить низкую стоимость и хорошую повторяемость устройств.

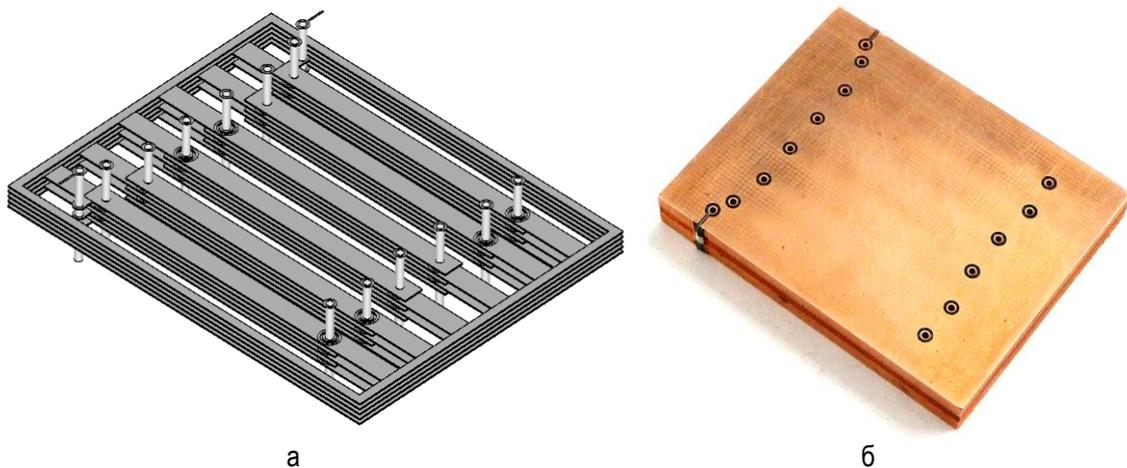


Рис. 1. Топология проводников фильтра шестого порядка на многопроводниковых резонаторах (а) и фотография изготовленного устройства (б)

Проведенные исследования показали, что увеличение отношения первых двух резонансных частот f_2/f_1 в конструкции многопроводникового резонатора с межслойными соединениями связано с невозможностью возбуждения таких мод резонатора, в которых высокочастотные токи в проводниках, разделенных двумя диэлектрическими слоями, текут в разные стороны. Это подтверждается картинками направления высокочастотных токов в проводниках резонаторов на рис. 2, полученных электродинамическим анализом трехмерной модели четырехпроводникового резонатора. Аналогичное разрежение спектра собственных мод многопроводниковых резонаторов при введении межслойных соединений наблюдается для резонаторов с любым числом проводников (больше двух).

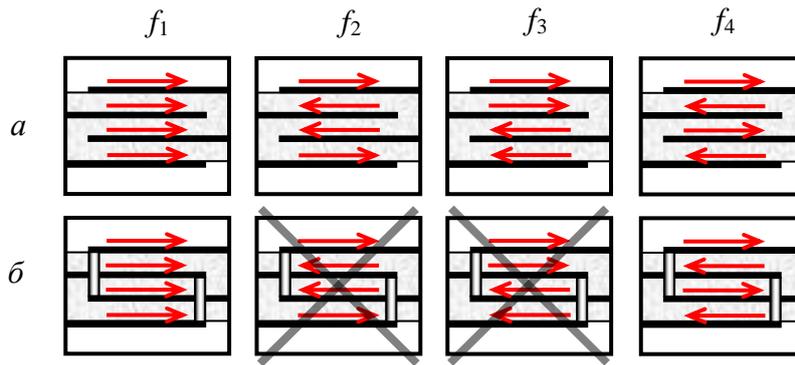


Рис. 2. Направление высокочастотных токов в проводниках резонаторов без межслойных соединений (а) и при их наличии (б) для частот первых четырех мод колебаний

На рис. 3 изображены рассчитанная (сплошная и штриховая линия) и измеренная (точки) АЧХ коэффициента передачи фильтра. Фотография изготовленного устройства приведена на рис. 1, а. Видно хорошее совпадение теоретической и экспериментальной характеристик. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 260$ МГц при относительной ширине полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 20\%$. Минимальное вносимое затухание в полосе пропускания фильтра составило всего 0,9 дБ. Фильтр имеет протяженную полосу заграждения, которая по уровню затухания 38 дБ простирается до частоты $8,4f_0$.

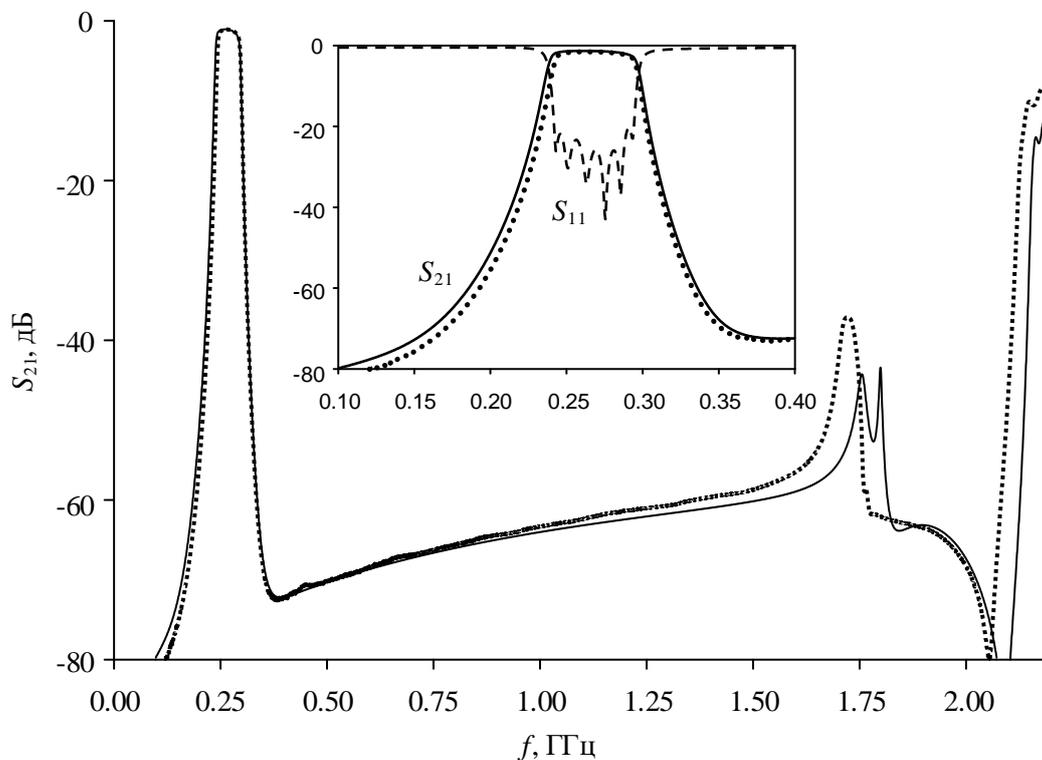


Рис. 3. Топология проводников миниатюризованного многомодового резонатора

Важным преимуществом конструкции фильтра является его бескорпусное исполнение, в данном случае роль корпуса-экрана выполняет металлизированная гальваническим способом поверхность фильтра. Такой подход позволяет значительно снизить занимаемый объем и массу устройства, а также обеспечить условия для его поверхностного монтажа. Габариты фильтра составили $38 \times 30 \times 5 \text{ мм}^3$ или $0,031 \lambda_g \times 0,025 \lambda_g \times 0,004 \lambda_g$, где λ_g – длина волны в вакууме на центральной частоте полосы пропускания. Масса фильтра составляет всего 14 г.

По совокупности таких характеристик, как миниатюрность, потери в полосе пропускания и ширина полосы заграждения, фильтры предложенной конструкции превосходят другие миниатюрные многослойные фильтры: на основе многослойных сосредоточенных элементов, LTCC-технологии и многослойных жидкокристаллических полимеров.

Список литературы

1. Miniature Bandpass Microwave Filter with Interference Suppression by More Than 100 dB in a Wide Rejection Band / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov, Ya.F. Bal'va. // Technical Physics Letters. 2013. Vol. 39. No. 8. P. 690–693.
2. Multilayered multiconductor stripline resonator and its application to bandpass filter with wide stopband / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, A.A. Leksikov, Y.F. Bal'va, A.A. Leksikov // Microwave and Optical Technology Letters. 2017. Vol. 59. Iss. 9. P. 2212–2216.
3. Патент RU №2577485. Полосковый резонатор / Р.Г. Галеев [и др.]. Опубл. 20.03.2016. Бюл. № 8.

ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

А.О. Афонин¹, И.В. Говорун¹, Ан. А. Лексиков¹, А.А. Лексиков¹,
А.В. Угрюмов¹, А.М. Сержантов^{1,2}

¹Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38
E-mail: leksikov@iph.khasn.ru

²Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: cubicus@mail.ru

Исследован инновационный высокоселективный фильтр нижних частот на подвешенной подложке, в котором высокая селективность достигается благодаря особой конфигурации среднего резонатора, приводящей к появлению на склоне АЧХ полюса затухания (нуля коэффициента передачи). Вследствие этого значительно увеличивается селективность ФНЧ. Кроме того, благодаря использованию режектирующего шлейфа удалось увеличить ширину полосы заграждения фильтра до $6,4 \times f_0$ по уровню -50 дБ.

Фильтры нижних частот (ФНЧ) распространены не столь широко, как полосно-пропускающие фильтры (ППФ), однако трудно найти такую радиосистему, где они бы не применялись. Помимо очевидного их использования – очистки тракта от высокочастотных помех, имеется еще как минимум две функции, которые они могут выполнять: применение в качестве фильтра низкочастотного (НЧ) канала диплексера в паре с фильтром верхних частот (ФВЧ) [1] или полосно-пропускающего фильтра (ППФ) [2] в высокочастотном канале диплексеров. Популярность такой схемы обусловлена простотой согласования каналов с общим портом. Кроме того, иногда ФНЧ используют в СВЧ-генераторах и усилителях для защиты цепей питания от высокочастотного сигнала.

В СВЧ-диапазоне широкое распространение благодаря малым размерам получили микрополосковые конструкции фильтров, в том числе и ФНЧ. Однако в связи с переходом на SMD-технологии требования к миниатюрности частотно-селективных устройств значительно повысились. Меньшие размеры, при прочих равных условиях, имеют устройства, использующие многопроводниковые резонаторы на подвешенной подложке [3; 4]. Кроме того, такие конструкции лучше согласуются с развиваемой в настоящее время технологией РСВ (технологией печатных плат).

На рис. 1 изображена конструкция ФНЧ на подвешенной подложке, примененного в работе [2] в качестве фильтра низкочастотного канала диплексера. Он представляет собой прямоугольный металлический корпус, в котором подвешена диэлектрическая подложка, на поверхно-

сти которой нанесены металлические полосковые проводники, причем полосковый проводник на верхней поверхности представляет собой каскадное соединение отрезков высокоомных и низкоомных линий. Проводники на нижней поверхности расположены под низкоомными участками проводника на верхней поверхности и замкнуты на корпус противоположными концами. Таким образом, данную конструкцию можно рассматривать как ФНЧ на квазисосредоточенных элементах, где каждая пара широких проводников образует конденсатор, а отрезки высокоомных линий, соединяющие их – индуктивности. На рис. 2 приведена АЧХ такого фильтра с частотой отсечки 2 ГГц, полученная в результате электромагнитного моделирования. Фильтр имеет малые потери в полосе пропускания, широкую полосу заграждения и высокий уровень подавления сигнала в ней. Так по уровню -40 дБ ширина полосы заграждения составляет 13,5 ГГц или $6,7 \times f_c$, где f_c – частота отсечки. Но по уровню -50 дБ полоса заграждения сужается почти в два раза из-за наличия паразитных резонансов на частотах в полосе 10,4 ГГц. Такие параметры полосы заграждения хороши для большинства применений. Однако селективность фильтра, т.е. крутизна склона полосы пропускания, невысокая. Можно увеличить крутизну, добавив фильтру звеньев. Однако это повлечет увеличение вносимых потерь и размеров.

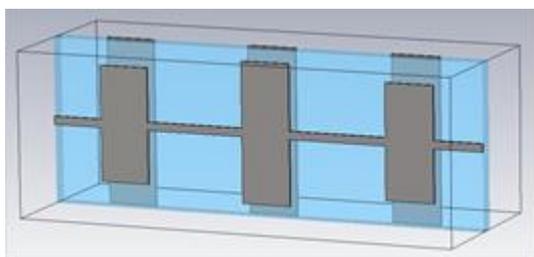


Рис. 1. Конструкция ФНЧ, описанного в работе [2]

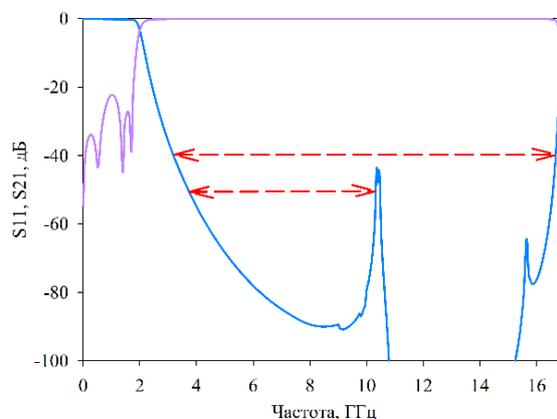


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ на рис. 1

В настоящей работе исследуется ФНЧ на подвешенной подложке, недавно запатентованный нами [5], а также предложен способ улучшения его характеристик. Разработка и исследование проводилось с помощью 3D электромагнитного моделирования.

На рис. 3 изображена конструкция ФНЧ, где 1 – металлический корпус, 2 – диэлектрическая подложка, на верхней стороне которой расположен нерегулярный полосковый проводник, образованный каскадным соединением узких 3 и широких 4 отрезков полосковой линии.

На нижней стороне подложки под широкими участками 4 нерегулярного проводника расположены регулярные полосковые проводники 5, замкнутые с противоположных сторон на корпус. Центральный широкий отрезок 6 замкнут с помощью отрезка полосковой линии 7 с узким проводником в центральной части полосковой структуры на верхней стороне подложки, причем расположенный под широким отрезком 6 регулярный проводник 8 на нижней стороне подложки замкнут на корпус, только с одного конца. Входная и выходная линии передачи подключены к наружным концам нерегулярного проводника.

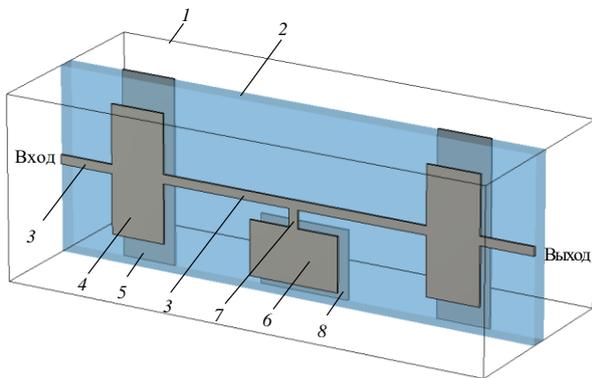


Рис. 3. Конструкция исследуемого ФНЧ

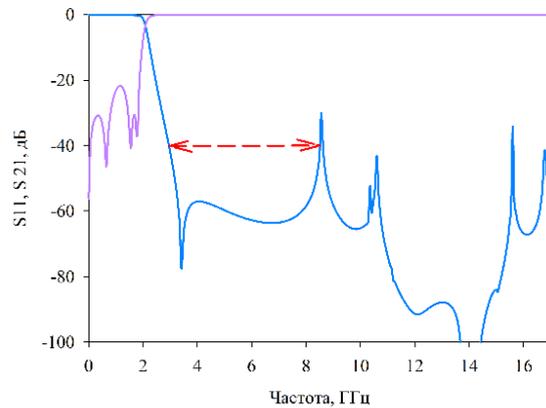


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика исследуемого ФНЧ

На рис. 4 представлены амплитудно-частотные характеристики фильтра, полученные по результатам синтеза с помощью программы электродинамического анализа 3D-моделей. Граничная частота полосы пропускания фильтра (частота среза) по уровню -3дБ $f_c = 2\text{ ГГц}$. Так, АЧХ фильтра получены при следующих конструктивных параметрах: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 9,8$; толщина подложки $0,5\text{ мм}$; ее поперечные размеры $25\text{ мм} \times 6,1\text{ мм}$ расстояние от экранов до поверхности подложки 5 мм ; ширина полосковых проводников узких участков 3 составила $0,15\text{ мм}$, их длина $6,9\text{ мм}$. Размеры широких участков 4 – $2,25\text{ мм} \times 6,1\text{ мм}$. Размеры проводника 6 – $5,2\text{ мм} \times 1,75\text{ мм}$, проводника 7 – $1,1\text{ мм} \times 0,2\text{ мм}$.

Видно, что исследуемый фильтр имеет по сравнению с цитируемым фильтром при прочих равных условиях существенно более высокую крутизну склона АЧХ, которая обеспечивается наличием нуля коэффициента передачи вблизи полосы пропускания. Благодаря специфической конфигурации центрального резонатора он не только участвует в формировании полосы пропускания, но и генерирует полюс затухания вблизи полосы пропускания. Частотное положение полюса, а также селективность фильтра зависят от размеров проводников 6 и 7, которые можно

рассматривать как последовательно соединенные емкость и индуктивность, т.е. последовательный колебательный контур, резонансная частота которого и определяет частотное положение полюса затухания.

С использованием электромагнитного моделирования были исследованы зависимость частоты полюса затухания и селективности ФНЧ от емкости C конденсатора, образованного проводником 6 и короткозамкнутым проводником на другой стороне подложки. Селективность определялась по формуле

$$S = \Delta L / \Delta f,$$

где $\Delta L = 50$ дБ, а $\Delta f = f_{-50} - f_c$. f_{-50} – частота, на которой уровень прохождения на склоне полосы пропускания равен -50 дБ, а f_c – частота отсечки. Очевидно, что это средняя величина селективности.

На рис. 5 и 6 приведены зависимости частоты полюса и селективности соответственно от емкости C . Видно, что, варьируя величину емкости C , можно в широких пределах изменять частотное положение полюса, а вместе с этим и селективность ФНЧ. Например, при увеличении емкости с 0,58 пФ до 0,98 пФ селективность ФНЧ меняется от 0,036 до 0,042 дБ/МГц. Определенная подобным же образом селективность ФНЧ с рис. 1 составила величину 0,026 дБ/МГц, что значительно уступает исследуемому фильтру. Вариация емкости осуществлялась изменением площади проводника 6 (рис. 3). Следует отметить, частоту полюса можно также менять, варьируя ширину проводника 7, т.е. его индуктивность.

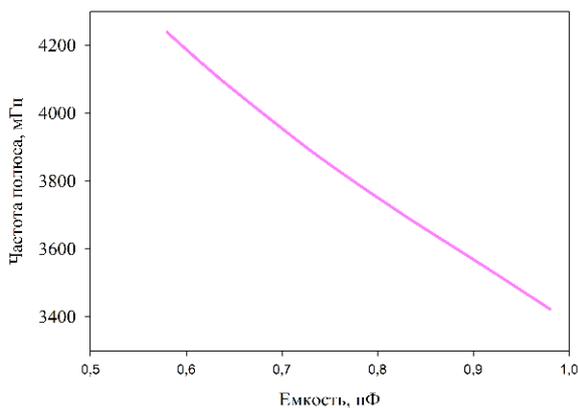


Рис. 5. Зависимость частоты полюса затухания от емкости проводника 6 на землю

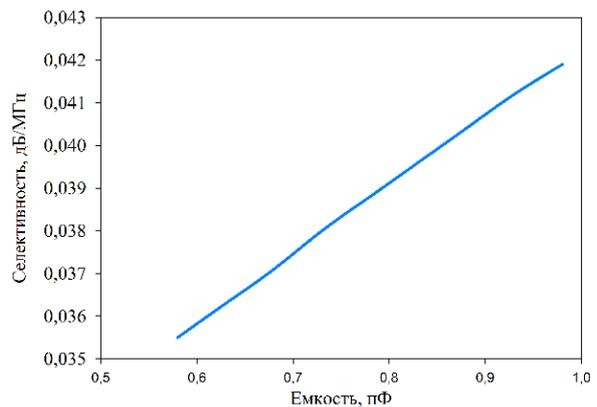


Рис. 6. Зависимость селективности ФНЧ (крутизна склона АЧХ) от емкости проводника 6 на землю

Возвратившись к рис. 4, следует отметить, что по сравнению с первым фильтром (рис. 1) у исследуемого ФНЧ параметры полосы заграждения хуже. Иными словами, полоса заграждения по уровню -50 дБ значительно меньше, благодаря паразитным резонансам в ее центре. В микро-

полосковой технике известен способ подавления паразитных резонансов в полосе заграждения с помощью режектирующих шлейфов [6]. Логично было бы попробовать этот метод и в ФНЧ на подвешенной подложке.

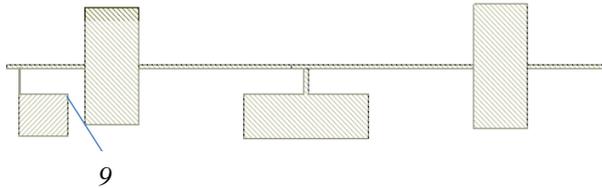


Рис. 7. Топология проводников ФНЧ с режектором на верхней стороне подложки

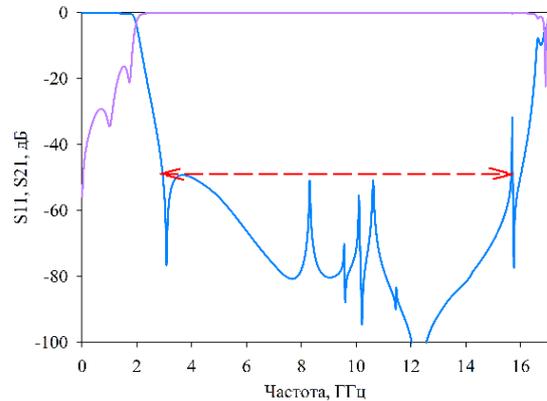


Рис. 8. АЧХ исследуемого ФНЧ с режектором

На рис. 7 приведена конструкция исследуемого ФНЧ, к входной линии которого подключен шлейф 9, благодаря шлейфу и его соответствующей настройке осуществляется режекция сигналов на частоте паразитного резонанса и его уровень понижается до -52 дБ, а полоса заграждения расширяется до $12,7$ ГГц или $6,4 \times f_0$ (рис. 8).

Таким образом, с помощью режектирующего шлейфа в исследуемом ФНЧ удалось получить ширину полосы заграждения лишь на 6 % меньше, чем у фильтра из [2], в то время как его селективность в 1,6 раза больше.

Список литературы

1. Waheed U., Imtiaz A., Shafqat M. Suspended stripline diplexer design using low pass and high pass filters. in Proceedings of 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technologies (IBCAST) Islamabad, 2018, Pakistan, January 9–19 pp. 850–852.
2. W. Menzel, A. Balalem Quasi-Lumped Suspended Stripline Filters and Diplexers // IEEE Trans.on microwave theory and techniques, Vol. 53, No. 10, October 2005, P. 3230–3237.
3. Полосковый фильтр на подвешенной подложке / Б. А. Беляев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: тр. XV Междунар. Крымской конф. Севастополь. Украина, 2005. С. 825–826.
4. Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке / Б. А. Беляев [и др.] // Радиотехника и Электроника, 2010. Т. 55. № 12. С. 1426–1436.
5. Патент РФ № 2708342. Высокоселективный фильтр нижних частот / Б. А. Беляев [и др.]. Опубликовано: 05.12.2019. Бюл. № 34.
6. Peng Chu, Lei Guo, Long Zhang, Ke Wu, Wide stopband bandpass filter implemented by stepped impedance resonator and multiple in-resonator open stubs. IEEE Access, 2019, Vo. 7, pp. 140631–140639.

ИЗМЕРЕНИЕ МНИМОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНОЙ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК МЕТОДОМ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

Б.А. Беляев^{1,2}, Н.М. Боев^{1,2}, А.В. Бурмитских^{1,2}, С.А. Клешнина^{1,2}

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: aburmitskikh-rf12@mail.ru

²Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН,
660036, Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38
E-mail: aburmitskikh@iph.krasn.ru

Представлены результаты измерения мнимой части комплексной магнитной проницаемости с использованием резонансной и нерезонансной измерительных ячеек. Методом ферромагнитного резонанса исследованы угловые зависимости изменения резонансной частоты измерительной ячейки от угла поворота постоянного магнитного поля относительно высокочастотного поля возбуждения и трудной оси намагничивания образца тонкой магнитной пленки. Измерения проводились с применением средств автоматизации. Численное сравнение полученных результатов показало, что разница между измерениями не превышает 5 %.

Тонкие магнитные пленки (ТМП) из магнитомягких материалов широко используются в качестве активных сред в конструкциях различных электрически управляемых сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств, включая перестраиваемые фильтры, задержки, фазовращатели, амплитудные и фазовые модуляторы, нелинейные устройства [1]. Также ТМП используются в качестве чувствительных элементов магнитометров слабых квазистационарных и высокочастотных магнитных полей [2; 3].

Наиболее информативным методом при исследовании физических свойств магнитных материалов является метод ферромагнитного резонанса (ФМР) [4], который используется при исследовании различных ферромагнетиков, в том числе и магнитных пленок. Этот метод, обладающий высокой чувствительностью, позволяет с хорошей точностью измерять магнитные характеристики тонких пленок.

Для проведения интегральных измерений параметров образцов ТМП методом ФМР, на практике используются два основных способа: с применением резонансной [5] и нерезонансной измерительной системы [6]. Резонансный метод с использованием короткозамкнутого отрезка микрополосковой линии (МПЛ) подразумевает размещение исследуемого образца вблизи этого отрезка, являющегося индуктивной частью резонансной измерительной ячейки. Резонансная измерительная ячейка (рис. 1, а) включает в себя: МПЛ, сосредоточенную емкость и амплитуд-

ный детектор. Измерения проводятся при развертке постоянного магнитного поля и фиксированной частоте возбуждения резонансной ячейки.

В нерезонансном методе исследуемый образец размещается вблизи отрезка короткозамкнутой микрополосковой линии (рис. 1, б). Собственная резонансная частота нерезонансной измерительной ячейки выше частоты ФМР в полях до сотен эрстед. Измерительная система служит нагрузкой векторного анализатора цепей, работающего в заданном диапазоне частот.

В качестве объекта исследований был выбран образец тонкой магнитной пленки, имеющий следующие характеристики: состав $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$; число слоев 2; толщина слоя 1000 \AA .

Измерительные ячейки с образцом ТМП помещались в кольца Гельмгольца с фиксированной величиной магнитного поля 15 Э. Измерение добротности резонансной ячейки на частоте 540 МГц проводилось при изменении угла φ от 0° до 90° (рис. 2, а).

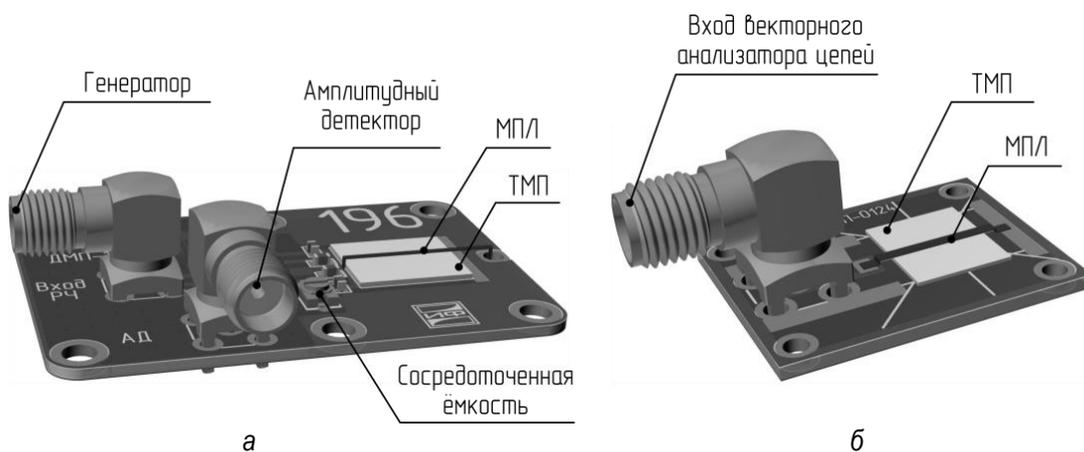


Рис. 1. Конструкции резонансной (а) и нерезонансной (б) измерительных ячеек, предназначенных для измерения магнитных характеристик ТМП

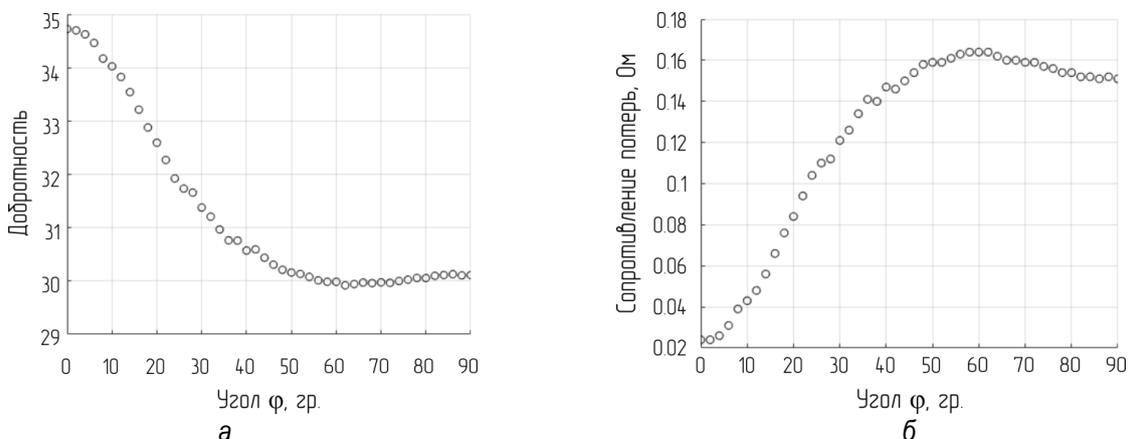


Рис. 2. Зависимости добротности (а) и сопротивления потерь (б) в резонансной измерительной ячейке от угла φ

Измеренное значение индуктивности резонансной измерительной ячейки (рис. 1, а) без образца ТМП составило ~ 10 нГн, а значение емкости составляет ~ 820 пФ. Активное сопротивление потерь в резонансной измерительной ячейке, с учетом значения потерь в системе без ТМП, представлено на (рис. 2, б). Резонансная частота измерительной ячейки находилась по формуле Томсона, из которой следует, что при внесении образца ТМП в резонансную измерительную ячейку при фиксированной величине емкости и увеличении угла поворота φ изменяется величина индуктивности резонансной системы, что ведет к уменьшению резонансной частоты. Изменение резонансной частоты измерительной ячейки от угла φ приведено на (рис. 3, а). Направления полей в измерительной системе показаны на рис. 3, б.

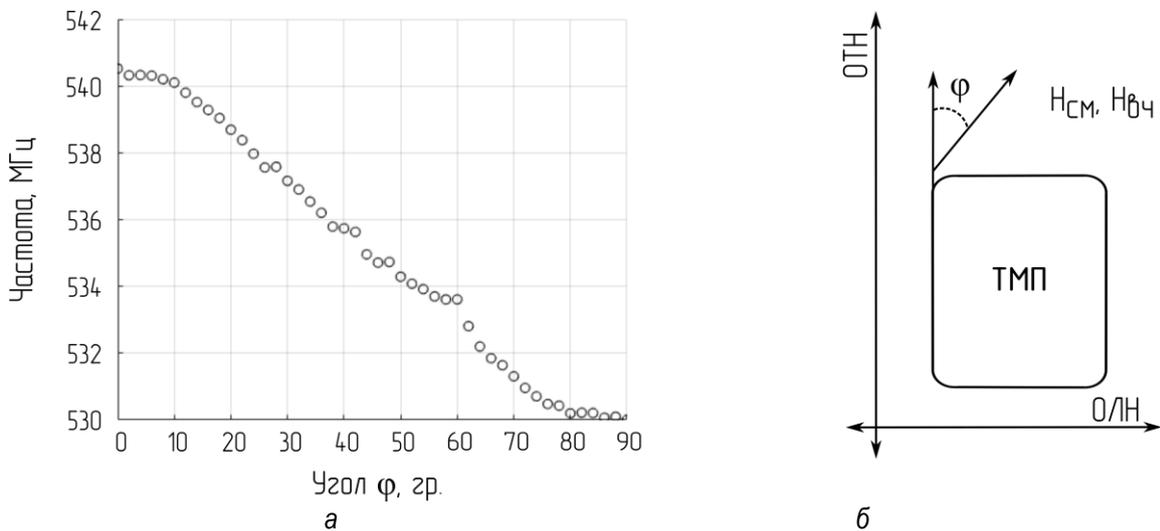


Рис. 3. Зависимость изменения частоты резонансной измерительной ячейки от угла φ (а); направление магнитных полей в измерительной системе (б)

Измерения в нерезонансной измерительной ячейке (рис. 1, б) проводились с использованием векторного анализатора цепей при развертке по частоте СВЧ-поля от 50 до 2000 МГц и для значений угла φ от 0° до 90° . Направления полей в измерительной системе соответствовали схеме (рис. 3, б). Внешний вид измерительной установки представлен на (рис. 4).

Перед проведением измерений векторный анализатор цепей был соответствующим образом откалиброван. Во время проведения калибровки измерительная ячейка с образцом помещалась в сильное магнитное поле. Это позволило снизить погрешность проведения измерения. Расчет мнимой части комплексной магнитной проницаемости проводил-

ся по данным измеренного значения комплексного коэффициента отражения S_{11} измерительной системы. На (рис. 5, *a*) представлено распределение мнимой части комплексной магнитной проницаемости μ , измеренной с использованием нерезонансной измерительной ячейки. На (рис. 5, *б*) представлена зависимость μ от угла φ на частоте 530 МГц.

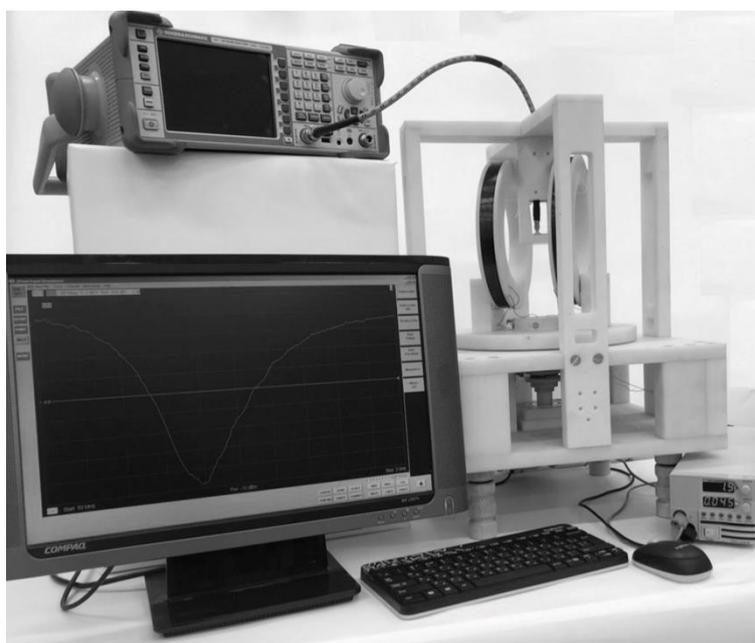


Рис. 4. Измерительный комплекс для определения мнимой части комплексной магнитной проницаемости с использованием нерезонансной измерительной ячейки

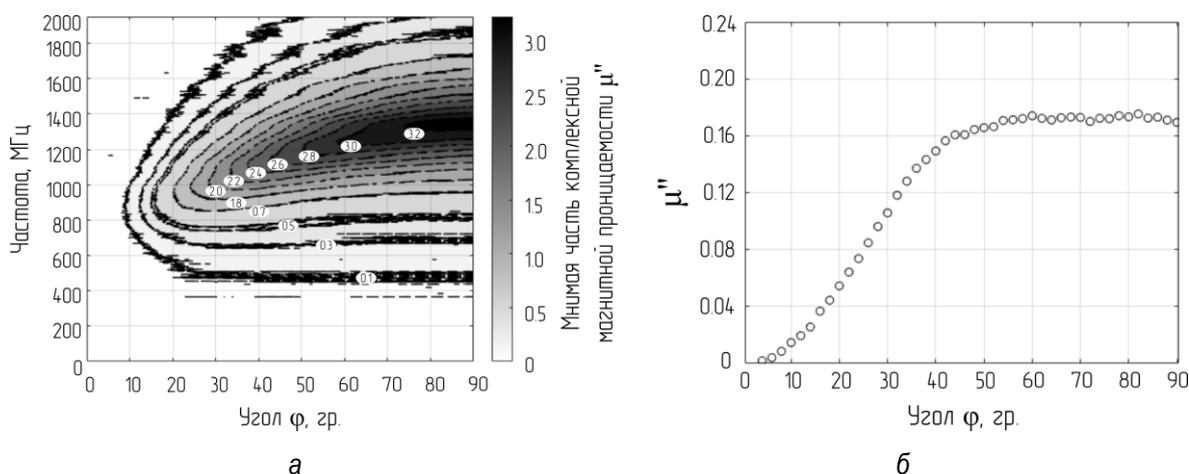


Рис. 5. Зависимость мнимой части комплексной магнитной проницаемости от частоты и угла φ в образце ТМП (*a*); для фиксированного значения частоты возбуждения 530 МГц, полученные нерезонансным методом (*б*)

По результатам полученных экспериментальных данных, приведенных на рис. 3 и 5, можно сделать вывод о том, что использование нерезонансной измерительной ячейки позволяет получить погрешность измерений не более 5 %. При этом время проведения измерений одного образца с использованием резонансной измерительной ячейки при фиксированной величине постоянного магнитного поля и развертке по углу φ от 0° до 90° с шагом в 1° составляет более 2 часов. При условиях, приведенных для резонансного метода измерений, время проведения измерения одного образца нерезонансным методом составило не более 5 минут.

Таким образом, достоинством резонансного метода измерений является высокая чувствительность, отсутствие необходимости калибровки и согласования измерительной ячейки, а недостатком – узкополосность проводимых измерений, а при использовании в автоматизированных установках – сложность процесса автоматизации, ввиду необходимости постоянной перестройки резонансной частоты измерительной системы. Достоинством нерезонансного метода является простота конструкции измерительной системы, возможность автоматизации процесса измерения, а недостатком – невысокая чувствительность.

Список литературы

1. Калиникоз Б. А., Устинов А. Б., Баруздин С. А. Спин-волновые устройства и эхо-процессоры: монография / под ред. В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2013. 216 с.
2. Патент РФ № 2536083. Датчик слабых высокочастотных магнитных полей / Б. А. Беляев [и др.]. БИ № 35. Опубликовано 20.12.2014.
3. Магнитометр слабых квазистационарных и высокочастотных полей на резонансных микрополосковых преобразователях с тонкими магнитными пленками / А. Н. Бабицкий [и др.] // ПТЭ. 2016. № 3. С. 96–104.
4. Суху Р. Ф. Магнитные тонкие пленки: пер. с англ. М.: Мир, 1967. 422 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ НОВОЙ КОНСТРУКЦИИ ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНОГО ПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Е.О. Грушевский², В.С. Денисенко¹, М.О. Савишников¹, А.М. Сержантов^{1,2}

¹Сибирский Федеральный университет, 660074, г.Красноярск, ул. Киренского 26

²Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38
E-mail: savishnikov2012@yandex.ru

Исследована новая конструкция фильтра верхних частот (ФВЧ) на подвешенной подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников. Высокая селективность фильтра обусловлена наличием нуля коэффициента передачи вблизи полосы пропускания, положение которого определяется конструктивными параметрами. С применением эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах получена формула для частоты нуля коэффициента передачи ФВЧ. В программе электродинамического анализа синтезирован ФВЧ на подложке толщиной 0,5 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,8$. Фильтр имеет граничную частоту $f_{гр} = 0,25$ ГГц по уровню -3 дБ и протяженную полосу пропускания, которая простирается до частоты 5 ГГц. Предложенная конструкция перспективна для реализации на ее основе сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) с высокой селективностью.

Частотно-селективные устройства сверхвысоких частот (СВЧ) и, в частности, полосно-пропускающие фильтры (ППФ) относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуры. В последние годы большое внимание разработчиков радиоэлектронной аппаратуры уделяется фильтрам со сверхширокими полосами (СШП) пропускания сигналов. Применение подобных сигналов продиктовано необходимостью увеличения скорости передачи информации, которая, как известно, напрямую связана с шириной полосы рабочих частот.

Одним из известных подходов к созданию СШП-фильтров является применение сосредоточенных емкостей, которые располагают в области емкостного взаимодействия резонаторов. Другим вариантом реализации является использование гальванической связи между проводниками резонаторов. Для микрополосковых конструкций часто используют подход, основанный на усилении емкостной связи резонаторов за счет удаления части металлизации в заземляемом основании. Широко применяются конструкции СШП-фильтров на основе короткозамкнутых шлейфов.

Общим недостатком перечисленных подходов к конструированию СШП-фильтров является сложность реализации фильтров с относительными полосами пропускания более 120 %, а также узкая высокочастот-

ная полоса заграждения, которая в лучшем случае простирается до частоты не более $4f_0$ при уровне подавления не более 40 дБ. Еще одним серьезным ограничением подавляющего большинства известных конструкций СШП-фильтров является отсутствие закрытого корпуса-экрана, что значительно ухудшает их электромагнитную совместимость и ограничивает область применения. Одним из перспективных подходов, позволяющих преодолеть указанные выше трудности, является применение каскадного соединения фильтров верхних и нижних частот. Однако для достижения высоких характеристик ППФ требуется каскадирование высокоселективных конструкций ФНЧ и ФВЧ. При этом важно, чтобы ФВЧ имел протяженную полосу пропускания при высокой крутизне склона АЧХ.

В настоящей работе рассмотрена новая конструкция [1] высокоселективного ФВЧ, выполненного на подвешенной в металлическом корпусе диэлектрической подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников. На рис. 1 изображен простейший вариант конструкции исследуемого ФВЧ, состоящего из двух полосковых проводников на одной стороне подложки и расположенного точно под ними полоскового проводника на второй стороне подложки, к центру которого подключен узкий полосковый проводник, замкнутый с одного конца на экран.

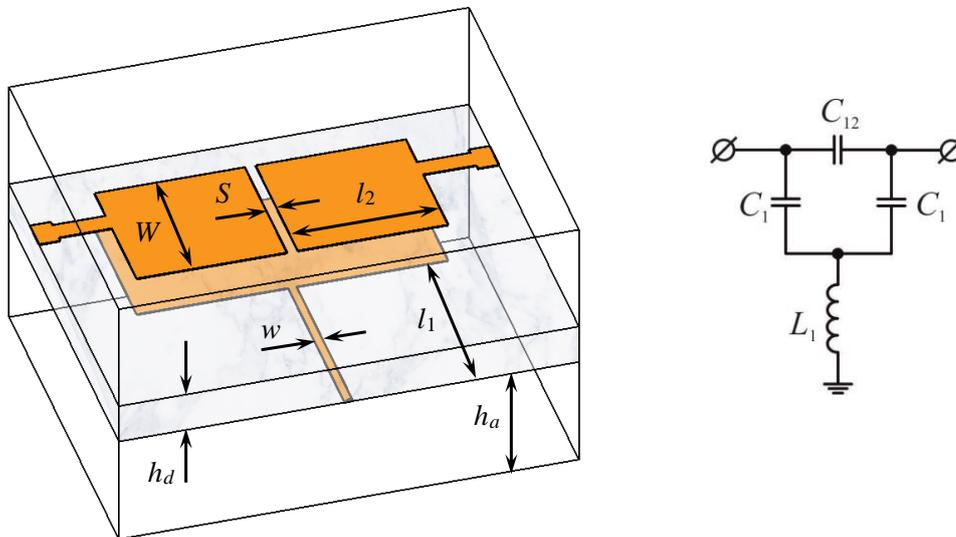


Рис. 1. Конструкция исследуемого ФВЧ и его эквивалентная схема на сосредоточенных элементах

Отличием предложенной конструкции от известных решений является наличие дополнительной емкостной связи между входом и выходом.

Особенности АЧХ данного фильтра удобно рассмотреть, используя эквивалентную схему на сосредоточенных элементах (рис. 1). Справедливость такой схемы доказывает практически полное совпадение

(рис. 2) ее АЧХ (точки) с характеристикой, полученной электродинамическим анализом (сплошная линия) 3D-модели. Значения элементов эквивалентной схемы ФВЧ были получены анализом одномерной модели в квазистатическом приближении: $L_1 = 6,72$ нГн, $C_1 = 2,31$ пФ, $C_{12} = 0,126$ пФ.

Так, АЧХ 3D-модели (сплошная линия) рассчитана в программе электродинамического анализа при следующих основных конструктивных параметрах полосковой структуры: толщина подложки $h_d = 0,5$ мм, ее относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 9,8$, расстояние от верхнего и нижнего экрана до поверхности подложки $h_a = 5$ мм, ширина полосковых проводников $w = 0,12$ мм и $W = 6,5$ мм, их длина $l_1 = 19$ мм и $l_2 = 7,22$ мм, зазор $S = 0,25$ мм.

Представленная конструкция ФВЧ соответствует фильтру на сосредоточенных элементах первого порядка с одним нулем коэффициента передачи в полосе заграждения, частота ω_z которого определяется выражением

$$\omega_z = \omega_0 K_C, \quad (1)$$

где $K_C = \sqrt{2C_{12}/(C_1 + 2C_{12})}$ – численный коэффициент, отражающий величину емкостной связи входа и выхода, а $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_1C_1}$ – собственная резонансная частота цепи при заземленном входе и выходе. С практической точки зрения важно, что частота нуля коэффициента передачи пропорциональна коэффициенту K_C , который может изменяться в широких пределах варьированием зазора S . Это позволяет осуществлять глубокое подавление помех на нужных частотах в полосе заграждения фильтра.

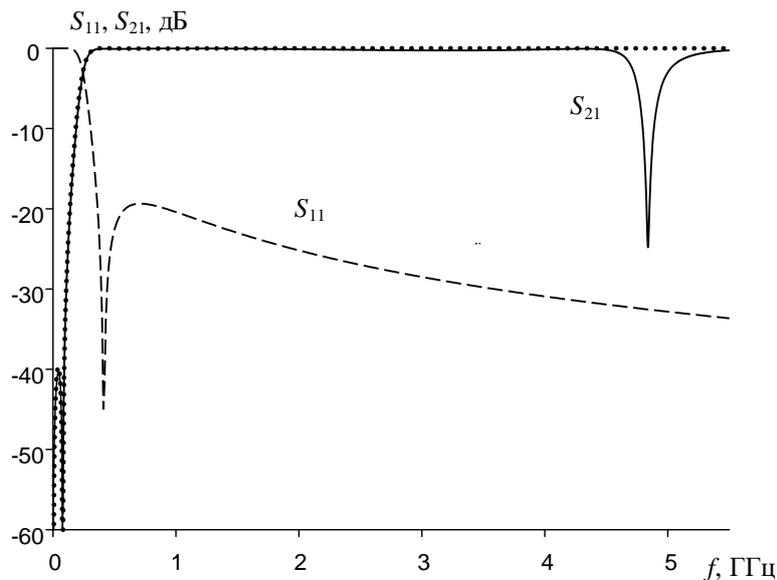


Рис. 2. Сравнение АЧХ исследуемого ФВЧ, полученное на основе эквивалентной схемы (точки) и электродинамическим анализом 3D-модели (сплошная линия). Штриховой линией показана частотная зависимость коэффициента отражения эквивалентной схемы

Из представленных зависимостей видно, что предложенная конструкция ФВЧ имеет высокую крутизну склона АЧХ и широкую полосу пропускания, которая простирается от 0,25 ГГц до почти 5 ГГц. Проведенные исследования показали, что на основе представленной конструкции могут быть разработаны ФВЧ второго и более высоких порядков, обладающих значительно лучшими селективными свойствами. Отличительной особенностью таких ФВЧ является то, что количество нулей коэффициента передачи, наблюдаемых на их АЧХ, равно порядку фильтра.

Таким образом, в работе исследована новая миниатюрная конструкция ФВЧ на подвешенной подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников, обладающая высокими частотно-селективными свойствами и перспективная для применения в составе сверхширокополосных ППФ, которые благодаря наличию близкорасположенных к полосе пропускания нулей коэффициента передачи имеет высокую крутизну склонов АЧХ.

Список литературы

1. Патент RU №2715358. Высокоселективный полосковый фильтр верхних частот / Б. А. Беляев [и др.]. Оpubл. 26.02.2020. Бюл. № 6.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ С ВХОДНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ КАНАЛОВ В МИКРОПОЛОСКОВОМ ДИПЛЕКСЕРЕ

**А.О. Афонин¹, И.В. Говорун¹, Ан.А. Лексиков¹, А.А. Лексиков¹,
А.М. Сержантов^{1,2}, А.В. Угрюмов¹**

¹Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН,
660036, г. Красноярск, Академгородок 50, стр. 38
E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

²Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: cubicus@mail.ru

Исследованы коэффициенты связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере. Каналы диплексера представляют собой двухзвенные фильтры, а согласующая цепь – это прямой отрезок микрополосковой линии, помещенной между входными резонаторами каналов. Общий порт подключен к наружному концу отрезка, а его второй конец разомкнут. Исследования проводились теоретически, с помощью компьютерной программы, разработанной на основе математических выражений, полученных с помощью одномерных моделей и квазистатического приближения.

Диплексеры являются важнейшими устройствами в различных двухполосных системах, в таких как, например, навигационные системы GLONASS/GPS. Основная проблема, с которой приходится сталкиваться разработчикам диплексеров, – это согласование общего входа (порта) с фильтрами каналов. Несколько основных способов используется для решения этой проблемы. В полосковой технологии к ним можно отнести комбинацию фильтров нижних частот (ФНЧ) и верхних частот (ФВЧ) [1] либо комбинацию ФНЧ и полосно-пускающего фильтра (ППФ). Часто в качестве согласующей цепи используется T - (или Y -) разветвление [2]. Также известен способ, основанный на использовании общего для обоих каналов двухмодового резонатора, чья первая мода настроена на частоту низкочастотного (НЧ) канала, а вторая – на частоту высокочастотного (ВЧ) [3].

Постоянной тенденцией в разработке микрополосковых устройств является их миниатюризация – часто именно ими в значительной мере определяются размеры аппаратуры. В последние 2–3 года появился ряд работ, в которых описаны диплексеры, использующие простой отрезок микрополосковой линии (МПЛ) в качестве согласующей цепи, один конец которого является общим портом, а второй – разомкнут. Этот отрезок связан электромагнитно с входными резонаторами каналов [4]. Оче-

видно, что такое решение является перспективным с точки зрения миниатюризации устройства. Наиболее эффективным способом уменьшения микрополосковых устройств является применение в них подложек с высоким ($\gg 10$) значением относительной диэлектрической проницаемости. В этой статье мы рассматриваем микрополосковый диплексер на подложке с $\epsilon = 80$, в котором в качестве согласующей цепи (СЦ) используется простой отрезок микрополосковой линии (МПЛ) и приводим результаты исследования влияния параметров СЦ на коэффициенты связи между СЦ и входными резонаторами каналов. Подобные данные неопределимы при разработке диплексера. Результаты проведенных исследований показали, что вопреки ожиданиям можно разрабатывать микрополосковые диплексеры с простейшей СЦ на подложках с высоким значением ϵ и относительной полосой пропускания каналов 10 % и более.

На рис. 1 приведена топология исследуемого диплексера и его структурные параметры, а на рис. 2 показана его амплитудно-частотная характеристика, полученная по результатам моделирования при следующих параметрах структуры: подложка с $\epsilon = 80$, толщиной $h_d = 2$ мм и поперечными размерами $16 \times 25,5$ мм; $R1$ и $R2$ – это полосковые проводники резонаторов, формирующих фильтр НЧ-канала, их длина 17,25 мм и 16,0 мм соответственно; $R3$ и $R4$ – полосковые проводники резонаторов, формирующих фильтр ВЧ-канала, их длина 13,0 мм и 12,8 мм соответственно; СЦ – полосковый проводник согласующей цепи, его длина 15,0 мм и ширина 0,2 мм; $s = 1,3$ мм – расстояние между входными резонаторами каналов; зазор между СЦ и $R2$ равен 0,7 мм; расстояние между резонаторами НЧ-канала $S1 = 3,0$ мм, а расстояние между резонаторами ВЧ-канала $S2 = 3,7$ мм; длина области перекрытия СЦ и входных резонаторов $l_{ov} = 8,5$ мм. Полосковые проводники, подключающие порты 2 и 3, имеют размеры $2,0 \times 0,2$ мм. Точка подключения порта 2 локализована на расстоянии 5,8 мм от нижнего конца резонатора в НЧ-канале и 4,55 мм от верхнего конца резонатора в ВЧ-канале. Все резонаторы выровнены по нижнему концу.

Из рис. 2 могут быть получены следующие параметры АЧХ: центральные частоты 1218 МГц и 1596 МГц, а относительная ширина полосы пропускания 10,4 % и 7,6 % НЧ- и ВЧ-каналов соответственно.

Хотя примененная согласующая цепь очень проста, тем не менее очень полезно с точки зрения проектирования знать, как ее параметры влияют на взаимодействие с входными резонаторами каналов. С этой целью мы исследовали коэффициенты связи СЦ с входными резонаторами каналов в зависимости от ее параметров, отдельно в субструктуре «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и субструктуре «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». В результате получены зависимости коэффициента

связи k с входными резонаторами каналов от длины и ширины проводника СЦ. Также изучено влияние длины области перекрытия l_{ov} на коэффициент k .

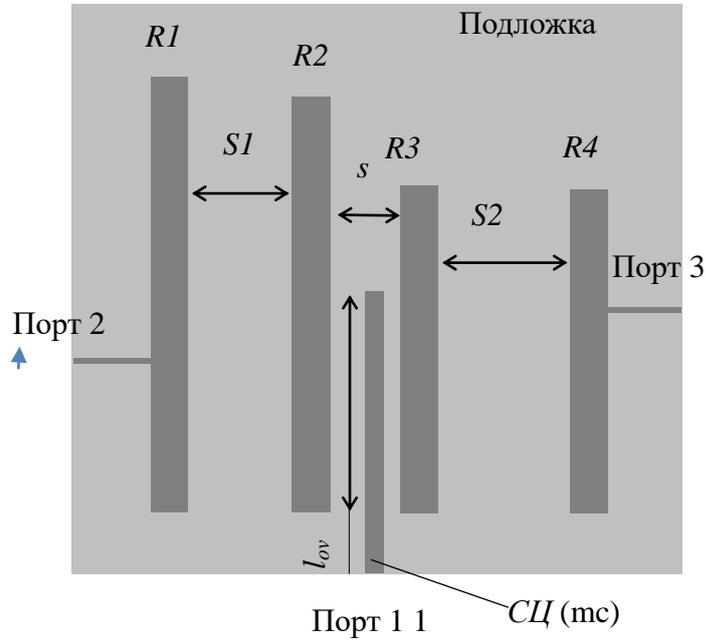


Рис. 1. Топология диплексера с обозначениями структурных параметров

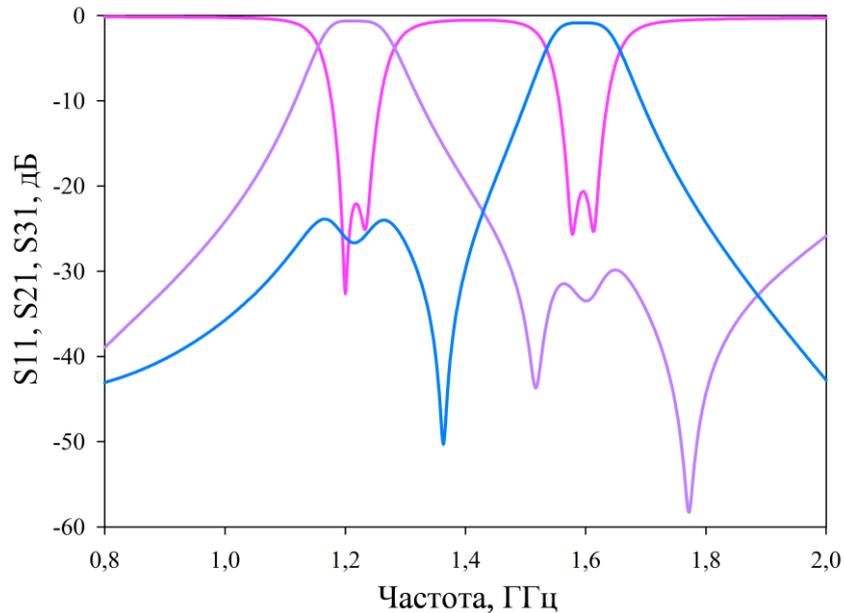


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика диплексера

Исследования проводились теоретически с использованием понятия частотно-зависимых коэффициентов связи пары взаимодействующих резонаторов, которые рассчитывались на основе энергетического подхода, описанного ранее в работах [5; 6]. В этом методе рассчитывается электромагнитная энергия, запасаемая резонаторами совместно и по отдельности, и затем вычисляются коэффициенты связи. Электромагнитная энергия рассчитывается с использованием распределения амплитуд высокочастотных токов и напряжений по длине проводников, которые, в свою очередь, определяются из системы линейных уравнений, получаемых из формулы волны (1) при условиях сохранения заряда и непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков.

На рис. 3 и 4 приведены схематические изображения субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» соответственно, а также их одномерные модели.

Для построения 1-D модели микрополосковая субструктура разбивается на отрезки многосвязанных и одиночных линий, как это показано штрихованными линиями на рис. 3 и 4. И таким образом, субструктура НЧ состоит из двух одиночных линий и двух двухсвязанных линий. То же самое можно сказать и о субструктуре ВЧ. Отрезки линий соединены последовательно. В модели учтены концевые емкости разомкнутых концов отрезков.

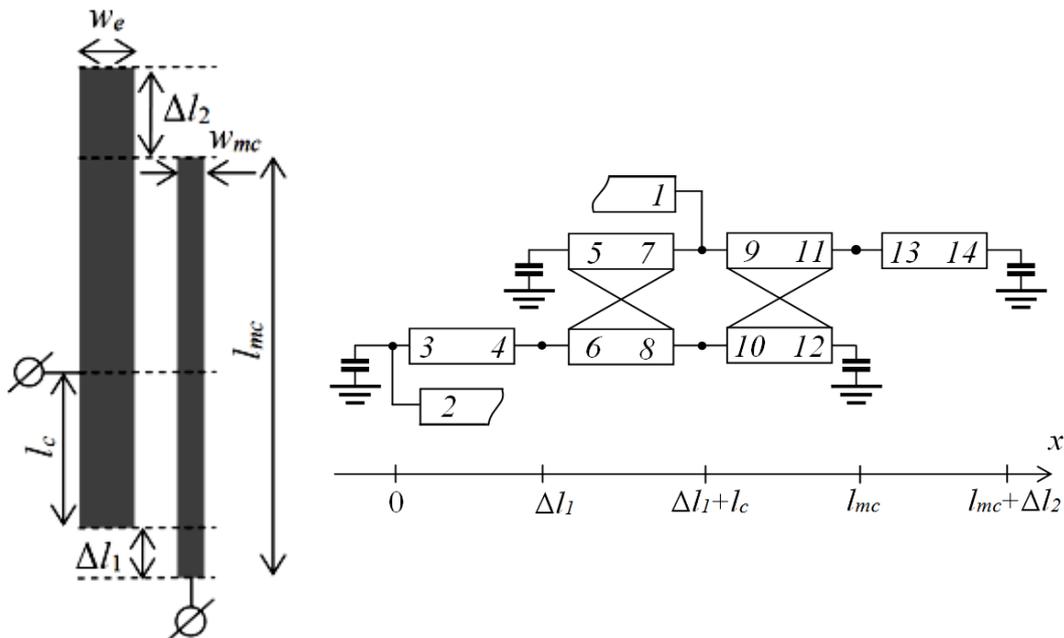


Рис. 3. Топология субструктуры «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и ее одномерная модель

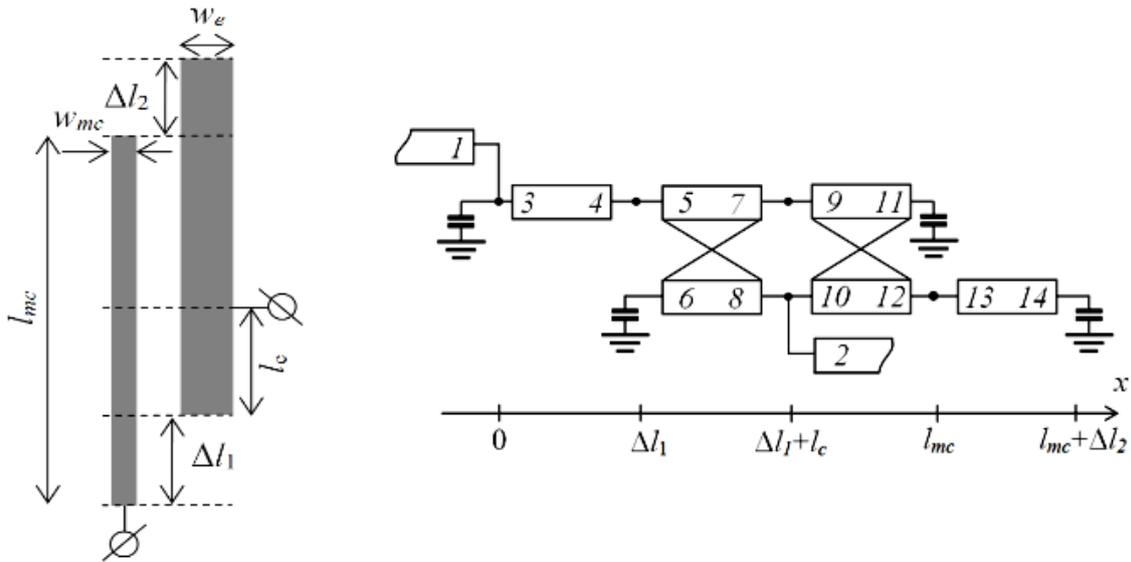


Рис. 4. Топология субструктуры «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» и ее одномерная модель

Для этих моделей из решения волнового уравнения (1) при условии сохранения заряда и непрерывности напряжения на концах всех отрезков проводников были получены две системы линейных уравнений. Эти системы, связывающие амплитуды проходящих и отраженных волн с амплитудой падающей волны, позволяют вычислить амплитудно-частотные характеристики, а также распределения токов и напряжений в проводниках. В вычислениях рассматривались только волны основного типа, а параметры одиночных и связанных линий рассчитывались на основе квази-ТЕМ приближения.

Токи I_i и напряжения U_i в i -м проводнике сегмента связанных микрополосковых линий искались в форме решения волнового уравнения:

$$\begin{aligned}
 I_i(x, t) &= \sum_{j=1}^n I_{ij} \left[X_j e^{ikx} + X_{n+j} e^{-ikx} \right] e^{-i\omega t} \\
 U_i(x, t) &= \sum_{j=1}^n U_{ij} \left[X_j e^{ikx} - X_{n+j} e^{-ikx} \right] e^{-i\omega t}, \quad (1)
 \end{aligned}$$

здесь x – координата, t – время, ω – частота, n – номер полоскового проводника в сегменте связанных линий; X_j – относительная амплитуда j -й нормальной волны, I_{ij} , U_{ij} – амплитуды тока и напряжения j -й нормальной волны в i -м проводнике.

На рис. 3 и 4 прямоугольниками обозначены полосковые проводники в сегменте связанных и одиночных отрезков МПЛ. Кресты в форме

«X» обозначают связи. Патчи 1 и 2 на схеме означают входную и выходную линии передачи. Для каждой секции связанных МПЛ введено собственное начало координаты x , которое помещается на левом краю секции. Это означает, что амплитуды всех нормальных волн X_{ij} устанавливаются на левом краю секций, а на правом краю они будут иметь соответствующие набегу фазы. Для определенности считается, что положительное направление тока совпадает с направлением оси x .

Числами в прямоугольниках задана непрерывная нумерация нормальных волн во всех сегментах связанных МПЛ. Числа, расположенные в левой части прямоугольников, – это номера нормальных волн, распространяющихся в положительном направлении x , а справа – это номера волн, распространяющихся в противоположном направлении. Отметим, что хотя номер каждой из волн фигурирует только в одном из прямоугольников, волны с таким номером распространяются во всех n связанных проводниках одновременно. Амплитуды X_j всех пронумерованных волн ($j = 1, \dots, 12$) считаются неопределенными и должны быть найдены в результате вычислений. Амплитуда падающей волны считается заданной. Система линейных алгебраических уравнений для нахождения всех пронумерованных амплитуд нормальных волн была найдена из выражения (1) и условий равенства сумм входящих сумме выходящих токов в точках соединения проводников, а также равенства напряжений в каждой паре проводников с разных сторон от точки их соединения. Полное число уравнений для всех точек соединений равно числу искомым амплитуд нормальных волн. Решение системы дает амплитуды волн, отраженных от всех портов устройства, когда волна заданной амплитуды падает на один из портов, а на всех остальных портах падающие волны отсутствуют. Более того, система позволяет определить амплитуду любой волны в любом регулярном сегменте МПЛ, а использование этих амплитуд позволяет вычислить ток и напряжение в любой точке, любого проводника.

В качестве примера рассмотрим уравнения, соответствующие соединению 1-7-9 (рис. 3). Здесь I – это входной фидер, имеющий импедансе 50 Ом. Уравнение для токов:

$$\begin{aligned}
 & [I_{inc} + X_1] + I_{11} [X_5 e^{ik_1 l_m} + X_7 e^{-ik_1 l_m}] - I_{11} [X_9 + X_{11}] + \\
 & + I_{21} [X_6 e^{ik_2 l_m} + X_8 e^{-ik_2 l_m}] - I_{21} [X_{10} + X_{12}] = 0,
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где k_j – электрическая длина сегмента l_m (на частоте j -й волны).

Первое уравнение для напряжений получается из равенства напряжений в проводниках ($i = 1$) левого и правого сегментов МПЛ, соединенных в точке 1-7-9 (рис. 3):

$$U_{11}[X_5 e^{ik_1 l_m} - X_7 e^{-ik_1 l_m}] - U_{11}[X_9 + X_{11}] + U_{21}[X_6 e^{ik_2 l_m} - X_8 e^{-ik_2 l_m}] - U_{21}[X_{10} + X_{12}] = 0. \quad (3)$$

Уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на входной линии и сегменте МПЛ, находящемся справа точки 1-7-9 (рис. 3):

$$Z_0 [I_{inc} - X_1] - U_{11}[X_9 + X_{11}] - U_{21}[X_{10} + X_{12}] = 0. \quad (4)$$

После записи всех уравнений для всех точек соединения в сегментах связанных МПЛ в рассматриваемой секции полученная система линейных уравнений с комплексными коэффициентами решается численным методом Гаусса.

Таким образом, находим 12 неизвестных амплитуд X_i . Аналогичным способом находятся и решаются уравнения для ВЧ-канала.

Для нахождения частотно-зависимых коэффициентов связи, как сказано выше, использовался энергетический подход [5; 6]. Он был разработан для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов (МПР). Он постулирует коэффициент связи как отношение электромагнитной энергии, запасенной резонаторами совместно, к полной энергии, запасенной резонаторами. Поскольку распределение амплитуд СВЧ-токов и напряжений вдоль МПР зависит от частоты, их взаимодействие и коэффициенты связи тоже частотно-зависимы. Очевидно, что нет каких-либо физических причин, ограничивающих этот подход только резонаторами с одинаковыми резонансными частотами. Поэтому мы использовали его для определения коэффициентов связи согласующей цепи диплексера с входными резонаторами каналов диплексера.

Запишем выражения для энергий, запасаемых субструктурой НЧ-канала, используя токи, напряжения и погонные параметры L и C – погонные емкость и индуктивность. Они получатся интегрированием плотностей энергии по соответствующим отрезкам проводников. Магнитные и электрические энергии, запасаемые резонатором и проводником СЦ отдельно:

$$E_{1L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \quad E_{2L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_p} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx, \quad (5)$$

$$E_{1C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_p - \Delta_1} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{\Delta_2} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx, \quad (6)$$

$$E_{2C} = \frac{1}{2} \int_0^{\Delta_1} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_p - \Delta_1} (C_2 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx. \quad (7)$$

Магнитная и электрическая энергия, запасаемая резонатором и проводником СЦ совместно:

$$E_{12L} = \text{Im} \int_0^{l_p - \Delta_1} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx \quad E_{12C} = \text{Im} \int_0^{l_p - \Delta_1} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx. \quad (8)$$

Здесь звездочка (*) означает операцию комплексного сопряжения; L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , L_{12} , C_{12} – погонные индуктивности и емкости проводников резонатора и СЦ и их погонные взаимные индуктивность и емкость.

Окончательно частотно-зависимые коэффициенты индуктивной, емкостной и полной связи согласующей цепи с входным резонатором НЧ-канала выражаются формулой [6]:

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K},$$

$$k_C(f) = \frac{2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad (9)$$

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)}.$$

Здесь K – модуль коэффициента передачи по напряжению субструктуры НЧ-канала.

На основе приведенных математических выражений была написана компьютерная программа для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи k между СЦ и входными резонаторами каналов. Из этих зависимостей извлекались значения k , соответствующие центральным частотам каналов. Подобные зависимости рассчитывались для субструктур при вариации параметров СЦ. Такими параметрами являются l_{mc} – длина проводника СЦ (рис. 3, 4), w_{mc} – ширина проводника СЦ, l_{ov} – длина области перекрытия проводника СЦ и резонатора.

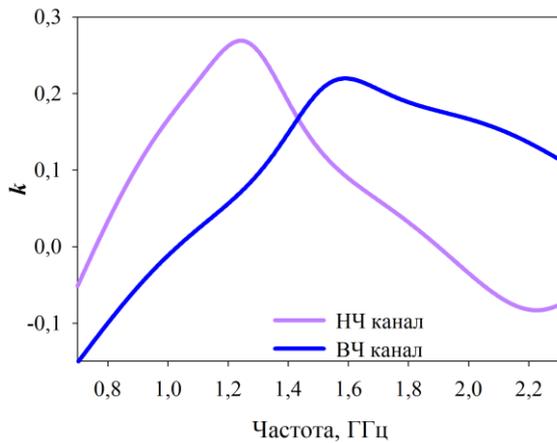


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента связи

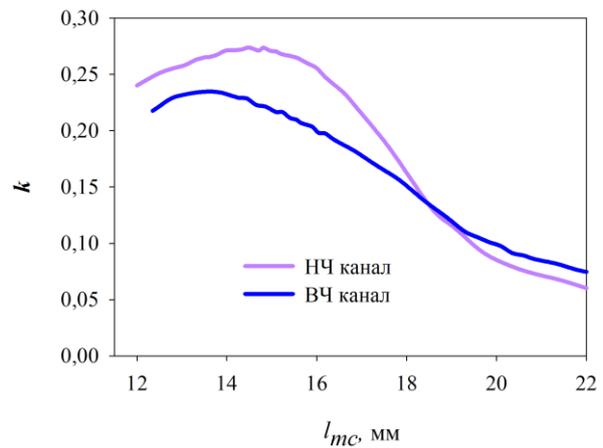


Рис. 6. Зависимости k связи от длины проводника согласующей цепи СЦ

На рис. 5 приведены рассчитанные частотные зависимости коэффициента связи k , соответствующие субструктурам с параметрами топологии, как в диплексере на рис. 1. Зависимости имеют максимумы, соответствующие центральным частотам каналов. Значения в этих максимумах и исследовались в зависимости от параметров согласующей цепи. На рис. 6 приведены зависимости коэффициента k от длины проводника согласующей цепи СЦ. Видно, что зависимости имеют широкие максимумы, и которые локализованы в близких по длине диапазонах $l_{mc} = 14$ – 16 мм. Это обстоятельство носит позитивный характер, так как при разработке диплексера можно применить СЦ, которая имеет практически максимальный коэффициент связи с обоими каналами.

На рис. 7 изображены зависимости коэффициента k от ширины проводника СЦ, w_{mc} . Здесь также коэффициенты имеют максимумы при близких значениях ширины проводника СЦ, $w_{mc} = 0,1$ – $0,2$ мм. Это, очевидно, тоже позитивный момент.

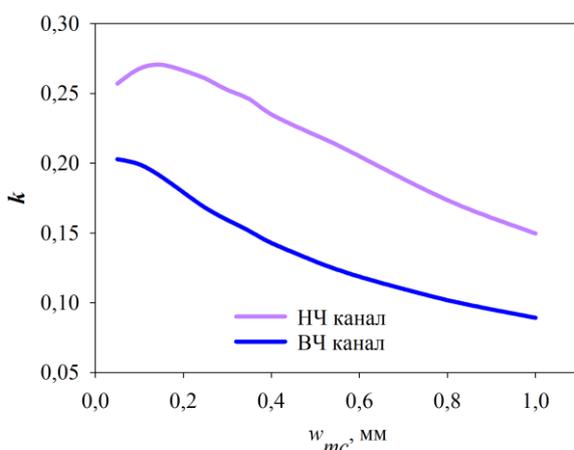


Рис. 7. Зависимость k связи от ширины проводника согласующей цепи СЦ

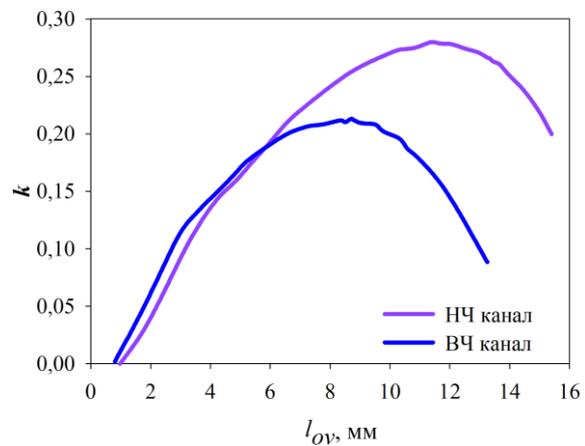


Рис. 8. Зависимость k связи от длины области перекрытия проводника СЦ и резонатора

На рис. 8 приведена зависимость k связи от длины области перекрытия проводника СЦ и резонатора. Здесь также имеются максимумы, положение которых довольно сильно различается, однако есть значения $l_{ov} = 8\text{--}10$ мм, где ВЧ-канал имеет максимум, а в НЧ-канале у k довольно большое значение. Кроме того, можно подстроить коэффициенты связи соответствующим смещением фильтров диплексера вдоль проводника СЦ.

Моделирование показало, что, используя результаты настоящего исследования, можно расширить рабочие полосы каналов как минимум в полтора раза.

Список литературы

1. Waheed U., Imtiaz A., Shafqat M. Suspended stripline diplexer design using low pass and high pass filters. in Proceedings of 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technologies (IBCAST) Islamabad, 2018, Pakistan, January 9–19. Pp. 850–852.
2. Lung-Hwa Hsieh, Kai Chang. New microstrip diplexers using open-loop ring resonators with two transmission zeros. *Microw. & Opt. Technol. Lett.*, March 2005, 44: 396–398.
3. C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, R.-B. Wu. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation. *IEEE TMTT*, 2006, V. 54, No 5, 1945–1952.
4. Xun Chen, Xi Yu, Sheng Sun. Design of high-performance microstrip diplexers with stub-loaded parallel-coupled lines. *Electronics letters*, 2017, V 53 No 15 1052–1054.
5. Belyaev BA, Laletin NV, Leksikov AA. Coupling coefficients of irregular microstrip resonators and frequency-selective properties of a two-section irregular-microstrip-resonator filter. *Journal of Communications Technology and Electronics*, January 2002, 47: 9–17.
6. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А. Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке // *Радиотехника и электроника*, 2010. Т. 55. № 12. С. 1426–143

НЕЛИНЕЙНЫЙ АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Б.А. Беляев², К.В. Молчанов¹

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: molchanoff12@mail.ru

²Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН,
660036, Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38

Паразитные колебания являются одной из основных проблем, стоящих перед разработчиком усилителей мощности СВЧ. Появление нежелательных колебаний зависит от схем смещения (линейная стабильность) и от динамической мощности, подаваемой на вход устройства (нелинейная стабильность). Возможность получения информации о стабильности усилителя на этапе проектирования является существенной особенно в случаях, когда регулировка после изготовления затруднительна или вовсе представляется невозможной. Поэтому является необходимым обеспечение вычислительными ресурсами разработчика при проектировании усилителя мощности для анализа стабильности. В статье рассмотрены основные аспекты методов анализа стабильности и проблемы их применения в реальных схемах. Исследованы причины появления колебаний, ведущих к самовозбуждению усилителя мощности, способ их определения и исключения еще на этапе проектирования. Большое внимание уделено принципу определения нулей и полюсов передаточной функции, при помощи которой можно оценить стабильность усилителя мощности, работающего в режиме большого сигнала. Представлены способы реализации линейного и нелинейного анализа стабильности в таких программных средах как AWR microwave office и IVCAD STAN.

При проектировании и расчете усилителей мощности СВЧ большое внимание следует обращать на обеспечение их устойчивости. Под устойчивостью системы понимают отсутствие в ней нарастающих во времени собственных колебаний, т.е. самовозбуждения. Коэффициент устойчивости и области устойчивости можно определить из малосигнальных S -параметров транзисторов, снятых экспериментально или рассчитанных на основе их конструктивных и электрофизических параметров.

На практике, как правило, для определения используют K -фактор (критерий Роллета), который не требует сложных построений графиков.

Применим данный критерий к транзистору *TGF2023-2-02 (Qorvo)*, использовав *AWR Design Environment 12 student edition*.

На рис. 1 представлены результаты расчета K -фактора.

Из полученных данных видно, что усилитель потенциально не стабилен на частотах выше 9,7 ГГц. Для того чтобы этого избежать необходимо добавить стабилизирующую цепь (рис. 2), таким образом коэффициент усиления уменьшится, но повысится стабильность транзистора (рис. 3).

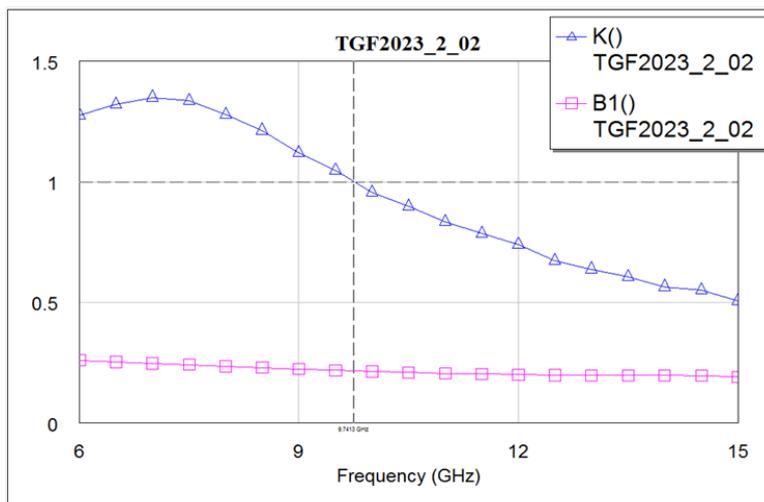


Рис. 1. K -фактор, $B1$ для транзистора TGF2023-2-02 в диапазоне частот 6-15ГГц

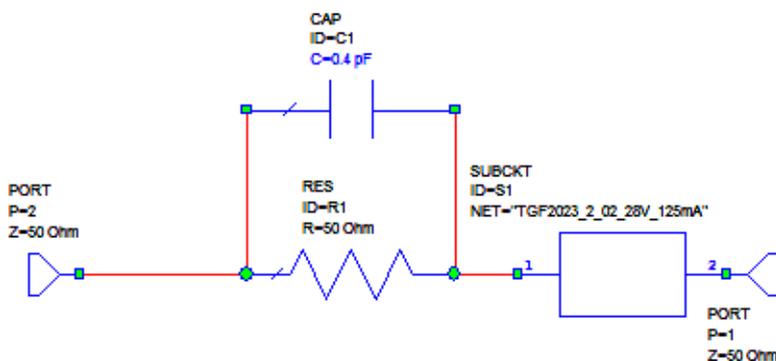


Рис. 2. Шунтирование емкостью входной цепи питания

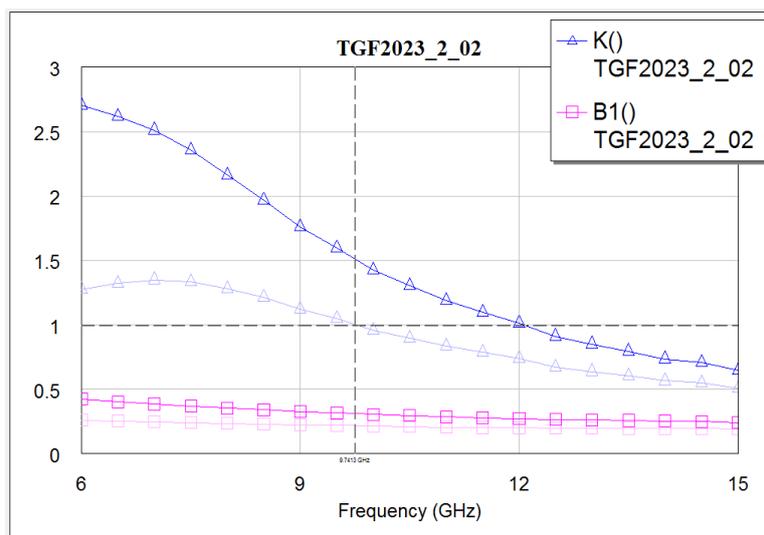


Рис. 3. K -фактор и $B1$ до и после шунтирования

Таким образом, можно считать, что стабильность усилителя на малом сигнале была повышена до 12 ГГц.

Критерий Роллета, или K -фактор, касается только устойчивости линейного двухпортового или линеаризованного контура вокруг устойчивого состояния постоянного тока. Стоит выделить, что критерий Роллета не является тестом стабильности. Это критерий стабильности, основанный на анализе отрицательного сопротивления. Он служит для того, чтобы сообщить, может ли цепь колебаться для некоторых значений пассивного источника и нагрузок (потенциальная нестабильность) или не будет ли цепь колебаться для каких-либо значений пассивного источника и нагрузки (безусловная стабильность). Критерий Роллета не может быть непосредственно применен для анализа безусловной устойчивости усилителя, работающего в режиме большого сигнала. При применении анализа стабильности к цепи, работающей на большом сигнале $P_{in} = 18 \text{ dBm}$ (рис. 4, 5).

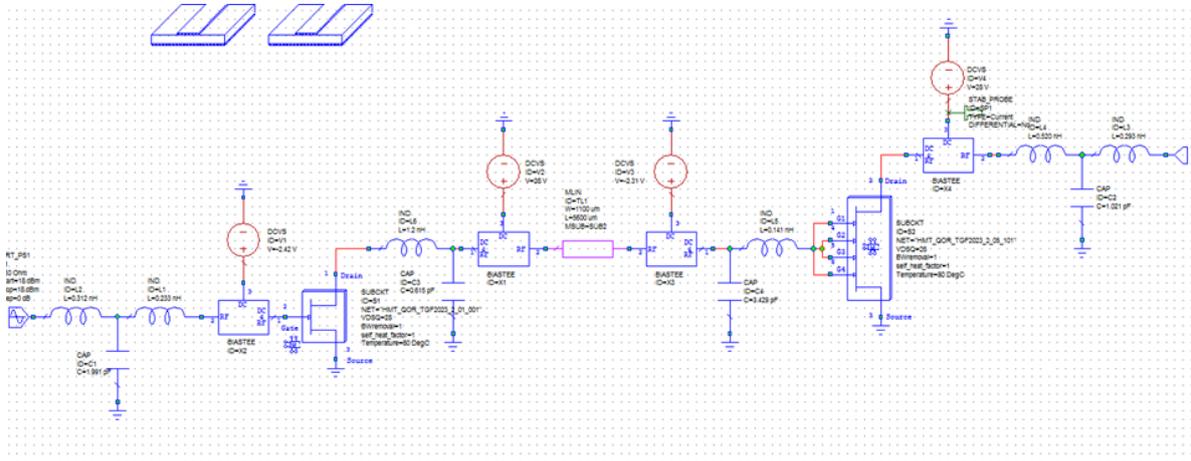


Рис. 4. Схема предварительного усилительного каскада

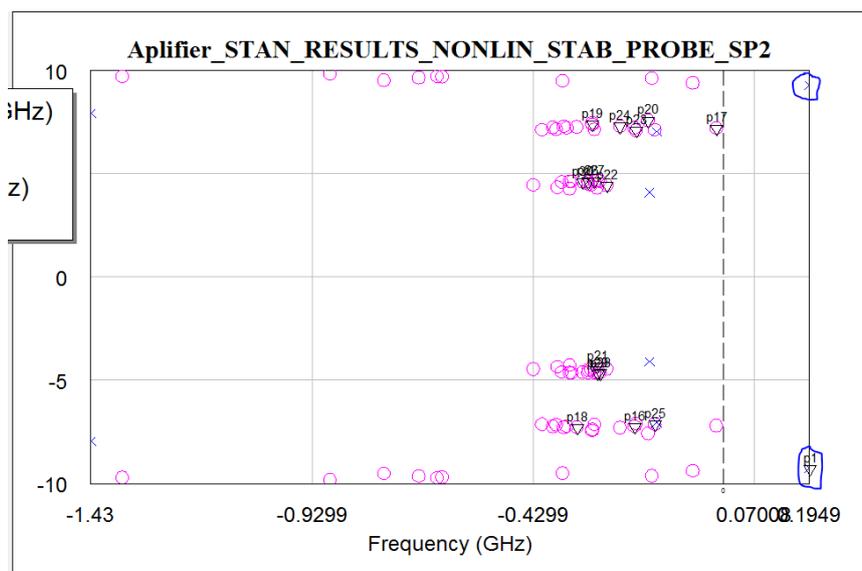


Рис. 5. Результаты анализа стабильности предварительного усилительного каскада при помощи STAN, встроенного инструмента в AWR MO

На данный момент разработаны различные методы нелинейного анализа стабильности усилителей мощности, но большинство из них не обеспечивают требуемую точность или же являются слишком сложными для использования в процессе промышленной разработки. Ниже в табл. 1 рассмотрены типы изучаемых автоколебаний.

Таблица 1

Типы автоколебаний

Тип колебаний	Проявление	Возникновение	Влияние
Внутренние	Если начать медленно увеличивать мощность входного сигнала, можно заметить появление паразитных частотных составляющих в определенном узком диапазоне частот, которые перемещаются с другой скоростью в противоположном направлении перемещения линии входного сигнала	Подобная ситуация возникает в случаях, когда либо не установлены должным образом развязывающие конденсаторы, которые препятствуют прохождению сигнала по схеме смещения, либо когда конденсаторы и соединительные линии образуют полуволновые резонаторы	Данный тип колебаний может негативно сказаться на выходных характеристиках усилителя, однако к повреждению прибора приводят редко
Параметрические	При параметрических колебаниях может наблюдаться быстрое падение мощности выходного сигнала, обычно на 1–3 дБ	Схема должна содержать элемент с высокой нелинейностью, по крайней мере один резонатор с высокой добротностью, который необходим для циркуляции холостого тока, и еще один дополнительный резонанс	Данный тип колебаний представляет опасность в первую очередь для активных приборов
В схеме смещения	Нарушают нормальную работу усилителя	Возникают на низкой частоте из-за паразитных связей в схеме смещения	В этом случае схема смещения может стать частью резонансного контура, в результате пиковое напряжение может достигать удвоенного значения напряжения питания

Автоматическая процедура идентификации нулей и полюсов позволяет обрабатывать большое количество индивидуальных идентификаций. Это дает возможность использовать принцип «полюс-ноль» для многомерного анализа стабильности большого сигнала.

Определение частотной характеристики цепи, получение передаточной функции и соответствующих ей нулей и полюсов. Отслеживание положения критических полюсов цепи позволяет лучше понять ее динамику и выяснить, какой из параметров влияет на устойчивость.

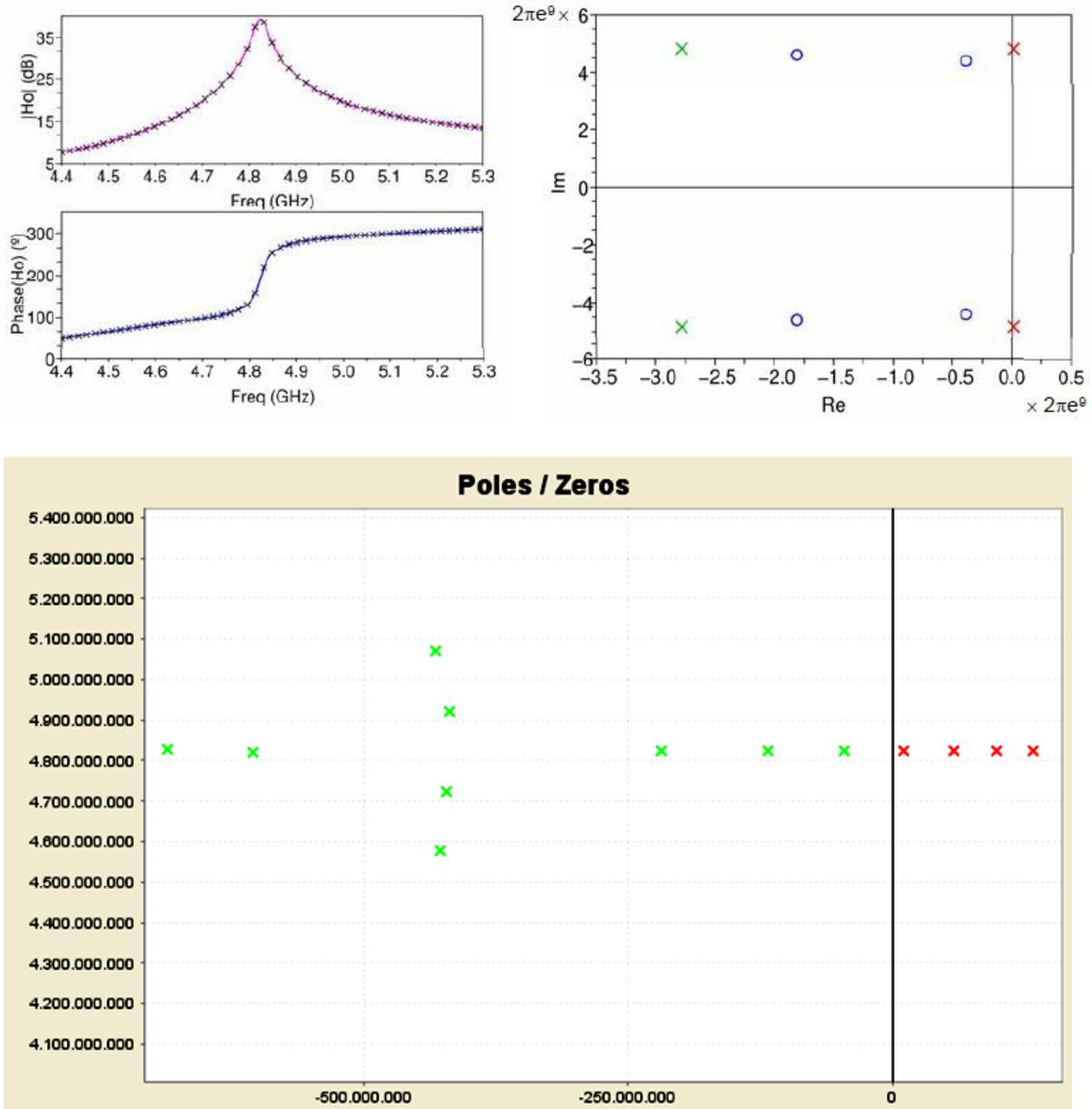


Рис. 6. Результаты вычислений передаточной функции и анализ соответствующих ей нулей и полюсов в среде IVCAD STAN (компании Amcad Engineering)

На рис. 6 расчет указывает нам на наличие полюсов неустойчивости на частоте 4,8 ГГц, стоит напомнить, что рабочая полоса частот разрабатываемого усилителя 4,4–5,0 ГГц. При этом использование K -фактора данную неустойчивость не выявило.

Принцип работы с IVCAD STAN заключается в следующем:

1) создание электрической схемы усилителя мощности в ADS Keysight;

2) получение передаточной характеристики в формате touchstone;

3) представление диаграммы нулей и полюсов;

4) определение полюсов неустойчивости;

5) подсказка с возможным решением неустойчивости.

Таким способом разработчик может оценить устойчивость схемы усилителя мощности на этапе ее моделирования. Однако в рассмотренных примерах схем использовали поведенческие большесигнальные модели транзисторов иностранного производства. К сожалению, очень редкие случаи, когда отечественный производитель может предоставить такую модель своего транзистора разработчику усилителя мощности, что делает невозможным применение метода анализа устойчивости при помощи программных сред как AWR MO и STAN IVCAD.

Список литературы

1. Generalized Stability Criteria for Power Amplifiers Under Mismatch Effects Al-mudena Suárez ; Franco Ramírez ; Sergio Sancho IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (Volume: 63 , Issue: 12 , Dec. 2015)

2. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. 4-е изд., перераб. и доп. СПб: Изд-во «Профессия», 2004. С. 131–148.

ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ НА НЕПЛОСКИХ ПОВЕРХНОСТЯХ

С.В. Балландович, Л.М. Любина, М.И. Сугак

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5
E-mail: lmyubina@etu.ru

Рассматриваются конструкции, особенности синтеза, расчетные и экспериментальные характеристики ОАР на неплоских поверхностях: уголковой и ОАР с пространственно разнесенными конструктивными элементами. Конструкции приведены для рефлекторов на основе гантельного крестообразного элемента. Относительная полоса рабочих частот по уровню -3 дБ относительно максимального значения КНД для уголковой ОАР составила 19,6 % при максимальном КНД в 31,2 дБ и размере апертуры $20\lambda \times 20\lambda$. Для ОАР с пространственным разнесением элементов измеренная относительная полоса рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального КУ составляет 18 % с максимальным значением КУ в 27,7 дБ. Для ОАР с пространственным разнесением элементов, ориентированной для размещения на ступенчатых поверхностях, -7 % с максимальным значением КУ в 26,2 дБ соответственно.

Зеркальные антенны (ЗА) и отражательные антенные решетки (ОАР) в настоящее время остаются самым распространенным способом реализации излучателей с карандашной диаграммой направленности (ДН) для систем спутниковой связи [1; 2]. Так, ЗА являются более дешевыми при массовом производстве и обладают более широкой полосой рабочих частот, ОАР же позволяют сравнительно легко синтезировать ДН специальной формы. Однако плоский рефлектор ОАР также является и причиной возникновения фазовых ошибок, что приводит к существенному сужению полосы рабочих частот этого типа антенн. При этом, в ряде случаев при эксплуатации плоский профиль ОАР и параболический ЗА оказываются равно неприменимыми.

Одним из возможных способов комбинации преимуществ обоих типов антенн является синтез ОАР на неплоских поверхностях. Такие ОАР будут выступать своего рода аппроксимацией ЗА, где фазовые ошибки будут частично компенсированы за счет пространственного разнесения конструктивных элементов антенны.

В рамках данной работы авторами приводятся конструкции и как расчетные, так и экспериментальные характеристики ОАР на неплоских поверхностях (рис. 1, 2). Несмотря на то, что результаты представлены для щелевых рефлекторов, рассмотренные здесь особенности синтеза также могут быть обобщены и на печатные ОАР.

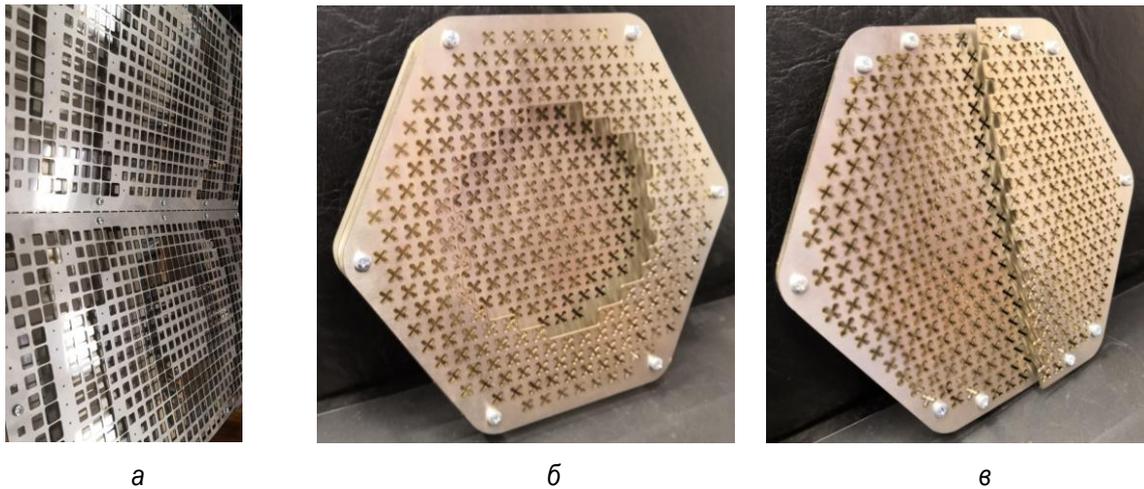


Рис. 1. Макеты неплоских цельнометаллических ОАР

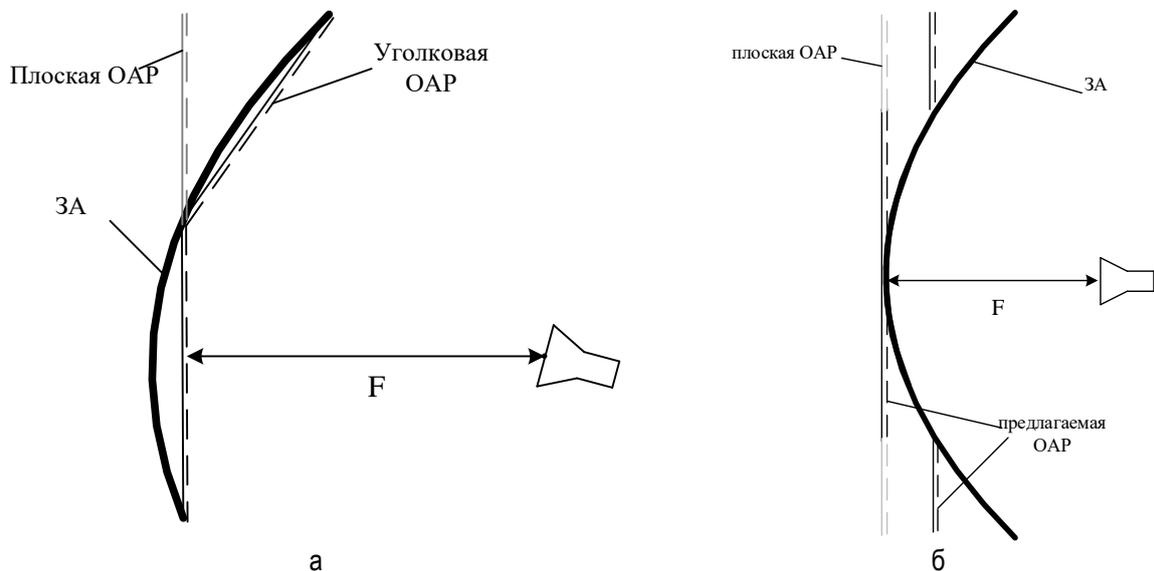


Рис. 2. К принципу построения: а – угловой ОАР; б – ОАР с пространственным разнесением элементов

В простейшем случае аппроксимация ЗА возможна двумя панелями, соединенными друг с другом (рис. 2, а). Для печатных ОАР данный метод позволил достичь расширения полосы рабочих частот [3].

На примере синтезированной цельнометаллической однослойной ОАР на основе гантельного крестообразного элемента [4] рассмотрено увеличение полосы рабочих частот для щелевых ОАР при переходе к угловой форме. Оптимизация по частоте для угловой ОАР производилась по методике, описанной в [5], в диапазоне – 10,5–12,5 ГГц при периоде решетки – $0,62\lambda$, расстоянии до экрана – $0,7\lambda$, длине плеча щели – $0,4\lambda$. Размер апертуры полученной ОАР составляет $20\lambda \times 20\lambda$ при рассто-

янии от облучателя $F = 20\lambda$, угле наклона секции – $18,258^\circ$. Сравнение проводилось с ЗА соответствующих размеров, а также с плоскими щелевыми ОАР на основании аналогичной ячейки Флоке и оптимизированными в диапазонах частот 10,5–12,5 ГГц, 11,5–12,5 ГГц, на частоте 11,5 ГГц.

Полученные численным методом в пакете ANSYS HFSS частотные зависимости КНД для представленных ОАР и ЗА приведены на рис. 3. Здесь видно, что уголковая ОАР обладает существенно большей полосой рабочих частот по сравнению с плоскими аналогами. Относительные полосы рабочих частот по уровню -3 дБ относительно максимального значения КНД составили:

19,6 % при максимальном КНД в 31,2 дБ для уголковой ОАР;

13,6 % при максимальном КНД в 30,1 дБ для плоской ОАР, оптимизированной в диапазоне частот 11,5–12,5 ГГц;

10,7 % при максимальном КНД в 30,5 дБ для плоской ОАР, оптимизированной на частоте 11,5 ГГц;

Плоская ОАР, оптимизированная в диапазоне частот 10,5–12,5 ГГц при этом не представляет практического интереса из-за крайне низкого КПД. Однако сравнение кривых 3–5 по рис. 3, а, также показывает, как меняется эффективность алгоритма оптимизации [5]: в случае плоской ОАР удовлетворительные частотные зависимости КНД удалось получить только в пределах частотного диапазона меньше 11,5–12,5 ГГц.

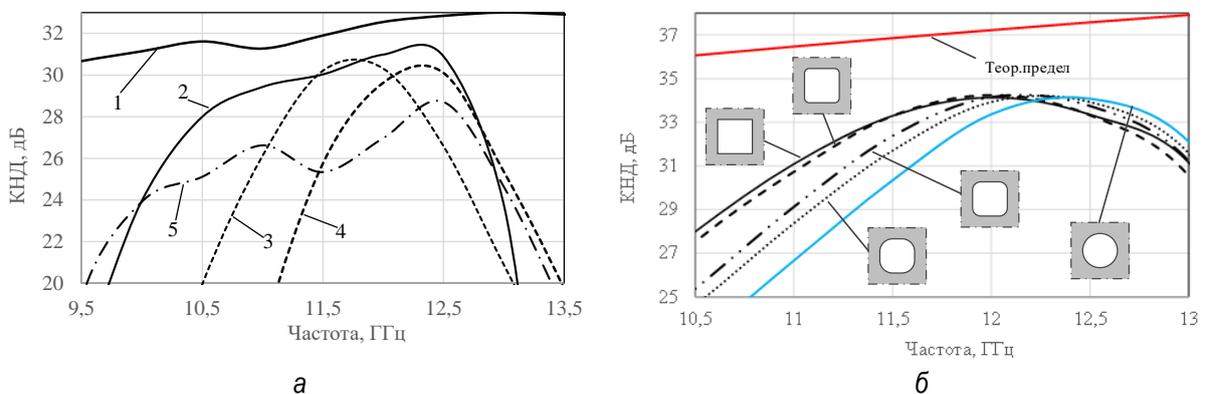


Рис. 3. Частотные зависимости КНД: а) 1 – ЗА, 2 – уголковой ОАР на основе гантельного крестообразного элемента, оптимизированной в полосе частот 10,5–12,5 ГГц, 3 – плоской ОАР на основе гантельного крестообразного элемента, оптимизированной на частоте 11,5 ГГц, 4 – плоской ОАР на основе гантельного крестообразного элемента, оптимизированной в полосе частот 11,5–12,5 ГГц, 5 – плоской ОАР на основе гантельного крестообразного элемента, оптимизированной в полосе частот 10,5–12,5 ГГц; б) уголковой ОАР на основе щелевого элемента, при квадратной сетке разбиения

При изготовлении ОАР большой апертуры немаловажную роль играет технологичность производства. В случае с щелевыми ОАР элемент сложной формы, как например гантельный крестообразный, может дать

дополнительную степень свободы при оптимизации для улучшения характеристик антенны, однако погрешность при изготовлении также может внести дополнительные потери, а загрязнения и деформация при эксплуатации – к искажению характеристик антенны. Более простой квадратный или круглый элемент также позволяет достичь КИП для уголкового ОАР порядка -3 дБ (рис. 3, б). При этом, если квадратный элемент позволяет достичь большей полосы рабочих частот, то круглый – является более приемлемым с точки зрения эксплуатации. Компромиссным решением в данном случае является квадратный элемент со скругленными углами. Изготовленный макет ОАР на основе квадратного щелевого элемента со скругленными углами приводится на рис. 1, а.

На рис. 4 и проведено сравнение экспериментальной и полученной на основании электродинамического моделирования частотных зависимостей КНД уголкового ОАР на основе квадратного элемента со скругленными углами, где наблюдается хорошее совпадение экспериментальных и численных данных. Измеренные ДН в полосе рабочих частот в горизонтальной и вертикальной плоскости приводятся на рис. 5, а, б соответственно. Ухудшение качества ДН в вертикальной плоскости связано с элементами крепления.

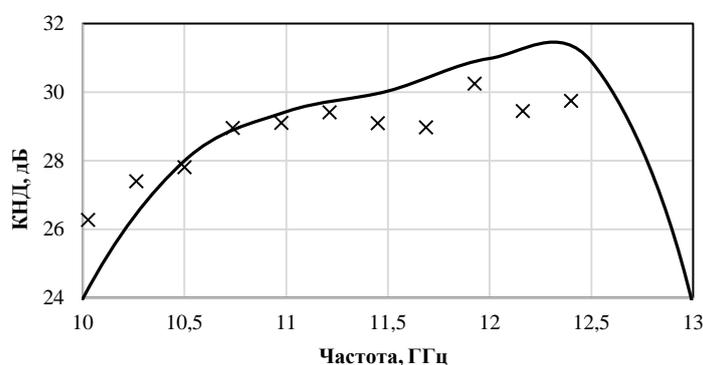


Рис. 4. Измеренные (маркеры) и полученные на основании расчета F1-методом (сплошная линия) частотные зависимости КНД уголкового ОАР на основе квадратного щелевого элемента со скругленными углами

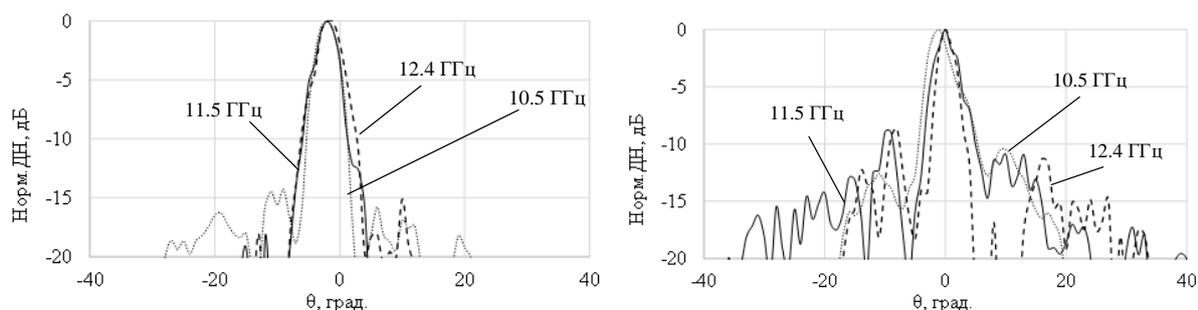


Рис. 5. Измеренные нормированные ДН в полосе рабочих частот уголкового ОАР на основе квадратного щелевого элемента со скругленными углами: а – горизонтальной плоскости; б – вертикальной плоскости

Еще одним возможным способом аппроксимации параболического рефлектора является пространственное разнесение параллельных друг другу фазокорректирующих слоев ОАР. Идея предлагаемого решения иллюстрируется на рис. 2, б. Рассмотрим подробнее данный эффект на примере ОАР на основе гантельного крестообразного элемента. Для этого сравним характеристики ОАР на основе однослойного гантельного крестообразного элемента и периоде решетки в $0,59\lambda$, при треугольной сетке разбиения, расстоянии до экрана – 9 мм, длине плеча щели $0,37\lambda$ с ОАР на основе аналогичного элемента, но с пространственным разнесением слоев. При этом размеры раскрыва, облучатель и отношение F/D одинаковы в обоих случаях.

Частотные зависимости КУ и УБЛ для исследуемых ОАР, полученные численно ФН-методом, приводятся на рис. 6, а, б. Центральная частота принята равной 21 ГГц. Из представленных графиков видно, что при переходе к ОАР с пространственным разнесением слоев и сохранении геометрии ячейки происходит расширение полосы рабочих частот по уровню -3дБ от максимального значения КУ с 9 % до 15,5 % при большем уровне УБЛ как на частоте расчета (21 ГГц), так и в полосе рабочих частот.

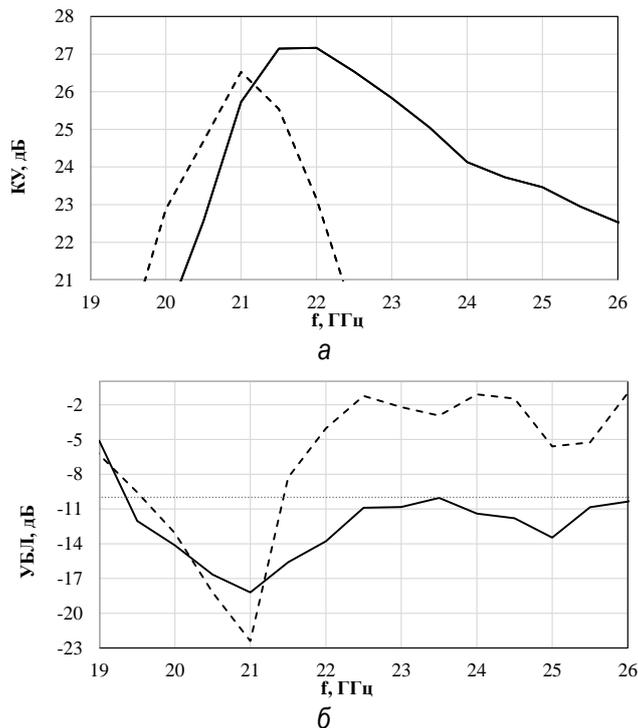


Рис. 6. Частотные зависимости КУ и УБЛ

Еще один возможный способ применения учета фазы отраженного поля при пространственном разнесении слоев ОАР – создание ОАР со ступенчатой поверхностью отражения для применения на сложных по-

верхностях. В данном случае учет задержки фазы между слоями позволяет не расширить полосу рабочих частот, но обеспечить корректную трансформацию сферического поля падающей волны в плоский фронт отраженной волны.

Изготовленные макеты ОАР с пространственным разнесением конструктивных элементов приведены на рис. 1, б, в. Для обоих макетов наблюдается хорошее совпадение экспериментальных и численных данных. Для ОАР (рис. 1, б) измеренная относительная полоса рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального КУ составляет 18 % с максимальным значением КУ в 27,7 дБ. Для ОАР (рис. 1, в) – 7 % с максимальным значением КУ в 26,2 дБ.

Таким образом, показано, что для щелевых ОАР переход к неплоским рефлекторам позволяет достичь как расширения их полосы рабочих частот, так и улучшения эксплуатационных характеристик.

Предложен способ компенсации фазовых ошибок на раскрые ОАР за счет пространственного разнесения ее элементов, что позволяет расширить полосу рабочих частот, а также синтезировать ступенчатые раскрыты. На примере ОАР на основе гантельных крестообразных элементов показано, что при переходе к предложенной конструкции ОАР с пространственным разнесением слоев и сохранении геометрии ячейки происходит расширение полосы рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального значения КУ с 9 % (для случая классической однослойной ОАР) до 15,5 %. Кроме того, предложена конструкция ступенчатой ОАР с пространственным разнесением слоев, где за счет учета задержки фазы между слоями удается обеспечить корректную трансформацию сферического поля падающей волны в плоский фронт отраженной волны при сохранении сложной формы ОАР, пригодной для размещения на неплоских поверхностях.

Список литературы

1. Payam Nayeri, Fan Yang, and Atef Z. Elsherbeni. Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications, First Edition. John Wiley & Sons Ltd. 2018.
2. Обуховец В. А., Касьянов А. О. Микрорешетчатые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006. 240 с.
3. A. Bayat, V. Niyaraki, "Improvement in Reflectarray Antenna Bandwidth with Changing the Geometrical Shape", in Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 2, 2014, pp. 21-28.
4. M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, Y. G. Antonov and L. M. Liubina, "K-band slot reflectarray antennas," 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus), Moscow, 2018, pp. 516-520.
5. Increasing bandwidth of full-metal slot reflectarray antennas Mikhail Sugak, Svyatoslav Ballandovich, Grigory Kostikov, Lubov Liubina, Yury Antonov ITM Web Conf. 30 05023 (2019)

ПОСТРОЕНИЕ ФЕНОМЕНОЛОГИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОЛУВОЛНОВОЙ И ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ КВАДРИФИЛЯРНОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С МНОГОПРОВОДНЫМИ СПИРАЛЬНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ДЛЯ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КОМПЛЕКСОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

О.А. Белоусов, М.А. Кудряшов, М.А. Майоров

Тамбовский государственный технический университет
392000, Тамбов, ул. Советская, 106
Email: maximkudryashov969@gmail.com

Проведен анализ возможности применения метода построения феноменологической модели для проектирования антенных систем метеорологических станций. Описаны этапы построения феноменологической модели полуволновой и четвертьволновой квадрифилярной спиральной антенны, где каждый спиральный излучатель образован из нескольких проводников. Выведена результирующая диаграмма направленности квадрифилярного излучателя в аналитическом виде. На основе полученного выражения результирующей диаграммы направленности проведено компьютерное моделирование двух моделей излучателей.

В настоящее время обеспечение радиолокационных метеорологических комплексов требует своевременного обновления и улучшения антенных систем, входящих в данные комплексы. Для этого необходимо применять различные подходы и методы синтеза антенных систем. Существует достаточно много методов и подходов, направленных на синтез различных антенных структур, однако большинство из них используют в своей основе методы конечных элементов, натурного моделирования и методы, связанные со строгим решением электродинамических задач, а также использующие построение физической модели. Не всегда такие методы можно применить при разработке новых излучателей, так как они в первом случае достаточно громоздки в вычислениях, а во втором – требуют построения непосредственно физической модели. Предлагаемый в данной работе подход направлен на построение феноменологической модели излучателя.

Используя предлагаемые модели можно достаточно легко и оперативно синтезировать различные антенные структуры без сложных математических расчетов. Этот метод существенно сокращает время разработки новых антенных структур и позволяет портативно произвести оценку основных электродинамических характеристик излучателей, а в ряде случаев получить и геометрические параметры [1].

В качестве примера реализации данного подхода рассмотрим создание феноменологической модели спиральной антенны с многопроводными спиральными излучателями на основе квадрифилярного излучателя. В результате работы будут смоделированы излучатели двух видов: четвертьволновой и полуволновой. Оба излучателя будут работать в резонансном режиме. Для соблюдения условий резонанса на центральной частоте на концах спиральных излучателей имеются разные электрические режимы. Сами излучатели замкнуты с двух сторон, так как антенна функционирует как отрезок линии передачи, которая закорочена с двух сторон: роль одного короткозамыкателя выполняет основание антенны, а второго – переключка сверху [5].

Квадрифилярные спиральные антенны (КСА) широко известны как антенны, имеющие круговую поляризацию, хорошую направленность излучения, а также малые габаритные показатели. Так, КСА представляет из себя антенную систему, состоящую из четырех спиральных излучателей, сдвинутых относительно друг друга на 90° [1]. Роль возбuditеля спиральных излучателей на себя берут элементы питания, которые расположены на основании антенны. Напряжение на них формируются специальной схемой питания. В дальнейшем будут рассматриваться феноменологические модели КСА на основе многопроводных спиральных излучателей.

Для выполнения поставленной задачи необходимо получить результирующую диаграмму направленности квадрифилярного спирального излучателя в аналитическом виде. Это необходимо для того, чтобы во время компьютерного моделирования получить результаты, максимально приближенные к реальной физической модели.

Под понятием феноменологической модели квадрифилярной спиральной антенны будем понимать модель, которая верно показывает основные явления, происходящие в моделируемой антенне. Однако из-за того, что при моделировании учитываются не все параметры антенны, результат моделирования нельзя считать исключительно достоверным.

В данной вариации КСА спиральные излучатели состоят из нескольких проводников, намотанных по спирали, что должно позволить осуществить независимую настройку входного сопротивления антенны и облегчить ее согласование со схемой питания.

Чтобы облегчить процесс расчета диаграммы направленности примем наш излучатель за плоскую прямолинейную эквидистантную равноамплитудную антенную решетку, так как используются четыре идентичных спиральных излучателя на одинаковом расстоянии друг от друга. В таком случае для получения результирующей диаграммы направлен-

ности воспользуемся теоремой перемножения диаграмм направленности. Тогда результирующая ДН примет вид [3; 4]

$$F(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) f_c(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где $f_1(\theta, \varphi)$ – результирующая диаграмма направленности одного излучателя; $f_c(\theta, \varphi)$ – множитель антенной решетки.

Векторная ДН излучателя имеет вид

$$f_1(\theta, \varphi) = J_0(ka \sin\theta) \cos\theta, \quad (2)$$

где J_0 – функция Бесселя нулевого порядка; k – волновое число свободного пространства; a – радиус спирали.

Для определения множителя антенной решетки примем N_x и N_y за число излучателей в столбцах и рядах соответственно. Также примем D_x и D_y за расстояние между соседними излучателями по осям OX и OY . Здесь θ_x и θ_y являются углами, отсчитываемыми от точки наблюдения от осей OX и OY . Затем примем каждый столбец излучателей за линейную антенную решетку. Тогда множитель такой антенной решетки можно записать как

$$F_{Cx}(\theta_x) = \frac{\sin \left[\frac{N_x}{2} (kd_x \cos\theta_x - \alpha_x) \right]}{N_x \sin \left[\frac{1}{2} (kd_x \cos\theta_x - \alpha_x) \right]}, \quad (3)$$

В таком случае произведя эквивалентную замену каждого столбца плоской антенной решетки на излучатель с собственной ДН, которая совпадает с (3), мы получим линейную антенную решетку, которая будет ориентирована вдоль оси OY . Затем воспользовавшись теоремой о перемножении диаграмм направленности мы получим

$$F_C(\theta_x, \theta_y) = F_O(\theta_x) F_{Cy}(\theta_y), \quad (4)$$

где $F_O(\theta_x)$ – ДН излучателя; $F_{Cy}(\theta_y)$ – множитель антенной решетки, состоящей из излучателей. В таком случае $F_{Cy}(\theta_y)$ имеет вид

$$F_{Cy}(\theta_y) = \frac{\sin \left[\frac{N_y}{2} (kd_y \cos\theta_y - \alpha_y) \right]}{N_y \sin \left[\frac{1}{2} (kd_y \cos\theta_y - \alpha_y) \right]}. \quad (5)$$

Далее введем обозначение обобщенных угловых координат:

$$U_x = kd_x \cos\theta_x - \alpha_x; U_y = kd_y \cos\theta_y - \alpha_y. \quad (6)$$

Подставив (6) в (3) и (5) определим множитель плоской антенной решетки

$$F_C(U_x, U_y) = \frac{\sin\left(\frac{N_x U_x}{2}\right) \sin\left(\frac{N_y U_y}{2}\right)}{N_x \sin\left(\frac{1}{2} U_x\right) N_y \sin\left(\frac{1}{2} U_y\right)}. \quad (7)$$

Однако необходимо учитывать то, что множитель антенной решетки в сферической системе координат не является функцией углов θ_x и θ_y [1]. В таком случае необходимо определить связь между углами θ_x и θ_y и углами θ и φ . Если учесть, что $\cos\theta_x$ и $\cos\theta_y$ являются проекциями единичного вектора \vec{e}_0 [2], который ориентирован в направлении осей OX и OY , то получим

$$e_x^0 = \sin\theta_x; e_y^0 = \sin\theta_y. \quad (8)$$

Тогда, учитывая взаимосвязь между сферической и прямоугольной системами координат, можно выразить проекции единичного вектора \vec{e}_0 через углы θ и φ :

$$e_x^0 = \sin\theta \cos\varphi; e_y^0 = \sin\theta \sin\varphi. \quad (9)$$

Тогда, учитывая все вышесказанное, получаем выражение для множителя антенной решетки в сферической системе координат:

$$F_C(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left(\frac{N_x}{2} kd_x \sin\theta \cos\varphi - \alpha_x\right) \sin\left(\frac{N_y}{2} kd_y \sin\theta \sin\varphi - \alpha_y\right)}{N_x \sin\left(\frac{1}{2} (kd_x \sin\theta \cos\varphi - \alpha_x)\right) N_y \sin\left(\frac{1}{2} (kd_y \sin\theta \sin\varphi - \alpha_y)\right)}, \quad (10)$$

Теперь, определив множитель антенной решетки и подставив выражения (9) и (10) в выражение (1), получим результи-

рующую диаграмму направленности квадрифилярного спирального излучателя [1]:

$$F(\theta, \varphi) = (J_0(ka \cdot \sin\theta) \cdot \cos\theta) \times \frac{\sin\left(\frac{N_x}{2}kd_x \sin\theta \cos\varphi - \alpha_x\right)}{N_x \sin\left(\frac{1}{2}(kd_x \sin\theta \cos\varphi - \alpha_x)\right)} \frac{\sin\left(\frac{N_y}{2}kd_y \sin\theta \sin\varphi - \alpha_y\right)}{N_y \sin\left(\frac{1}{2}(kd_y \sin\theta \sin\varphi - \alpha_y)\right)} \quad (11)$$

Для анализа электродинамических характеристик данных излучателей в программном комплексе Matlab были смоделированы две квадрифилярные спиральные антенны: полуволновая и четвертьволновая КСА. Их внешний вид показан на рис. 1, а и 1, б соответственно.

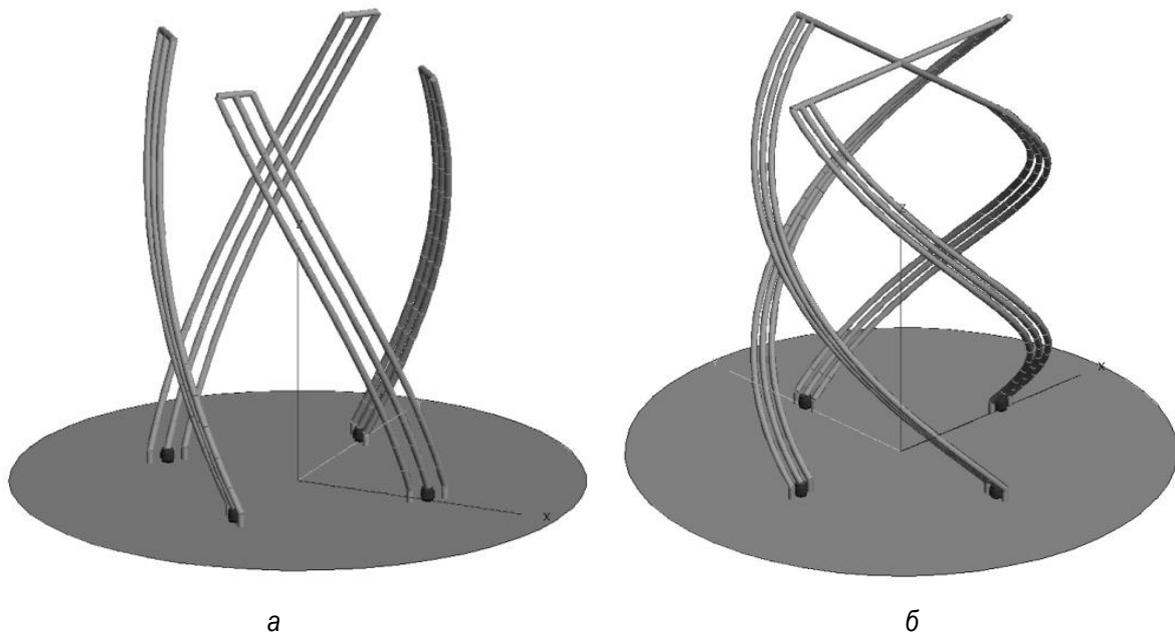


Рис. 1. Внешний вид КСА

Обе модели КСА работают в резонансном режиме. В случае с четвертьволновой КСА антенна выступает резонатором в отрезке линии передачи, он закорочен с одной стороны и разомкнут с другой. Роль короткозамыкателя в данном случае выполняет основание антенны. Полуволновая КСА работает аналогичным способом, действуя как отрезок линии передачи, который замкнут с обеих сторон [4].

При моделировании были получены следующие результаты.

Модель четвертьволновой квадрифилярной спиральной антенны обладает коэффициентом усиления 2,5 дБи, ее диаграмму направленности (ДН) можно увидеть на рис. 2.

Геометрические размеры данной антенны: высота спирали – 61 мм, радиус спирали – 19 мм.

Согласно результатам моделирования данная антенна имеет коэффициент усиления 2,5 дБи, коэффициент стоячей волны (КСВ) не более 2,5 на всем диапазоне частот, а коэффициент отражения равен –4 дБ на центральной частоте.

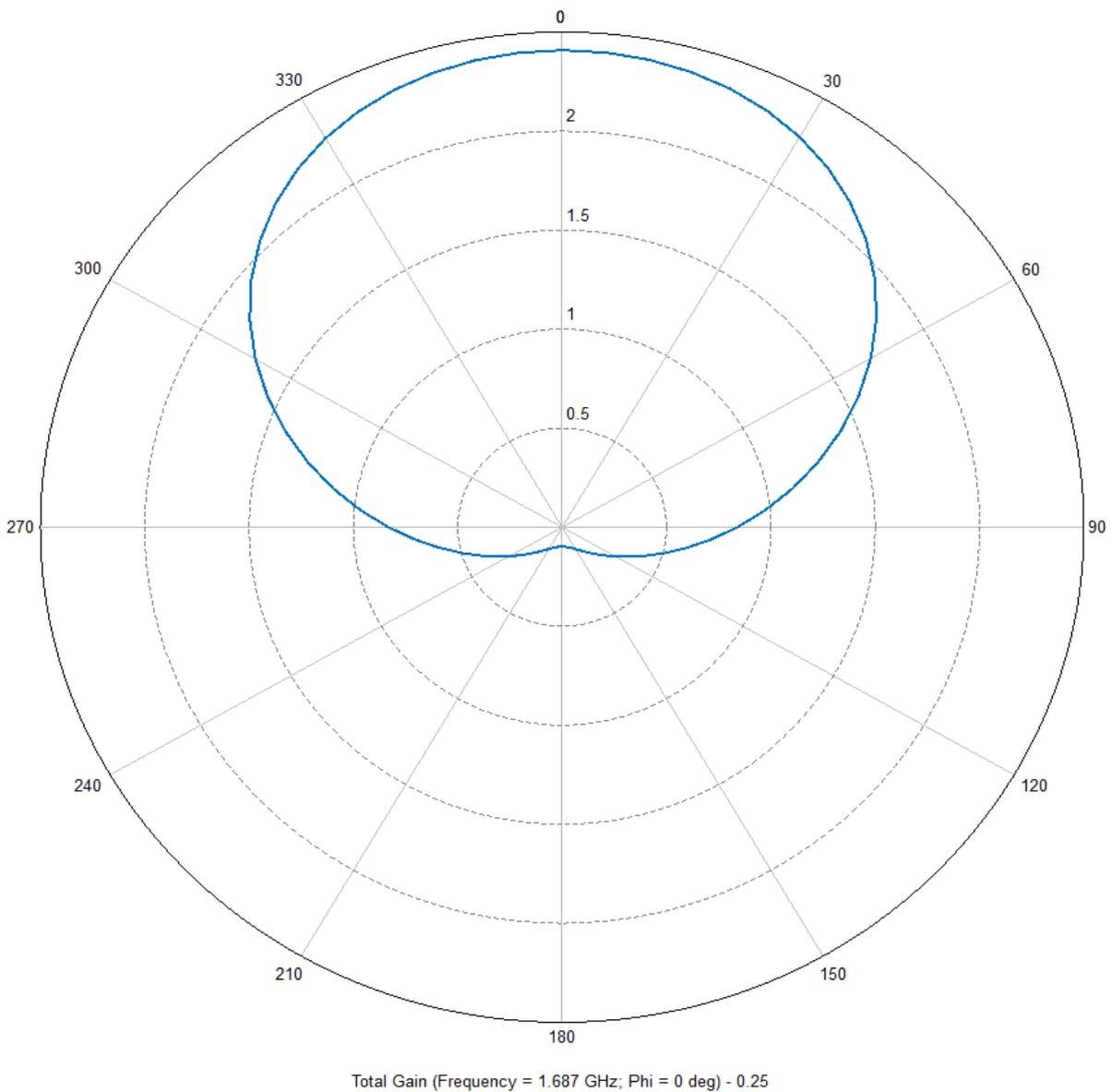


Рис. 2. Диаграмма направленности четвертьволновой КСА

Полуволновая КСА имеет коэффициент усиления 3,5 дБи, ее ДН можно увидеть на рис. 3.

Геометрические размеры полуволновой квадрифилярной спиральной антенны аналогичны четвертьволновой модели.

Электродинамические характеристики данной антенны: КСВ не более 3,5 на всем диапазоне частот и не более 1 на центральной частоте, коэффициент отражения – –10 дБ на центральной частоте.

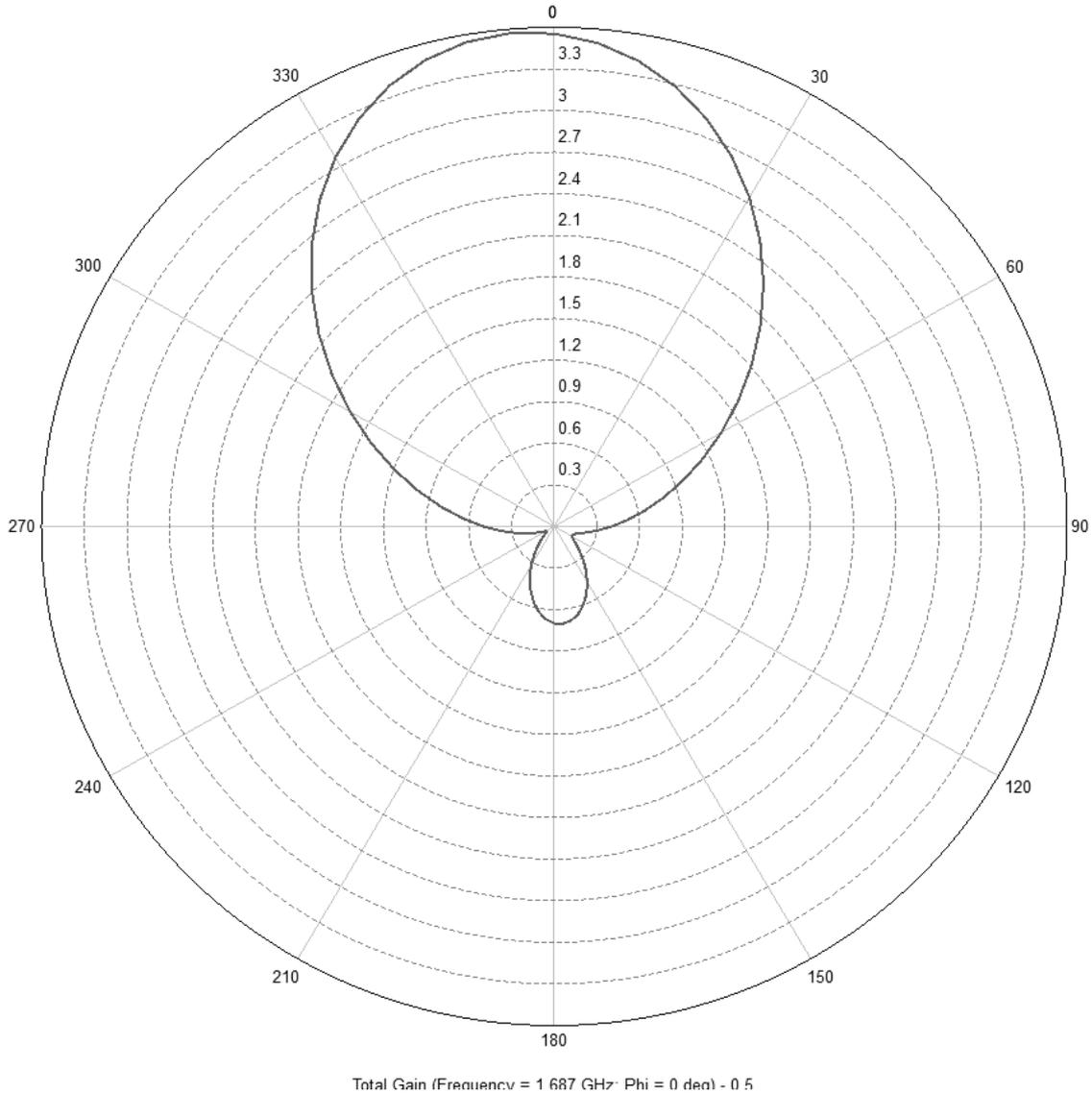


Рис. 3. Диаграмма направленности полуволновой КСА

Так как оба излучателя интенсивнее излучают в верхнее полупространство, можно сказать, что обе антенны имеют хорошую направленность. Также обе антенны обладают симметрией поворота. Оба излучателя являются взаимными, так как они не имеют невзаимных сред. Эти

факторы позволяют уменьшить число элементов матрицы рассеяния, что, в свою очередь, облегчает процесс моделирования данных излучателей [3].

Использование такого метода построения феноменологических моделей позволит синтезировать сложные антенные системы и комплексы без применения методов натурального моделирования и построения физических моделей, так как этот подход показывает максимально приближенные к реальной физической модели результаты, в которых расхождение с физической моделью составляет менее 5 %.

В свою очередь, благодаря использованию предлагаемого метода, можно оперативно синтезировать антенные структуры, которые будут иметь хорошую повторяемость и линейность электродинамических характеристик при трансформации феноменологических моделей в физические. На основе изложенного подхода была синтезирована антенная решетка для комплекса метеорологического обеспечения, которая показала свои высокие электродинамические характеристики и позволила существенно расширить функциональные возможности данной РЛС в целом.

Список литературы

1. Антенны: учебное пособие / Ю. Т. Зырянов, П. А. Федюнин, О. А. Белоусов [и др.]. 4-е изд., стер. СПб.: Лань, 2020. 412 с.
2. Применение алгоритмов нечеткой логики в системе управления диаграммообразующим устройством гибридной зеркальной антенны / О. А. Белоусов [и др.] // Программные продукты и системы. № 4 Т. 31. 2018. С. 757–762.
3. M. Caillet, M. Clnet, A. Sharaiha, Y. M. M. Antar, "A broadband folded printed quadrifilar helical antenna employing a novel compact planar feeding circuit", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 7, pp. 2203–2209, Jul. 2010.
4. F. Shi-qiang, F. Shao-jun, L. Kai, W. Zhong-bao, "Printed quadrifilar helix antenna with integrated feed network", Proc. 3rd IEEE Int. Symp. Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, pp. 67–69, 2009.
5. Y. Letestu, A. Sharaiha, "Multiband printed quadrifilar helical antenna", Electron. Lett., vol. 46, pp. 885–886, 2010.

РАДАРНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Г.Г. Гошин, А.А. Трубачев

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: goshingg@svch.tusur.ru
E-mail: trubachevaa@gmail.com

Представлены разработка радарного модуля для обнаружения малых беспилотных летательных аппаратов, результаты расчета и моделирования антенной решетки.

Анализ публикаций [1–10] констатируют ежегодный рост количества исследований в данной области и показывают принципиальную возможность использования для обнаружения и слежения за малыми беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) радиолокационных методов наряду с оптическими и акустическими [11; 12]. Подтверждением этому являются предлагаемые на рынке готовые решения компаний, специализирующихся на производстве радиолокационной техники [13–18]. При этом, как показал анализ, самыми большими трудностями при разработке таких систем являются малые скорости движения БПЛА и низкие высоты полета, приводящие к дополнительным помехам, связанным с отражением от подстилающей поверхности. Преодоление этих проблем осуществляется при помощи алгоритмов цифровой обработки информации [19–21], а на аналоговый тракт отводятся задачи устойчивого приема сигнала с требуемым соотношением «сигнал/шум», усиление и селекция в пространственной и частотной областях.

Параметры системы. Чтобы создать конкурентоспособное устройство для обнаружения малых БПЛА необходимо обеспечить минимальные технические требования (табл. 1).

Таблица 1

Технические требования к радару

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот	Определить оптимальный
Тип модуляции	ЛЧМ
Минимальная ЭПР цели	Эквивалентна микродрону
Дальность обнаружения R_{\max}	Не менее 700 м
Обзор пространства по азимуту (360°)	Не более 3 с
Разрешение по дальности	Не более 1,5 м
Разрешение по скорости объекта	Не более 1,5 м/с
Максимальная измеряемая скорость объекта	Не менее 20 м/с

Из проведенного анализа современной литературы, касающейся методов обнаружения БПЛА, можно сделать вывод, что эффективная площадь рассеяния (ЭПР) доступных коммерческих БПЛА составляет около $0,1 \text{ м}^2$, а ЭПР специальных военных БПЛА (с применением различных способов снижения ЭПР) может составлять менее $0,001 \text{ м}^2$.

Таблица 2

Данные об ЭПР коммерческих БПЛА

Модель БПЛА	ЭПР, м^2	Максимальная скорость, м/с
DJI Phantom 4	0,2	20
3DR Solo	0,5	25
DJI Inspire	0,8	18

Согласно проведенному обзору источников, выделены ЭПР некоторых доступных БПЛА (табл. 2).

Для обеспечения дальности действия радара предлагается использовать когерентное интегрирование, при этом суммарное соотношение «сигнал/шум» SNR получается в результате когерентного интегрирования N импульсов, умноженное на одноимпульсное SNR_1 [19]:

$$SNR_c(N) = N \cdot SNR_1.$$

Эффективное когерентное интегрирование ЛЧМ-импульсов, отраженных от движущейся цели, возможно только при перемещении объекта в диапазоне до $\lambda/4$, т.е. при фазовом сдвиге до 90° . Это возможно благодаря низкой скорости передвижения малых БПЛА.

Исходя из тактико-технических требований угол обзора 90° по углу места, 360° – по азимуту при расположении антенны под углом 45° к горизонту и вращении вокруг своей оси обеспечит контроль верхней полусферы пространства. Метод обзора пространства – смешанный: по азимуту механический, по углу места электронный. Способ измерения углового положения цели – смешанный: по азимуту – амплитудный, по углу места – фазовый. Схема предполагает использование двух передатчиков и восьми приемников. Для реализации радара предлагается использовать частотный диапазон 24 ГГц. Его выбор обусловлен разрешением безлицензионного использования в целях радиолокации объектов на малой дальности.

Для обзора пространства по азимуту в 360° используется дискретный отсчет в 4° , что дает 90 точек обзора пространства. В каждой точке излучается последовательность из N импульсов. С учетом достижимых

значений выходной мощности и коэффициента шума зададим следующие параметры модуля:

- мощность передатчика – 100 мВт, $P_t = 0,1$ Вт;
- коэффициент усиления антенны передатчика – 23 дБи, $G_t = 200$;
- коэффициент усиления антенны приемника – 30 дБи, $G_r = 1000$;
- коэффициент шума приемника – 2,3 дБ, $F = 1,7$;
- минимальная ЭПР цели (эквивалентно микродрону) – $\sigma = 0,1$ м²;
- количество импульсов наблюдения $N = 450$ (из них каждые 5 импульсов складываются для увеличения соотношения «сигнал/шум»);
- отношение «сигнал/шум» $SNR = 10$.

При этих параметрах дальность обнаружения будет $R_{\max} = 750$ м.

Для обеспечения разрешения по дальности около 1,25 м зададим полосу изменения сигнала в 120 МГц. При проведении быстрого преобразования Фурье предпочтительнее использовать оконную функцию Кайзера, которая имеет низкий уровень боковых лепестков, но ухудшает разрешение по дальности до уровня примерно 1,7 м. С учетом количества импульсов $N = 450$, количеством точек обзора по азимуту $M = 90$ и времени обзора пространства $t_{\text{обзора}} = 2$ с получим период изменения частоты сигнала:

$$T = \frac{t_{\text{обзора}}}{M \cdot N} = 49,3 \text{ мкс.}$$

Зададим период $T = 55$ мкс (обзор пространства займет в этом случае 2,2 с) и максимальное расстояние зоны обнаружения 800 м. Тогда для полосы сигнала в 120 МГц получим следующие значения параметров: скорость изменения частоты

$$\mu = \frac{B}{T} = 2,182 \cdot 10^{12} \text{ Гц/с,}$$

максимальная разностная частота на выходе смесителя

$$f_{b,\max} = \mu \left(\frac{2R_{\max}}{c} \right) = 11 \text{ МГц,}$$

максимальная измеряемая скорость объекта

$$V_{\max} = \frac{c}{4f_c T} = 56,18 \text{ м/с,}$$

разрешение по скорости

$$\Delta V = \frac{c}{2f_c TN} = 1,26 \text{ м/с,}$$

разрешение по дальности

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = 1,25 \text{ м.}$$

На рис. 1 приведена предварительная структурная схема радарного модуля; для упрощения показаны один канал приема и один передачи.

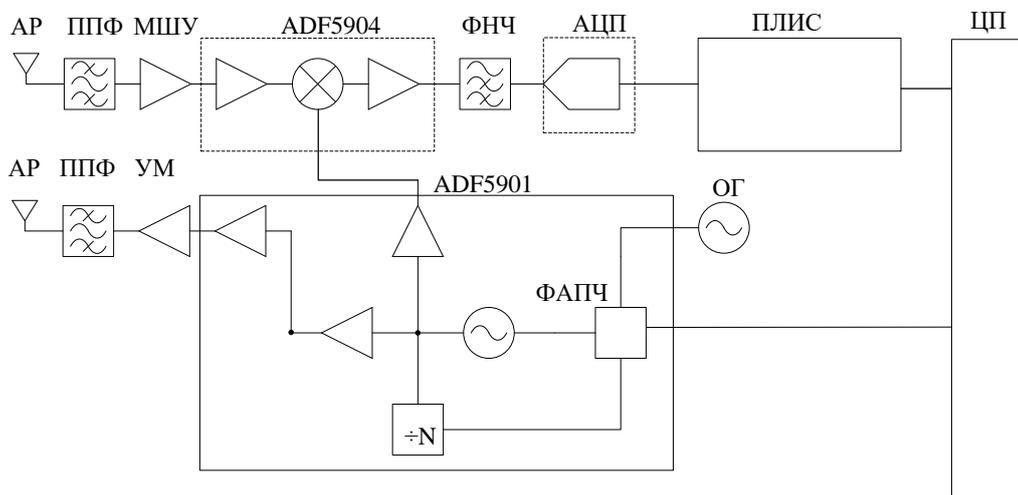


Рис. 1. Структурная схема радара

Модуль представляет собой восемь каналов приема и два канала передачи. Зондирующий сигнал задается при помощи управляемого генератора и схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), интегрированными в микросхему передатчика. На вход ФАПЧ поступает цифровой управляющий сигнал от центрального процессора. В качестве передатчика предлагается использовать микросхему ADF5902. Выходная мощность каждого из двух каналов передатчика составляет 10 дБмВт, поэтому на выходе установлена микросхема усилителя мощности, обеспечивающая выходную мощность 100 мВт. В качестве приемника используется микросхема ADF5904, состоящая из четырех каналов приема. Каждый канал имеет на входе малошумящий усилитель, смеситель и усилитель промежуточной частоты. Общий коэффициент усиления

составляет 22 дБ, а коэффициент шума – 10 дБ. Для того чтобы снизить общий коэффициент шума приемника до значений, требуемых для обеспечения дальности действия системы, предлагается установить на входе приемника малошумящий усилитель НМС751 с коэффициентом шума 2 дБ и коэффициентом усиления 25 дБ в рабочем диапазоне частот. С учетом этого итоговый коэффициент шума составит 2,1 дБ. Фильтр нижних частот на выходе приемника обеспечивает снижение уровня внеполосного шума, попадающего на вход широкополосного, быстродействующего АЦП. Требования к АЦП – обеспечение динамического диапазона по входу не менее 60 дБ, полоса частот входных сигналов не менее чем в 5 раз больше максимальной промежуточной частоты.

Для радарной системы, описываемой в данной статье, в качестве приемной и передающей антенны была выбрана микрополосковая антенная решетка с металлическими пластинами, выполненными в виде прямоугольников со сторонами 4,7 мм и 3,06 мм. Внешний вид одного излучателя приведен на рис. 2.

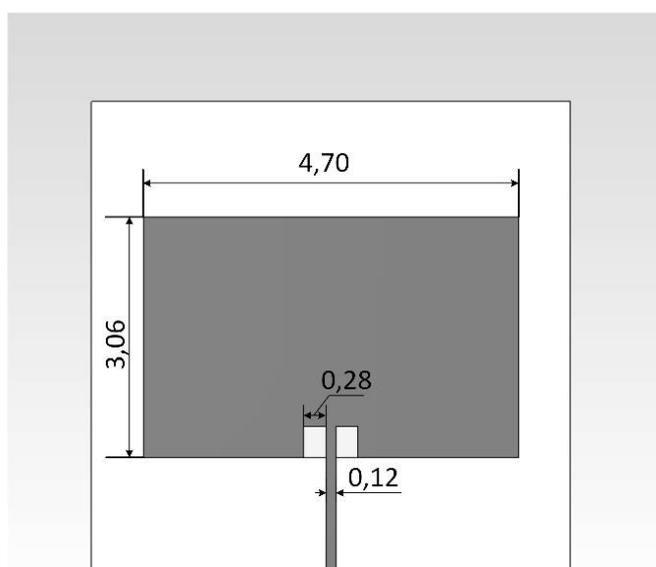


Рис. 2. Внешний вид излучателя антенной решетки

В качестве диэлектрика был выбран Rogers RO4350В с относительной диэлектрической проницаемостью 3,66 и толщиной 0,22 мм. На рис. 3 для единичного излучателя приведен график частотной зависимости коэффициента отражения на входе, рассчитанный методом FDTD.

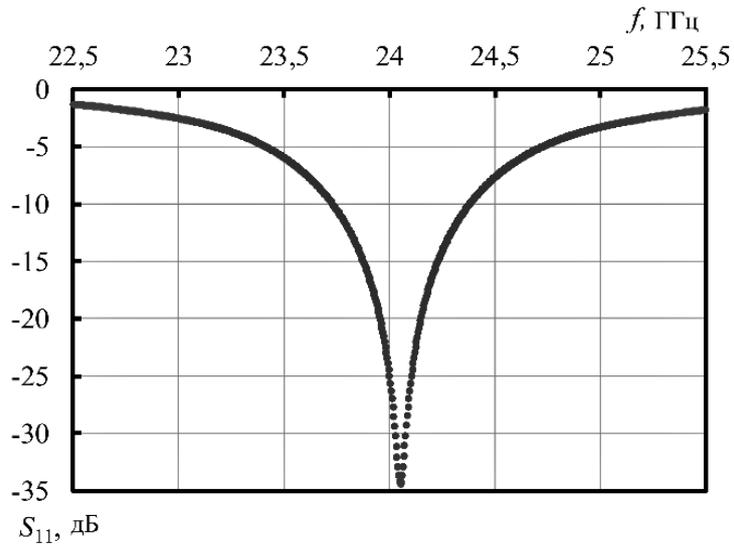


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения на входе единичного излучателя

На рис. 4 представлен график диаграммы направленности антенны в двух ортогональных плоскостях.

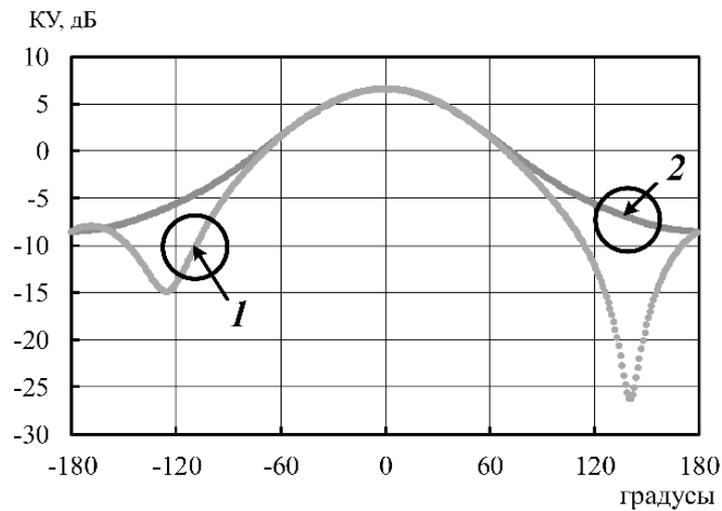


Рис. 4. Диаграмма направленности единичного излучателя антенной решетки в азимутальной (1) и меридиональной (2) плоскостях

Рассчитанный коэффициент усиления элемента антенной решетки – 6,6 дБ. Для того, чтобы КУ передающей и приемной антенн достигал 20 дБ и при этом антенны были достаточно компактными, использовалась последовательная схема соединения элементов в решетке [23]. Внешний вид антенной решетки представлен на рис. 5.

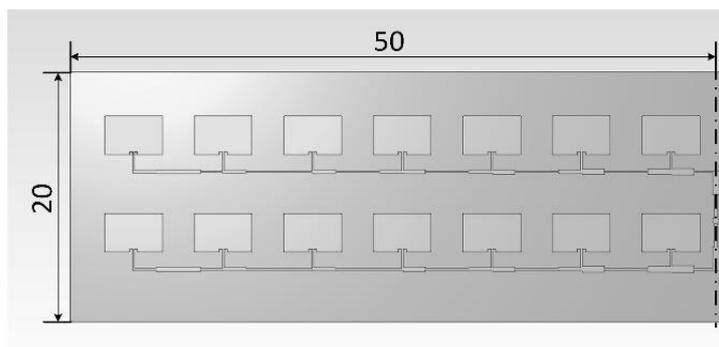


Рис. 5. Внешний вид антенной решетки с габаритными размерами, мм.

Конструкция антенны представляет собой два массива патчей по 14 элементов в каждом, расположенных параллельно входной коаксиальной линии. На рис. 5 массив разделен пополам штрихпунктирной линией. Значение излучаемой мощности каждым патчем было определено посредством рассогласования соединительных отрезков микрополосковых линий, чтобы получить максимальный коэффициент усиления в заданном диапазоне частот [23].

На рис. 6 приведена частотная зависимость модуля коэффициента отражения от коаксиального входа антенной решетки.

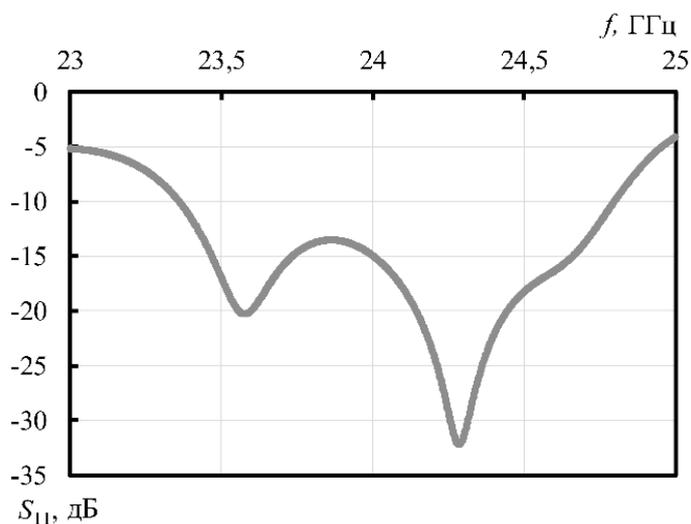


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента отражения от коаксиального входа антенной решетки

Видно, что зависимость модуля коэффициента отражения по входу антенной решетки имеет минимум в диапазоне частот работы модуля, что обеспечивает наименьшие потери во входных цепях приемника.

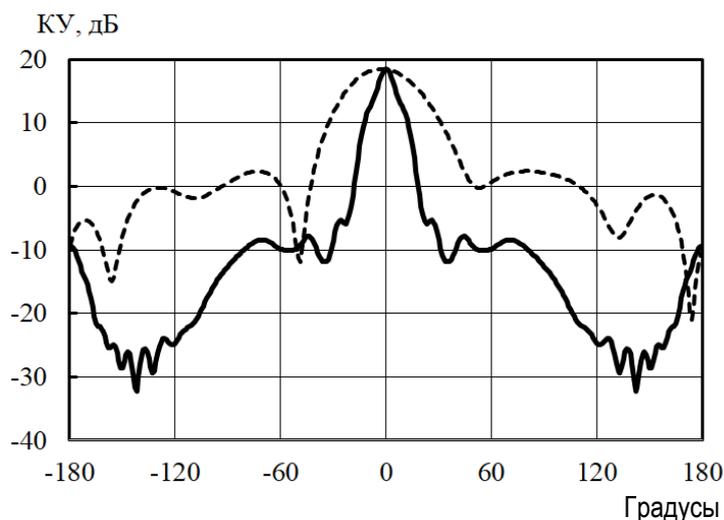


Рис. 7. Рассчитанная диаграмма направленности в двух ортогональных плоскостях (сплошная линия – азимутальная плоскость, пунктирная – меридиональная).

На рис. 7 для антенной решетки приведен график диаграммы направленности в двух ортогональных плоскостях.

Значение коэффициента усиления на частоте 24 ГГц в максимуме составляет 19 дБ.

Конструктивно модуль состоит из двух плат – антенной и приема-передачи, которые расположены на общем несущем основании с противоположных сторон. Переход между входами и выходами плат обеспечивается при помощи воздушной коаксиальной линии, внешний проводник которой интегрирован в основание.

В результате работы был разработан радарный модуль, способный обнаруживать малые БПЛА с низким ЭПР. Дальность действия системы составляет около 800 м с разрешением по дальности 1,25 м, по угловым координатам 8° по азимуту и 10° по углу места.

В ходе разработки ввиду компромисса между доступностью электронной компонентной базы, ее стоимостью и максимально возможным диапазоном рабочих частот при минимальном размере антенной системы для реализации модуля был выбран диапазон 24–24,15 ГГц. Разработанный модуль по сравнению с известными зарубежными аналогами [16] при близких характеристиках имеет в несколько раз меньшие массогабаритные параметры и стоимость, т.е. является вполне конкурентоспособным в задачах обнаружения малых БПЛА. Отличительной особенностью модуля является простота его конструкции, стоимость и, соответственно, возможность масштабирования системы путем использования большого количества изделий для достижения лучших характеристик.

Список литературы

1. Park S. Configuration of an X-band FMCW radar targeted for drone detection/ 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). – Phuket: 2017. – С. 1–2. doi: 10.1109/ISANP.2017.8228912
2. An X-Band FMCW Radar for Detection and Tracking of Miniaturized UAVs / J. Lee, M. Park, I. Eo, B. Koo // 2017 International Conference on Computational Science and Computational Intelligence (CSCI). – Las Vegas, NV, USA: 2017. – С. 1844–1845. doi: 10.1109/CSCI.2017.342
3. MISO Radar System for Drone Localization / G. Sacco, E. Pittella, S. Pisa, E.A. Piuzzi // 2018 5th IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace). – Rome: 2018. – С. 549–553. doi: 10.1109/MetroAeroSpace.2018.8453572
4. Drone Detection and RCS Measurements with Ubiquitous Radar / Á.D. De Quevedo, F.I. Urzaiz, J.G. Menoyo, A.A. López // 2018 International Conference on Radar (RADAR). – Brisbane, Australia: 2018. – С. 1-6. doi: 10.1109/RADAR.2018.8557320
5. Drone Detection With X-Band Ubiquitous Radar / Á.D. De Quevedo, F.I. Urzaiz, J.G. Menoyo, A.A. López // 2018 19th International Radar Symposium (IRS) . – Bonn: 2018. – С. 1-10. doi: 10.23919/IRS.2018.8447942
6. Drone detection feasibility with passive radars / M.P. Jarabo-Amores, D. Mata-Moya, P.J. Gomez-del-Hoyo, J.L. Barcena-Humanes, J. Rosado-Sanz, N. Rey-Maestre, M. Rosa-Zurera // 2018 15th European Radar Conference (EuRAD). – Madrid: 2018. – С. 313–316. doi: 10.23919/EuRAD.2018.8546549
7. Zywek M. Experimental Results of Drone Detection Using Noise Radar / M. Zywek, G. Krawczyk, M. Malanowski // 2018 19th International Radar Symposium (IRS). – Bonn: 2018. – С. 1-10. doi: 10.23919/IRS.2018.8447988
8. Jahangir M. L-band staring radar performance against micro-drones / M. Jahangir, C.J. Baker // 2018 19th International Radar Symposium (IRS). – Bonn: 2018. – С. 1–10. doi: 10.23919/IRS.2018.8448107
9. Jahangir M. Robust Detection of Micro-UAS Drones with L-Band 3-D Holographic Radar / M. Jahangir M., C. Baker // 2016 Sensor Signal Processing for Defence (SSPD). – Edinburgh: 2016. – С. 1-5. doi: 10.1109/SSPD.2016.7590610
10. Identification of a flying multi-rotor platform by high resolution ISAR through an experimental analysis / K.W. Lee, K.M. Song, H.S. Sim, W.K. Lee, J.H. Song, S.B. Ryu, E.S. Kang, H.C. Lee, S.G. Lee // International Conference on Radar Systems (Radar 2017) . – Belfast: 2017. – С. 1-5. doi: 10.1049/cp.2017.0435
11. Key Technologies and System Trade-offs for Detection and Localization of Amateur Drones / M.M. Azari, H. Sallouha, A. Chiumento, S. Rajendran, E. Vinogradov, S. Pollin // IEEE Communications Magazine. –2018. – Vol. 56. – № 1, С. 51–57. doi: 10.1109/MCOM.2017.1700442
12. Ganti S.R. Implementation of detection and tracking mechanism for small UAS / S.R. Ganti, Y. Kim // 2016 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). – Arlington, VA: 2016. – С. 1254-1260. doi: 10.1109/ICUAS.2016.7502513
13. Thales. SQUIRE – ground surveillance radar. URL: <https://www.thalesgroup.com/en/squire-ground-surveillance-radar>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).
14. Kelvin Hughes security. SharpeEye – UAV drone detection system. URL: <https://www.kelvinhughes.com/security/uav-drone-detection>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).

15. Robin Radar System. Drone detection. URL: <https://www.robinradar.com/markets/drone-detection/>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).
16. Ainstein. ULGB-D1Ainstein UAV ultra long range ground based radar. URL: <https://ainstein.ai/ainstein-drone-products/ulgb-d1/>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).
17. Dedrone. Drone Detection Radar Overview. URL: <https://www.dedrone.com/products/hardware/extensions/drone-detection-radar>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).
18. Flir. Ranger-R8SS-3D Air and ground drone surveillance panel radar. URL: <https://www.flir.eu/products/ranger-r8ss-3d/>, свободный (дата обращения: 05.08.2019).
19. Richards M.A. Principles of Modern Radar: Volume I - Basic Principles / M.A. Richards, J.A. Scheer, W.A. Holm. – Edison, NJ: SciTech Publishing, IET, 2010 – 924 с. ISBN: 1891121529
20. Budge M.C. Jr. Basic Radar Analysis. / M.C. Jr. Budge, S.R. German. – Artech House, 2015. – 784 с. ISBN-10: 1608078787, ISBN-13: 978-1-60807-878-3.
21. Tuzlukov V. Signal Processing in Radar Systems. CRC Press, 2012 – 625 с.
22. Hyun E. Waveform Design with Dual Ramp-Sequence for High-Resolution Range-Velocity FMCW Radar / E. Hyun, E.E. Lee // Elektronika Ir Elektrotehnika. – 2016. – vol. 22. – No. 4, С. 46-51. doi: 10.5755/j01.eie.22.4.15916
23. Aydemir A.E. Development of k band microstrip patch antenna array for traffic radars: дисс. на соискание степени магистра // Middle East Technical University. – 2017. – 74с.

РАЗРАБОТКА ПОДРЕШЕТКИ ДЛЯ АНТЕННЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ ТИПОМ СКАНИРОВАНИЯ

Е.А. Литинская, А.Д. Худоногова

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

Разработана электродинамическая модель микрополоскового излучателя с щелевой связью. Представлены основные характеристики микрополоскового излучателя с щелевой связью. Разработана и исследована подрешетка для антенной решетки с комбинированным типом сканирования, представлены основные характеристики подрешетки.

В связи с широким распространением систем спутниковой связи в последнее время большую актуальность приобретает обеспечение непрерывной работы систем спутниковой связи и передачи данных для мобильных потребителей, когда радиоустройства установлены на подвижном носителе (автомобиль, поезд, судно), рис. 1. Для мобильных терминалов спутниковой связи необходимы высокоэффективные антенные системы с широкоугольным сканированием, малыми массогабаритными показателями, высоким быстродействием и надежностью. Традиционно используемые плоские активные фазированные антенные решетки (ФАР), размещающиеся на крышах транспортных средств и осуществляющие удержание спутника в движении, обладают ограниченным сектором углов сканирования, ввиду чего неэффективны на большей территории РФ. Поскольку значительная часть территории РФ находится в регионах с большим значением географической широты, геостационарные спутники связи видны под малыми углами места. Для обеспечения связи с такими спутниками антенная система должна формировать максимум диаграммы направленности, ориентированный под малыми углами к горизонту, а представленные на рынке плоские ФАР, как правило, имеют сектор сканирования по углу места, ограниченный величиной $40\text{--}60^\circ$, и принципиально не позволяют увеличить сектор сканирования без ущерба для характеристик системы связи и передачи данных.

Также стоит отметить высокую стоимость плоских сканирующих ФАР ввиду большого количества дорогостоящих активных элементов в составе антенной системы, что ограничивает возможность использования подобных антенн для широкого потребителя.

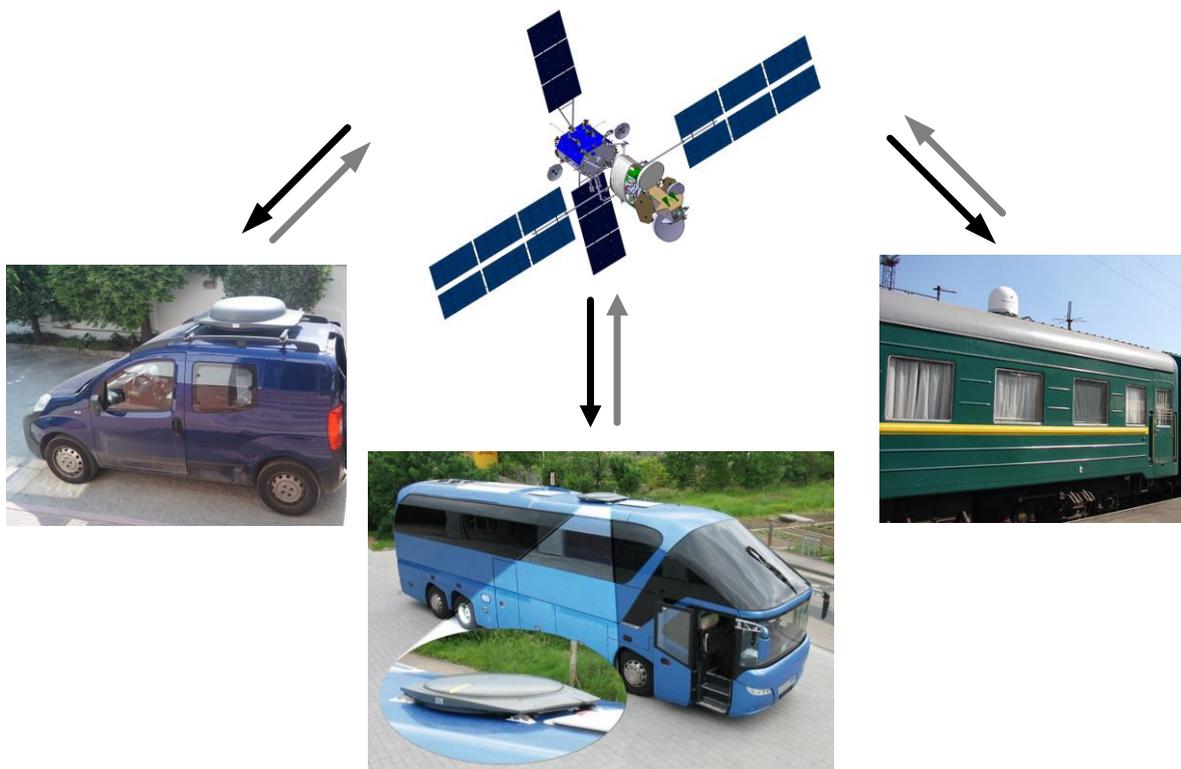


Рис. 1. Организация спутниковой связи на подвижных объектах

В работах [1–3] был предложен комбинированный тип сканирования и на его основе разработана антенная решетка (АР), что позволило расширить сектор сканирования при сохранении направленных характеристик антенной решетки и малых массогабаритных параметров. Однако недостатком разработанной АР является ограниченная рабочая полоса частот. Большинство мобильных терминалов спутниковой связи (технология VSAT) функционируют в полосе частот 10,75–12,5 ГГц и 14–14,5 ГГц.

В данной статье приводятся результаты исследования микрополоскового излучателя с щелевой связью [4], обладающего широкой полосой рабочих частот и технологичностью изготовления, а также АР на основе разработанного излучателя для использования в качестве подрешетки АР с комбинированным типом сканированием. Конструкция исследуемого элемента приведена на рис. 2. Микрополосковая линия имеет емкостную связь с щелью, расположенной над линией, и возбуждает находящийся в верхнем слое микрополосковый резонатор. Диэлектрическая проницаемость слоев, разделяющих проводящие части излучателя, равна 1,2 (вспененный PET).

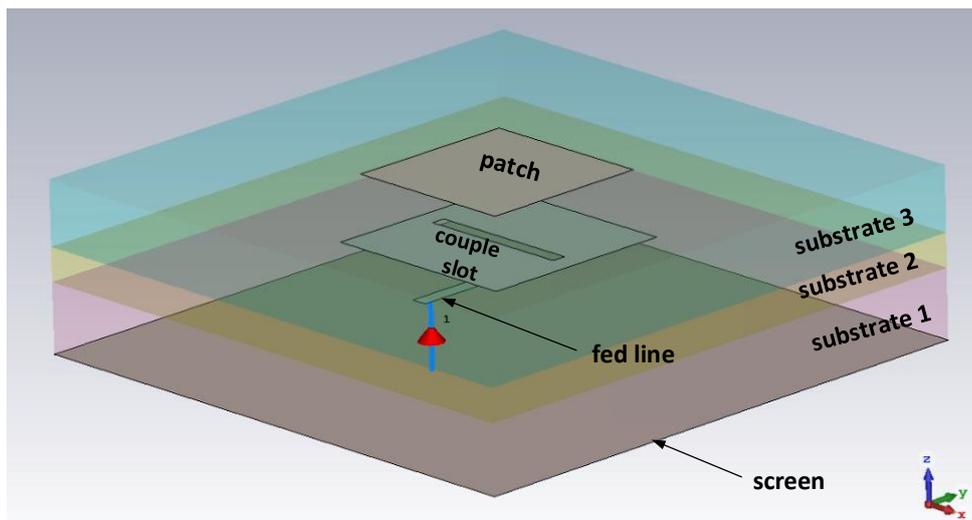


Рис. 2. САПР-модель микрополоскового излучателя с щелевой связью

Ниже представлены расчетные ДН элемента с щелевой связью на нижней и верхней частотах рабочего диапазона (рис. 3).

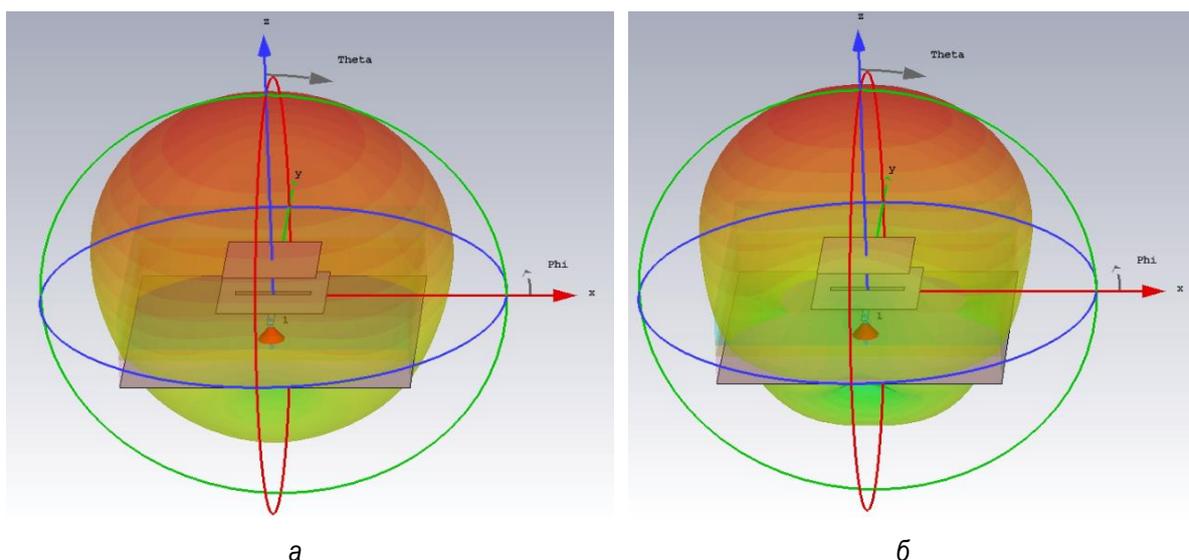


Рис. 3. ДН элемента с щелевой связью в E - и H -плоскостях:
а – на частоте 10,75 ГГц; б – на частоте 14,5 ГГц

Зависимость коэффициента отражения (S_{11}) от частоты антенного элемента с щелевой связью представлена на рис. 4. Расчетная полоса рабочих частот по уровню -10 дБ составила 35 %.

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента направленного действия (КНД) исследуемого излучателя с щелевой связью от частоты. В требуемой рабочей полосе частот наблюдается сохранение направленных характеристик излучателя с щелевой связью.

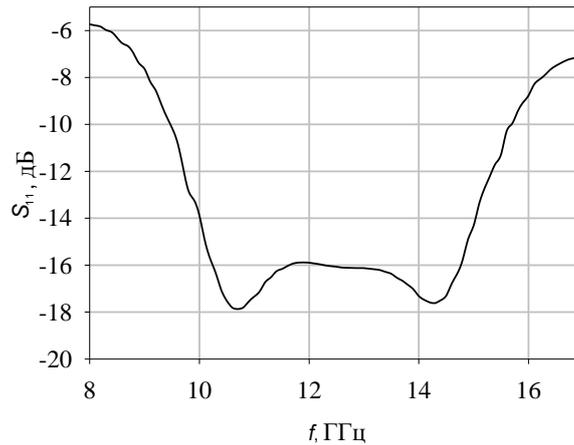


Рис. 4. Зависимость S_{11} от частоты излучателя с щелевой связью

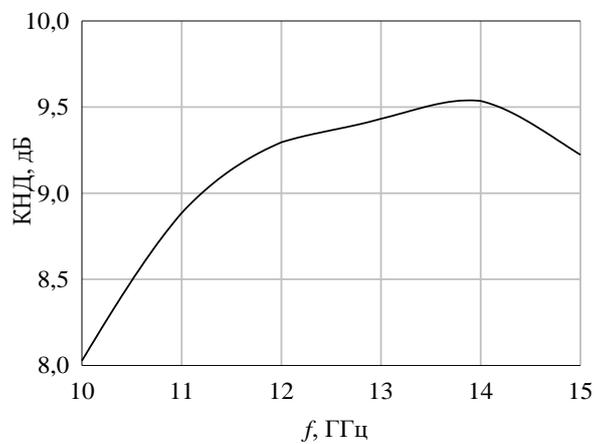


Рис. 5. Зависимость S_{11} от частоты излучателя с апертурной связью

На основе элемента с щелевой связью была разработана модель АР, состоящей из 16×2 элементов (рис. 6). Шаг решетки в вертикальной плоскости составил $0,5\lambda$, в горизонтальной – $0,7\lambda$ (λ соответствует центральной частоте рабочей полосы 12,5 ГГц). Делитель мощности построен на бинарных делителях по параллельной схеме деления, такая схема деления не ограничивает полосу рабочих частот с точки зрения фазировки элементов.

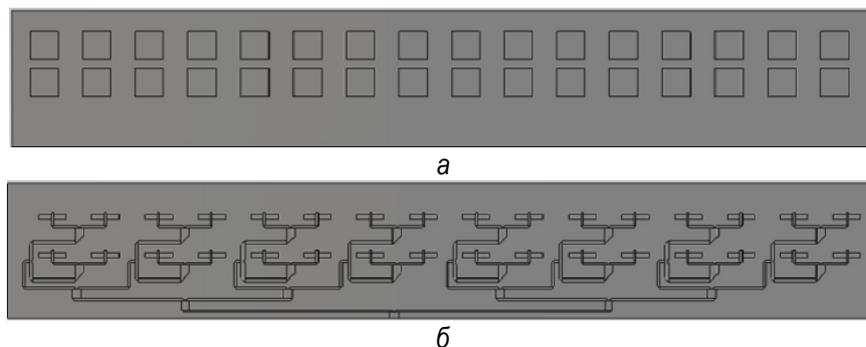


Рис. 6. Антенная решетка 16×2 на основе элемента с щелевой связью (а – вид спереди, б – вид сзади)

Расчетные ДН АР 16×2 на основе элемента с щелевой связью в E -плоскости представлены на рис. 7.

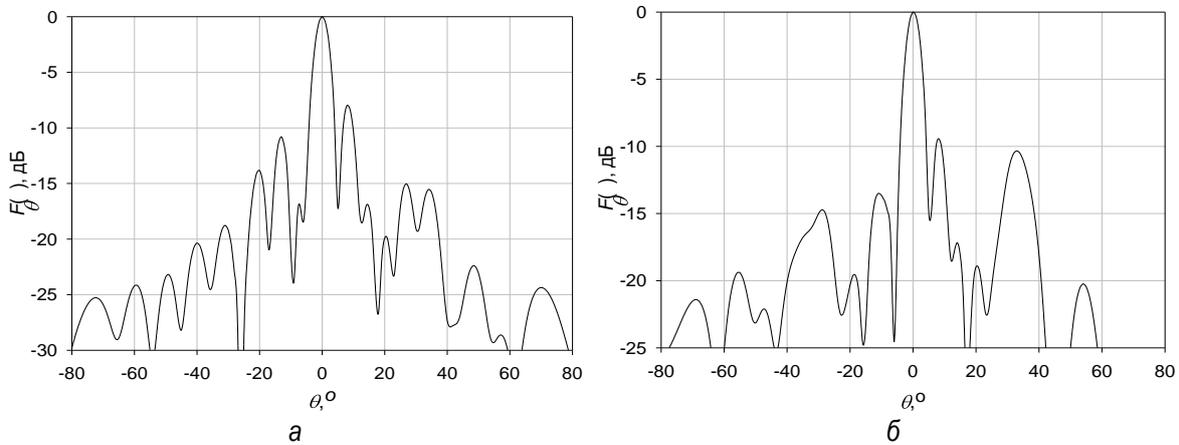


Рис. 7. Диаграмма направленности АР 16×2 на основе элемента с щелевой связью в E -плоскости: а – на частоте 10,75 ГГц, б – на частоте 12,5 ГГц

КНД исследуемой АР на частоте 10,75 ГГц составил –18,6 дБ, на частоте 12,5 ГГц – 19,5 дБ.

Ниже показан график зависимости коэффициента отражения АР 16×2 на основе элемента с апертурной связью от частоты (рис. 8).

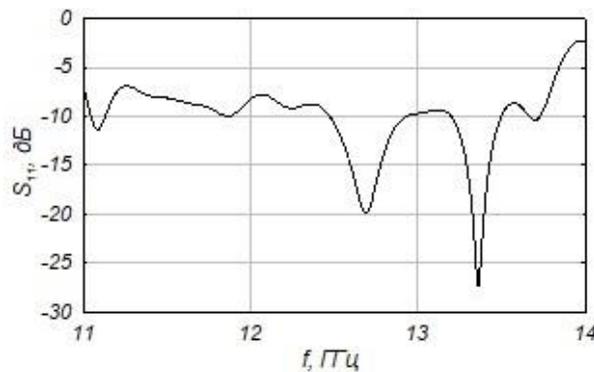


Рис. 8. Зависимость S_{11} от частоты АР 16×2 на основе элемента с щелевой связью

Уменьшение рабочей полосы частот и повышение уровня бокового излучения исследуемой АР, в сравнении с направленными характеристиками единичного излучателя с щелевой связью, обусловлено увеличением общей площади металлического экрана подрешетки из-за 4-ступенчатого бинарного делителя мощности, ввиду чего происходит искажение амплитудно-фазового распределения по всей апертуре исследуемой АР.

Результаты исследования АР на основе излучателя с щелевой связью показали возможность использования разработанной АР в качестве подрешетки АР с комбинированным типом сканирования для использования в мобильных терминалах спутниковой связи по технологии VSAT.

Список литературы

1. Y. A. Litinskaya, V. S. Panko and Y. P. Salomatov The low-profile phased array antenna with combined electrical and mechanical beam steering for satellite communications// 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, 2014, pp. 461–462.

2. ФАР с механоэлектрическим сканированием / Е. А. Литинская [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 1. С. 24–27.

3. Y. A. Litinskaya, S. V. Polenga, A. V. Stankovsky and Y. P. Salomatov A Ku-Band Low-Profile Wide-Angle Scanning Antenna Array with Combined Beam Steering// 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, 2018, pp. 238–242.

4. H. Al-Saedi, J. A. Attari, W. M. A. Wahab, R. Mittra and S. Safavi-Naeini Single-feed Dual-band Aperture-coupled Antenna for 5G applications //2018 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Waterloo, ON, 2018, pp. 1–2.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ПЕРЕНОСА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ БЛИЖНЕЙ ЗОНЫ АНТЕННЫ С ПЛОСКОСТИ НА ПЛОСКОСТЬ

К.В. Лемберг, Д.А. Ступницкий

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: upamid@yandex.ru

Представлены результаты разработки набора математических функций для расчета амплитудно-фазового распределения ближнего поля антенны на произвольной плоскости по измеренному полю на другой плоскости. Описано встраивание разработанных функций в программу для проведения измерений в ближней зоне ScanNearField. На экспериментальных данных продемонстрирована корректная работа алгоритма расчета.

Разработка современных антенных систем требует точных и оперативных измерений их параметров. Для измерений остронаправленных (апертурных) антенн широкую распространенность получил метод измерения в ближней зоне. В нем для определения характеристик антенной системы измеряется амплитудно-фазовое распределение (АФР) вблизи апертуры антенны, а затем по нему рассчитываются характеристики излучения в дальней зоне. Измерительная аппаратура и исследуемая антенна, помещенные в безэховую камеру при таких измерениях, защищены от условий окружающей среды и позволяют проводить скрытые измерения [1]. Однако конструктивные ограничения и необходимость отдаления плоскости сканирования от антенны из-за наличия реактивных полей часто не позволяют проводить измерения в плоскости раскрытия антенны, из-за чего АФР поля непосредственно в раскрытии антенны остается неизвестным [2].

Задачей работы является апробация алгоритма переноса амплитудно-фазового распределения поля с плоскости на плоскость, предложенного в [3], его реализация на языке программирования C# и экспериментальная проверка.

Как известно, сложный фронт волны можно представить суммой (спектром) однородных плоских волн с разными направлениями распространения, каждая из которых имеет свою амплитуду и фазу. Пренебрегая затуханием волны в пространстве, два спектра плоских волн на параллельных плоскостях связаны только фазовым множителем.

Метод пересчета амплитудно-фазового распределения поля с одной плоскости на другую основан на преобразовании Фурье. Пересчет можно осуществить с помощью выражения

$$E_{S2}(x, y) = F^{-1} \{ F \{ E_{S1}(x, y) \} \times H(k_x, k_y) \} \quad (1)$$

В уравнении (1) символы F и F^{-1} обозначают прямое и обратное преобразования Фурье. В данном уравнении $E_{S1}(x, y)$ и $E_{S2}(x, y)$ являются комплексными амплитудами поля на параллельных плоскостях $S1$ и $S2$ соответственно (рис. 1); k_x и k_y – это волновые числа по соответствующим осям трехмерного пространства; $H(k_x, k_y)$ в выражении – функция фазового множителя, определяемая как

$$\begin{cases} H(k_x, k_y) = e^{jdz\sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}} & \text{для } k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2 \\ H(k_x, k_y) = 0 & \text{для } k_x^2 + k_y^2 > k_0^2 \end{cases} \quad (2)$$

Здесь $k_0 = 2\pi / \lambda$, где λ – длина волны; dz – расстояние между плоскостями $S1$ и $S2$. Неравенство $k_x^2 + k_y^2 > k_0^2$ указывает на случаи, когда k_z является мнимым числом. Поэтому условие во второй строке уравнения (2) означает рассмотрение только распространяющихся вдоль оси z плоских волн. Знак фазового множителя определяет направление распространения при расчете комплексной амплитуды поля.

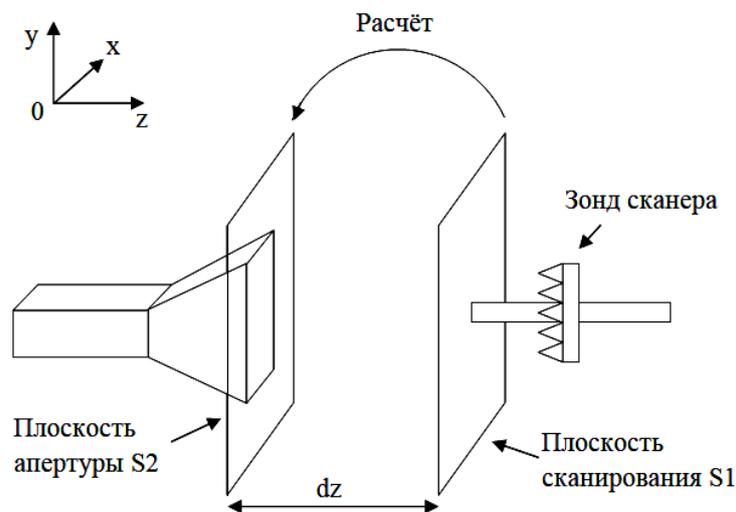


Рис. 1. Геометрия задачи переноса АФР с плоскости сканирования на плоскость апертуры

В соответствии со сказанным, алгоритм переноса заключается в следующем. Перед началом переноса плоскости необходимо осуществить подготовку данных к расчету. После измерения АФР на плоскости необходимо создать прямоугольную сетку координат, на которой будут заданы комплексные амплитуды. На основе координатной сетки в точках, где проводилось измерение, определяются значения волновых чисел с последующим обнулением точек, где k_z является мнимым. Затем происходит расчет функции фазового множителя с учетом расстояния между плоскостями dz . Процесс переноса плоскости осуществляется с помощью прямого преобразования Фурье, перемножения на фазовый множитель и дальнейшего обратного преобразования Фурье. При этом перед каждым преобразованием происходит перегруппировка матрицы значений с размещением нулевой частоты в центр спектра.

Алгоритм преобразования был реализован на языке C# и внедрен в программу ScanNearField (рис. 2), созданную для работы с антенным сканером ближнего поля на кафедре радиотехники СФУ.

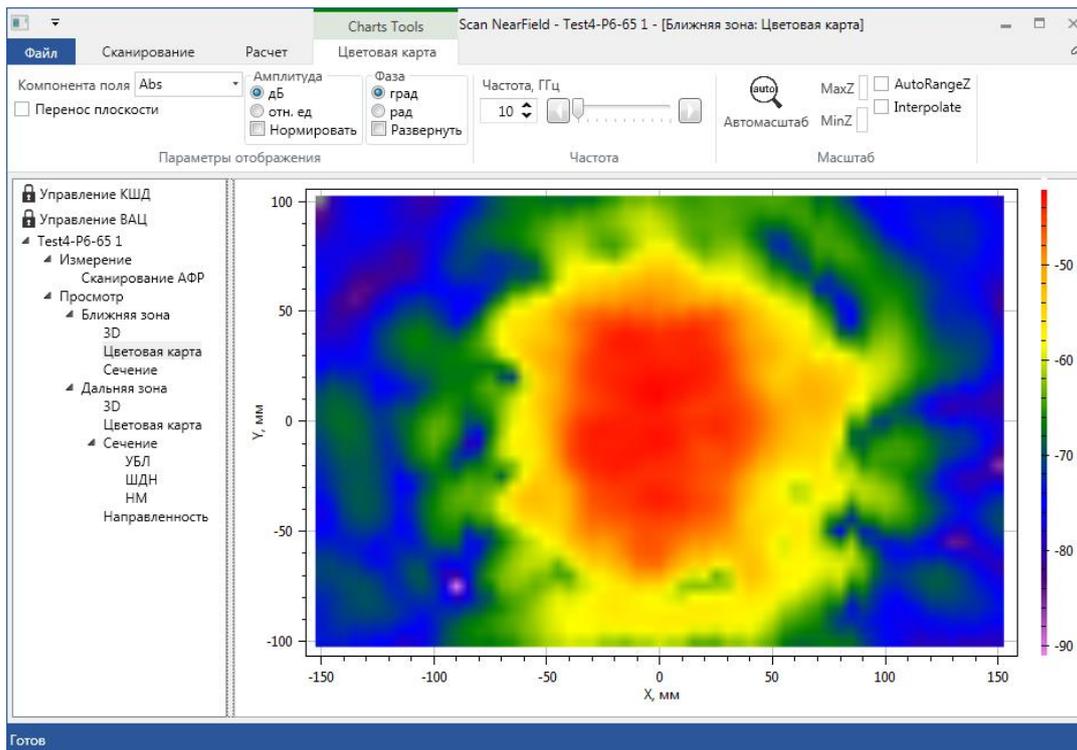


Рис. 2. Окно программы ScanNearField

Для практической проверки алгоритма переноса АФР с плоскости на плоскость использовались данные, полученные путем измерения сканером ближнего поля. Измерения проводились на частоте 21 ГГц. На расстоянии 170 мм (12λ) от плоскости сканирования находилась ан-

тенная решетка, состоящая из линз Микаэляна [4] (рис. 3). На поверхности антенной решетки были нанесены буквы СФУ, сделанные из поглощающего материала.

На рис. 4, *а* изображено измеренное амплитудное распределение поля антенной решеткой на плоскости сканирования. Видно, что распределение поля на расстоянии 170 мм от антенны довольно однородно. После использования алгоритма переноса АФР поля сместилось на 170 мм в сторону антенны (рис. 4, *б*), т.е. в плоскость апертуры. Можно заметить четкие очертания букв, установленных на поверхности антенной решетки. Следовательно, алгоритм переноса АФР поля с плоскости на плоскость работает корректно. Также были проведены измерения на расстояниях 25 и 65 мм от апертуры. Во всех случаях перенос АФР на плоскость апертуры антенны также был совершен успешно.

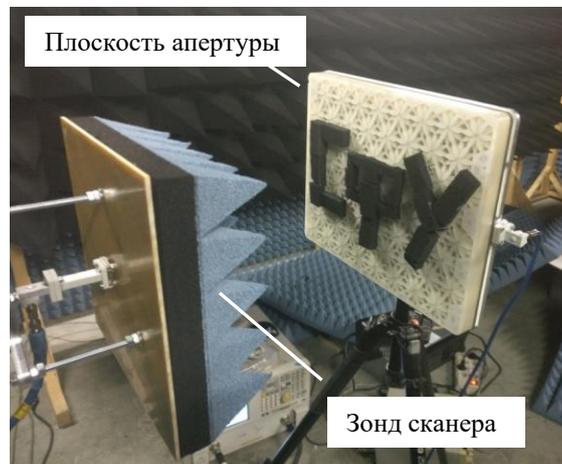


Рис. 3. Сканер и измеряемая антенна в процессе сканирования амплитудно-фазового распределения

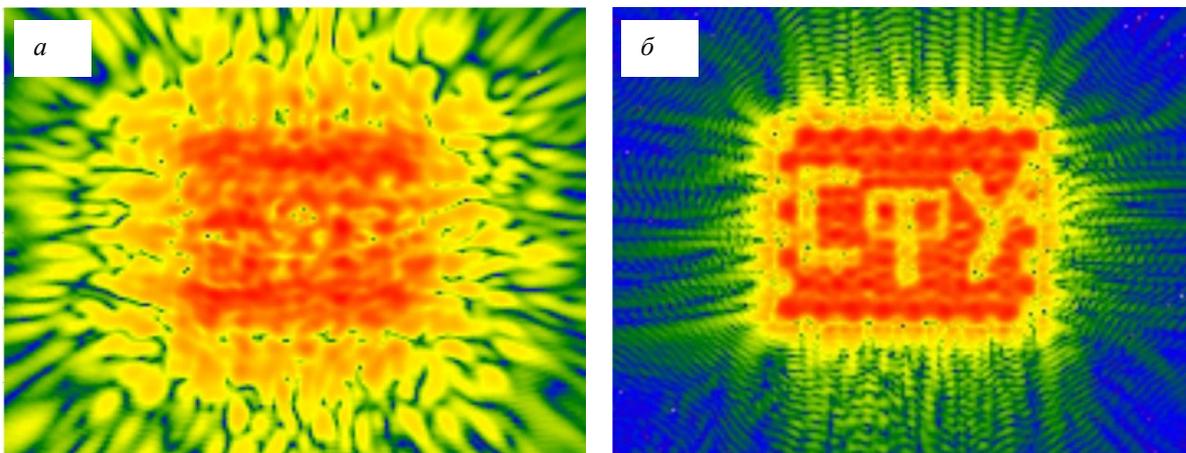


Рис. 4. Амплитудное распределение: *а* – измеренное на расстоянии 170 мм (12λ) от апертуры; *б* – рассчитанное в плоскости апертуры

Таким образом, был разработан набор математических функций на языке программирования C# для пересчета амплитудно-фазового распределения поля с плоскости на плоскость. Разработанные функции были встроены в программу для проведения измерений в ближней зоне ScanNearField. Также была проведена экспериментальная проверка работы программы. Было подтверждено, что программа позволяет выполнять сканирование на любом расстоянии от раскрытия антенны в области поля ближней зоны, а затем рассчитывать АФР в апертуре. Она может быть использована для диагностики нерабочих элементов антенных решеток и выявления других неисправностей апертурных антенн при невозможности сканирования поля непосредственно в плоскости апертуры антенны.

Список литературы

1. V. Rodriguez, J. Hansen. Evaluate Antenna Measurement Methods // *Microwaves and Rf*. 2010. № 49. P. 61–67.
2. C.A. Balanis. *Antenna theory: Analysis and design*, 3rd edition / Wiley and Sons. 2005. 1018 p.
3. S.F. Razavi, Y.R. Samii. Phaseless Techniques in Antenna Near-Field Measurements: Algorithms, Simulations and Experiments // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2010. Т. 9. № 1. С. 61–69.
4. Александрин А.М., Саломатов Ю.П. Экспериментальное исследование широкополосной антенной решетки К-диапазона с использованием структур из искусственного неоднородного диэлектрика // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. 2019. Т. 22. № 5. С. 33–41.

СИНТЕЗ ФРАКТАЛЬНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ГЛОБАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ MATLAB

С.В. Бабкин, О.А. Белоусов, М.М. Кирюпин

Тамбовский государственный технический университет
392000, г.Тамбов, ул.Советская, д.106
E-mail: Bser08@gmail.com

Рассмотрены вариант осуществления синтеза фрактального излучателя на основе антенны Минковского, получение его электродинамических характеристик, а также моделирование данного излучателя в среде программирования MATLAB.

Стремительное развитие систем ГЛОНАСС и GPS подвело к тому, что на данный момент существует потребность в одновременном использовании этих двух технологий для еще большего повышения точности, надежности и функционала в целом [4].

Для того что бы это стало возможным, необходимо использовать антенну, которая будет обладать: высокой технологичностью, широкополосностью, способной организовать работу на требуемых частотах, отличными поляризационными свойствами. Этим набором характеристик обладает класс антенн, основанных на печатных излучателях, а именно фрактальные антенны[5, 6].

На сегодняшний день семейство фрактальных антенн – это антенны с преобладающими широкодиапазонными свойствами (рис. 1). Подтверждением этому является излучатель на основе антенны Минковского [1].

На данный момент все чаще встает вопрос о синтезе новых типов микрополосковых антенн для систем глобального позиционирования, которые, в свою очередь, не уступят предыдущим типам антенн, а будут иметь улучшенные параметры многодиапазонности, типы поляризаций и заданной формы диаграммы направленности (ДН). Немаловажными являются задачи создания методов корректирования резонансных частот, модернизации геометрических размеров, которые способны гарантировать наличие требуемой диаграммы направленности [3].

Для получения наиболее точных результатов с минимальным количеством затраченного времени необходимо воспользоваться компьютерным моделированием данного излучателя. В результате чего можно получить конкретную компьютерную модель для выявления оптимальных параметров при изготовлении прототипов данных излучателей и экономии ресурсов, а также для исправления ошибок на этапе моделирования [10].

Следовательно, необходимо промоделировать данный излучатель в программном продукте Matlab с целью получения его значений КСВ и ДН.

Излучатель на основе антенны Минковского соответствует всем современным параметрам передачи данных и стандартов связи. А именно: обладает широкополосными свойствами, усовершенствованными параметрами многодиапазонности, улучшенным типом поляризаций и заданной формы диаграммой направленности. Также данный излучатель прост в компьютерном моделировании за счет самоподобия фрактальных структур, заложенных в его основе.

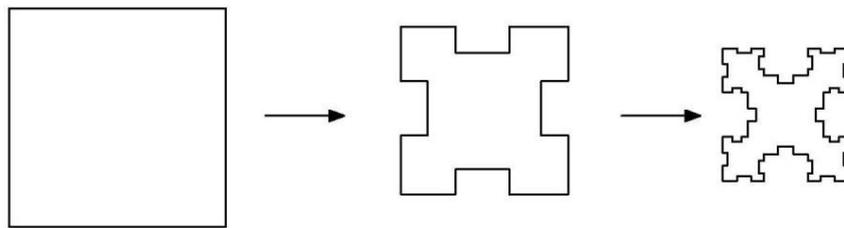


Рис. 1. Варианты итераций фрактальной антенны Минковского

Процедура построения данного фрактала заключается в следующем: каждая сторона прямоугольной фигуры разбивается на три равных отрезка, вместо среднего отрезка используются три равных отрезка под углом 90° . Затем в вышедших вследствие преобразования новых отрезках вновь разбиваем отрезки на три и вставляем три отрезка под прямым углом. Следующие итерации ведутся вплоть до получения требуемых итогов. Но надо отметить, что для получения широкополосных свойств достаточно двух итераций, при дальнейших итерациях все сильнее будет падать коэффициент усиления [8].

В ходе проектирования антенны Минковского для получения круговой поляризации будем использовать питающий штыревой элемент. Описанный способ эффективно используется в микрополосковых излучателях различной формы при получении круговой поляризации.

Для построения антенны на основе фрактала Минковского будут использованы следующие формулы [2]:

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad \epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{\epsilon_r}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{1/2},$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left[\frac{W}{h} + 0,264 \right]}{(\epsilon_{\text{reff}} + 0,258) \left[\frac{W}{h} + 0,8 \right]}, \quad L_{\text{reff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}, \quad L = L_{\text{reff}} + 2\Delta L.$$

где f_0 – рабочая частота, ГГц; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость подложки; h – толщина подложки, мм.

Фрактальные антенны достаточно просты в плане компьютерного моделирования, поэтому построим модель фрактальной антенны, работающей в диапазоне работы стандарта ГЛОНАСС. Моделирование данной антенны будем проводить в программном пакете Matlab.

Метод данного моделирования дает возможность использовать фрактальный подход для приобретения корректируемых характеристик антенны. Проектируемый тип антенн дает возможность реализовывать моделирование с предварительно предсказуемыми итогами.

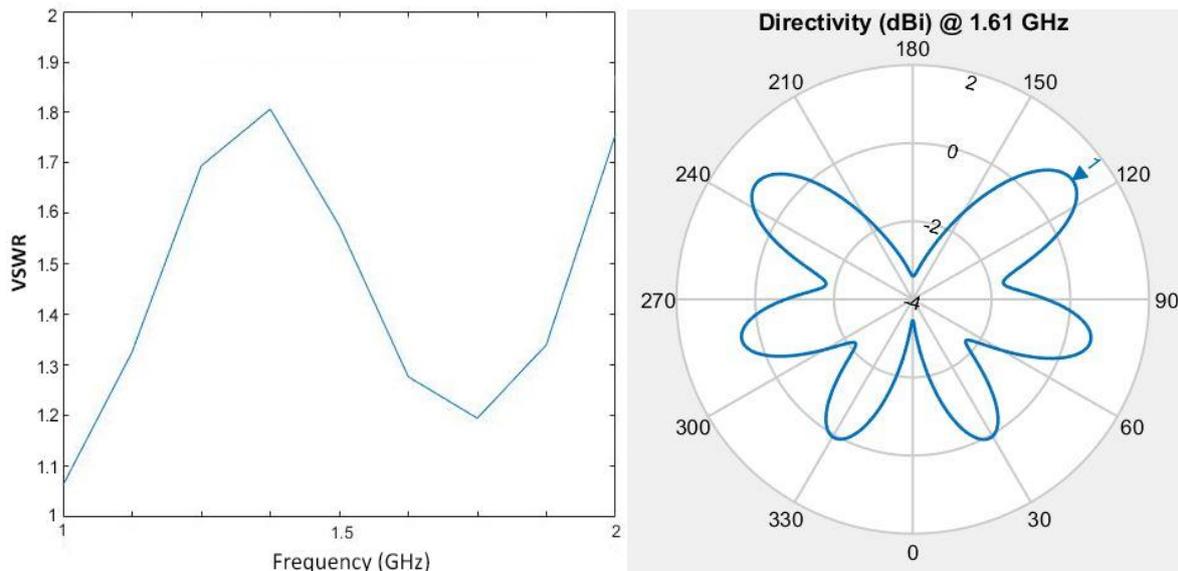


Рис. 2. КСВ и ДН моделируемого фрактального излучателя в Matlab

По результатам моделирования получили данные о форме диаграммы направленности антенны, ее усилении в dB (порядка $1.1 dB$), а также рассчитали значения КСВ [9], рис. 2.

Результаты моделирования показывают, что данный тип излучателя может работать практически во всем диапазоне L . Также синтезируемый излучатель позволяет обеспечить хорошее согласование в полосе рабочих частот 1–2 ГГц, что, в свою очередь, соответствует современным требованиям для максимально точной работы ГЛОНАСС и GPS [7].

Применение излучателей на основе антенны Минковского в данном направлении выгодно за счет того, что они обладают: хорошим усилением в диапазоне частот GPS и ГЛОНАСС, имеют миниатюрные габаритные размеры, отвечают современным стандартам телекоммуникационных систем и обладает высокой надежностью, помехоустойчивостью и помехозащищенностью.

Список литературы

1. Слюсарь В. И. Фрактальные антенны // Высокие технологии. 2002. № 8. С. 26–29
2. Применение фрактальных антенн для беспроводных широкополосных сетей четвертого поколения / А. С. Ефремова [и др.] // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В. И. Вернадского. 2014. № 3 (53). С 56–61.
3. Белоусов О. А., Калашников С. Н. Фазированная антенная решетка для систем цифрового телевидения // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. 2014. № 3 (53). С. 62–68.
4. Дардари Д., Фаллетти Э., Луизе М. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологии обработки сигналов. М.: Техносфера, 2012. 528 с.
5. Перов А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 4-е изд., перераб. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
6. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver / K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, S. H. Jensen. Boston: Birkhauser, 2007. 176 с.
7. Elliott D. Kaplan, Christopher J. Hegarty. Understanding GPS Principles and Applications. Boston: Artech House, 2006. 703 с.
8. Kovar P. Cold Start Strategy of the CubeSat GPS Receiver // Advances in Electrical and Computer Engineering. 2014. Vol. 14, № 2. P. 29–34.
9. Cheng C.-H.. Calculations For Positioning With The Global Navigation Satellite System: Mater of Science Thesis. Athens, 1998. 96 с.
10. Дьяконов В. П. Matlab и Simulink для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2011. 976 с.

ЧАСТОТНО-НЕЗАВИСИМОЕ ЦИФРОВОЕ ДИАГРАММОФОРМИРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК

А.А. Ерохин, Ю.П. Саломатов

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

Частотно-независимые методы формирования диаграммы направленности (ДН) широко используются в цифровых системах связи, обработки звука и радиолокационных системах. В данных областях применения требуется широкополосное управление лучом с использованием фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры). Они реализуют временную фильтрацию для получения частотно-независимых свойств ДН антенной решетки. Представлен частотно-независимый метод формирования ДН. Предложенный метод позволяет осуществлять сканирование главного лепестка ДН и не требует минимизации функций или выполнения преобразования Фурье. Используя КИХ-фильтры с разным наклоном фазо-частотных характеристик можно добиться сканирования в широкой полосе частот. Предлагаемый подход основан на использовании частотных свойств антенных решеток.

В задачах широкополосного цифрового диаграммоформирования (ЦДФ) можно выделить класс антенных решеток (АР) с частотно-независимой диаграммой направленности (ДН) в некоторой полосе частот. Частотно-независимое формирование луча широко используется в различных областях, таких как беспроводная связь, радиолокация, обработка звука [1–4]. Поэтому в настоящее время частотно-инвариантное формирование луча активно исследуется. Частотно-независимой будем называть такую АР, уровень боковых лепестков и ширина ДН по уровню половинной мощности которой постоянны в широкой полосе частот.

Использование фильтров с конечной импульсной характеристикой позволяет достичь частотно-независимых характеристик АР [2; 5]. В [6] авторы отмечают, что для поддержания постоянной ширины ДН в полосе частот необходимо поддерживать эффективную длину решетки. Этого можно достичь путем применения КИХ-фильтров для реализации частотно-зависимого амплитудно-фазового распределения, называемого в цифровых АР весовым вектором. Таким образом, КИХ-фильтры выполняют временную фильтрацию, что обеспечивает частотную зависимость весового вектора.

Некоторые методы частотно-независимого ЦДФ основаны на использовании дополнительных элементов АР (ЦДФ с использованием

пространственных задержек) [2; 7; 8]. Следует отметить, что эти подходы эквивалентны (т.е. в обоих случаях необходимо сформировать частотно-зависимый весовой вектор). Кольцевые АР используются для частотно-независимого ЦДФ [9] в качестве решеток с пространственной задержкой. В [10] предлагается метод ЦДФ в кольцевой АР, основанный на принципах линейного программирования. В [11] рассматривается метод формирования луча без временной фильтрации. Трехмерная АР используется для достижения частотно-инвариантных свойств. Следует отметить, что данные методы не всегда могут быть подходящими с точки зрения практической реализации из-за большого количества элементов. Поэтому в [7; 12] рассмотрен метод, предусматривающий уменьшение числа элементов АР за счет использования подрешеток, т.е. был предложен метод, в котором не используются дополнительные элементы или КИХ-фильтры (точнее, используются две ортогональные АР).

Часть частотно-независимых методов ЦДФ основана на решении задач минимизации [7; 13–15], а для других требуется выполнение преобразования Фурье [16–18]. Поэтому существующие методы частотно-независимого ЦДФ требуют некоторого упрощения.

Рассмотрим АР, состоящую из N изотропных элементов. Так, ДН такой АР можно представить в виде функции двух переменных – направления θ и частоты f :

$$F(f, \theta) = \sum_{n=1}^N v_n \exp(-j2\pi f \tau_n) = \mathbf{v}^T \mathbf{d}(f, \theta),$$

где $\mathbf{v} = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_n]^T$ – вектор весовых коэффициентов; $\tau_n = x_n \sin \theta / c$ – задержка распространения от первого элемента до n -го элемента, является функцией угла θ ; $\mathbf{d}(f, \theta) = [1 \ e^{-j2\pi f \tau_2} \ \dots \ e^{-j2\pi f \tau_N}]^T$; x_n – координата n -го элемента; c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме; жирные символы обозначают векторы и матрицы.

На рис. 1 показана ДН узкополосной линейной АР, составленной из $N = 16$ элементов. Направление основного лепестка $\theta_0 = 40^\circ$ на центральной частоте, нормированной полосы частот $f_0 / f_{\max} = 0,5$. Расстояние между соседними элементами составляет половину длины волны на верхней частоте нормированного диапазона. Как видно из рис. 1, по мере изменения частоты главный лепесток меняет свое направление. Данное смещение является причиной того, что узкополосное ЦДФ с постоянным коэффициентом для каждого антенного элемента не будет эффективно работать в широкополосном режиме.

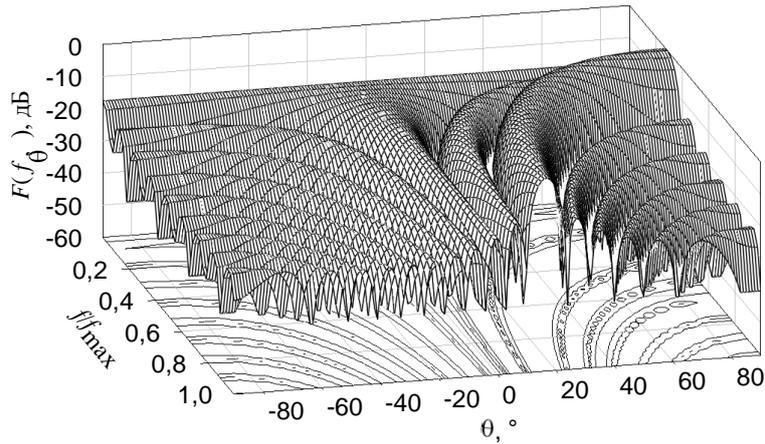


Рис. 1. Диаграмма направленности узкополосной АР в широкой полосе частот

Элементы весового вектора должны быть разными для разных частот при широкополосном ЦДФ. Поэтому можно записать выражение для вектора весовых коэффициентов как функцию частоты

$$\mathbf{v}(f) = [v_1(f) \quad v_2(f) \quad \dots \quad v_N(f)]^T$$

Как было отмечено ранее, частотно-зависимые весовые коэффициенты могут быть получены с помощью использования КИХ-фильтров. Фильтры выполняют временную фильтрацию и формируют частотно-зависимый весовой вектор. Тогда выражение для весовых коэффициентов можно записать в следующем виде:

$$v_n(f) = \sum_{m=1}^M w_{n,m} \exp\left(-j2\pi m \frac{f}{f_s}\right),$$

где f_s – частота дискретизации, M – количество коэффициентов КИХ-фильтра. Выражение выше представляет собой частотную характеристику КИХ-фильтра.

Схема частотно-инвариантной АР показана на рис. 2.

Далее запишем выражение для ДН широкополосной АР:

$$F(f, \theta) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M w_{n,m} \exp(-jm\omega) \exp(-j2\pi f \tau_n),$$

где $\omega = 2\pi f / f_s$.

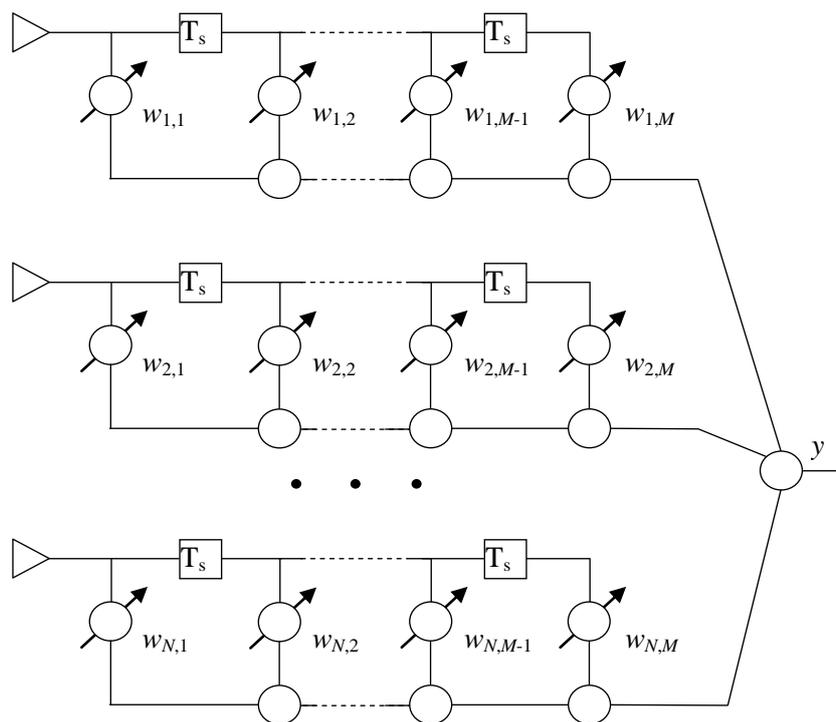


Рис. 2. Структура широкополосного ЦДФ

Чтобы выполнить перемещение главного лепестка ДН необходимо сформировать линейный фазовый сдвиг в апертуре АР. В случае частотно-независимого ЦДФ фазовый сдвиг может быть получен с помощью использования КИХ-фильтров с разным наклоном частотной характеристики в каждом канале АР. Кроме того, фазовый сдвиг между элементами решетки должен быть таким, чтобы ДН отклонялась в одном направлении на всех частотах диапазона [19].

Импульсная характеристика полосового КИХ-фильтра с произвольным фазовым сдвигом описывается следующим выражением [20]:

$$w_m = \frac{\sin[(m-\Delta)\omega_2] - \sin[(m-\Delta)\omega_1]}{(m-\Delta)\pi}, \quad (2)$$

где $m = 1, 2, \dots, M$; M – длина фильтра (число коэффициентов импульсной характеристики); Δ – положительное число, оно устанавливает фазовый сдвиг; ω_1 и ω_2 – нормированные частоты.

Чтобы поддерживать постоянную ширину ДН в широкой полосе частот, необходимо зафиксировать электрическую длину АР. Когда частота увеличивается, необходимо уменьшить физический размер антенной решетки.

Запишем известное выражение для определения ширины ДН по уровню половинной мощности для линейной АР с равномерным распределением амплитуды:

$$2\theta_{0,5} = \frac{0,886\lambda}{d(N-1)\cos\theta_0},$$

где θ_0 – направление главного лепестка, d – расстояние между соседними элементами, λ – длина волны. В соответствии с данным выражением $d(N-1)$ – это длина линейной АР.

Из приведенного выше выражения можно найти верхние граничные частоты КИХ-фильтров, необходимые для получения ширины ДН $2\theta_{0,5}$ для заданного числа элементов n :

$$f_n = \frac{0,886c}{d(n-1)2\theta_{0,5}\cos\theta_0}. \quad (3)$$

Теперь коэффициенты КИХ-фильтров для частотно-независимого ЦДФ можно найти, используя выражение (1), с учетом выражения (2). В соответствии с полученными коэффициентами ДН имеет постоянную ширину, и ее можно направлять в необходимом направлении в широком диапазоне частот.

На рис. 3, а показаны коэффициенты КИХ-фильтров по каналам частотно-инвариантной АР. Количество антенных элементов $N = 16$, количество коэффициентов для каждого фильтра $M = 32$, направление главного лепестка $\theta_0 = 20^\circ$, ширина ДН $2\theta_{0,5} = 20^\circ$. Максимумы импульсных характеристик смещены относительно друг друга, что обеспечивает постоянный фазовый сдвиг в частотном диапазоне.

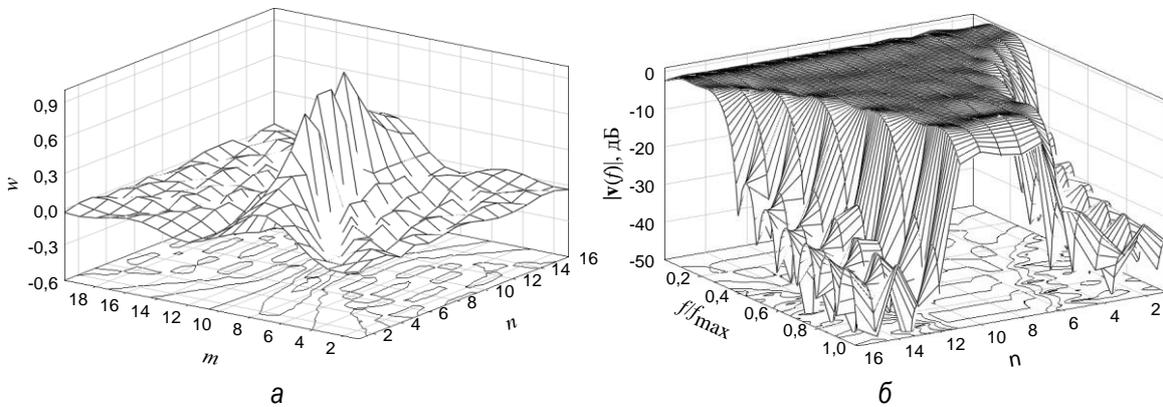


Рис. 3. Весовые коэффициенты при частотно-независимом ЦДФ: а – коэффициенты КИХ-фильтров; б – амплитудно-частотные характеристики КИХ-фильтров

На рис. 3, б приведены амплитудно-частотные характеристики КИХ-фильтров. Когда частота увеличивается, фактический размер антенной решетки уменьшается, т.е. «активная» область решетки уменьшается (физический размер антенны уменьшается), поскольку необходимо поддерживать постоянную ширину луча. На низких частотах большинство частотных характеристик имеют почти одинаковую амплитуду, поскольку элементы АР расположены слишком часто для этих частот. На высоких частотах активная зона содержит меньшую часть частотных характеристик с высоким усилением. Таким образом, как на высоких, так и на низких частотах апертура АР используется неэффективно, что является результатом частотно-инвариантного ЦФД.

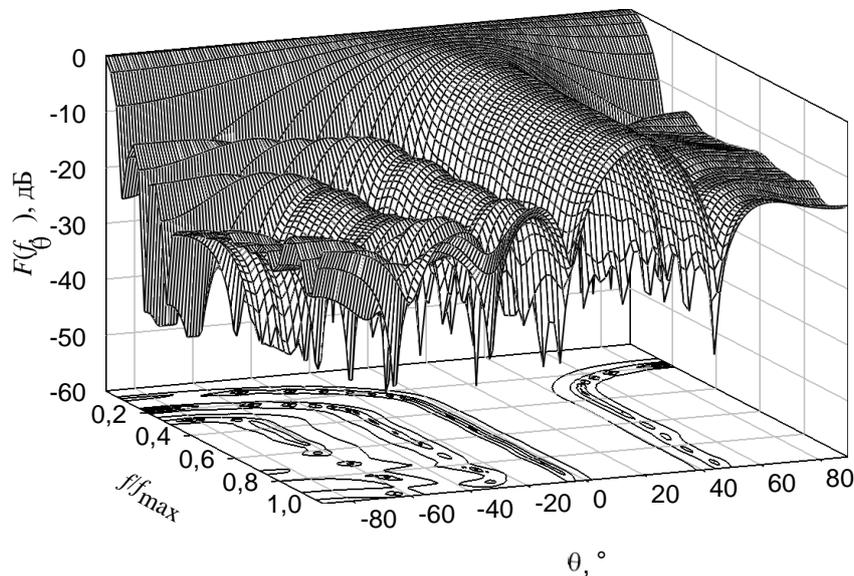


Рис. 4. Частотно-независимая диаграмма направленности

На рис. 4 показана результирующая ДН, обладающая частотно-независимыми свойствами в полосе $\Delta f/f_{\max} \approx [0,3; 1]$. Согласно частотным характеристикам, показанным на рис. 3, б, на низких частотах главный лепесток ДН имеет очень большую ширину.

В работе рассмотрен простой метод расчета весовых коэффициентов для частотно-независимого ЦФД. Данный метод не требует сложных вычислений, таких как решение задачи минимизации целевой функций или нахождение преобразования Фурье. Предложенный метод прост в использовании, поскольку требуется выполнять вычисления, используя только формулы (1) и (2).

Предложенный метод основан на частотных свойствах массива, т.е. ширина луча половинной мощности зависит от длины массива. По мере увеличения частоты ширина луча уменьшается. Чтобы этого не произошло, необходимо уменьшить длину массива. Тогда мы можем получить

постоянную ширину луча и уровень боковых лепестков в широком диапазоне частот.

Кроме того, предлагаемый способ может быть применен к АР с любым количеством элементов и впоследствии может быть обобщен для многомерных АР.

Список литературы

1. Van Trees, H. L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory / H. L. Van Trees. – New York, USA: John Wiley & Sons Inc., 2002. – 1472 p.
2. Liu, W. Wideband Beamforming: Concepts and Techniques / W. Liu, S. Weiss. – Chichester, U.K.: Wiley, 2010. – 302 p.
3. Tuan Do-Hong. Wideband direction-of-arrival estimation using frequency-domain frequency-invariant beamformers: an analysis of performance / Tuan Do-Hong, F. Demmel, P. Russer // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2004. – Vol. 14 (8) – pp. 383-385.
4. Huang, G. On the Design of Frequency-Invariant Beampatterns With Uniform Circular Microphone Arrays / G. Huang, J. Benesty, Jingdong Chen // IEEE/ACM Trans. on Audio, Speech, and Language Processing. – 2017. – № 25 (5) – pp. 1140–1153.
5. S. Yan, Y. Ma. Design of FIR beamformer with frequency invariant patterns via jointly optimizing spatial and frequency responses // Proc. of IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Philadelphia, USA. 2005. pp. 789-792.
6. Rosen, O. FIR-based symmetrical acoustic beamformer with a constant beamwidth / O. Rosen, I. Cohen, D. Malah // Signal Processing. – 2017. – Vol. 130 – pp. 365–376.
7. Pal P., Vaidyanathan P.P. Frequency invariant MVDR beamforming without filters and implementation using MIMO radar // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Taipei, Taiwan. 2009. pp. 2081-2084.
8. Liu, W. Adaptive wideband beamforming with sensor delay-lines / W. Liu // Signal Processing. – 2009. – Vol. 89 – pp. 876-882.
9. Huang, G. On the design of frequency-invariant beampatterns with uniform circular microphone arrays / G. Huang, J. Benesty, J. Chen // IEEE/ACM Trans. on Audio, Speech, and Language Processing. – 2017. – Vol. 25 (5) – pp. 1140-1153.
10. Zhang X., Ser W., Muralidhar K. Uniform circular broadband beamformer with selective frequency and spatial invariant region // IEEE Proceedings of International Symposium on Circuits and Systems. Taipei, Taiwan. 2009. pp. 2201-2204.
11. Wei Liu, Des McLernon, Mounir Ghogho. Frequency Invariant Beamforming Without Tapped Delay-Lines // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing – ICASSP '07. April 2007. Vol. 2. pp. 997–1000.
12. P. Palm, P. P. Vaidyanatha. Efficient frequency invariant beamforming using virtual arrays // Conf. Record of the Forty Fourth Asilomar IEEE Conf. on Signals, Systems and Computers., Pacific Grove, USA. 2010. pp. 1097–1101.
13. Shefeng Yan, Yuanliang Ma. Design of FIR beamformer with frequency invariant patterns via jointly optimizing spatial and frequency responses // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 4, 18–23 March 2005. pp. 789–792.

14. Parra, L.C. Steerable frequency-invariant beamforming for arbitrary arrays / L. C. Parra // *The Journal of the Acoustical Society of America*. 2006. Vol. 119. pp. 3839–3847.
15. Ерохин А. А., Саломатов Ю. П. Цифровые антенные решетки с частотно-независимой диаграммой направленности // *Известия высших учебных заведений. Физика*. 2015. Т. 58. № 8/3. 68–70 с.
16. Sekiguchi, Y. Wideband beamspace adaptive array utilizing FIR fan filters for multibeam forming / T. Sekiguchi, Y. Karasawa // *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2000. Vol. 48 (1). pp. 277–284.
17. Liu, W. Design of frequency invariant beamformers for broadband arrays / W. Liu, S. Weiss // *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2008. Vol. 56 (2). pp/ 855–860.
18. Weiss S., Hadley M., Wilcox J. Implementation of a flexible frequency-invariant broadband beamformer based on Fourier properties // *IEEE Sensor Signal Processing for Defence Conference*. London, UK. 2017.
19. Erokhin A.A., Gafarov E.R., Salomatov Yu.P. Frequency-Invariant Beamforming with Real FIR-filters // *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*. Divnomorskoe, Russia. 2019. pp. 132–135
20. Oppenheim, A. V. *Discrete-Time Signal Processing* / A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer. – USA: Pearson, 2009. 1144 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ МЕМБРАНЫ С П-ОБРАЗНОЙ ФОРМОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЩЕЛИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИЯХ

А.Ф. Копылов, Д.К. Огородников, Ю.П. Саломатов, Н.А. Харитоновна

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kopaph@yandex.ru

Приведены результаты экспериментального исследования коэффициента передачи $|S_{21}|$ волноводно-щелевой мембраны с П-образной резонансной щелью для двух различных положений возбуждателей СВЧ-поля относительно щели – в середине широкой и в середине узкой ее частей. Рабочее сечение волновода выбрано равным 35×15 мм. Экспериментально показано, что при различных положениях возбуждателей СВЧ-поля амплитудно-частотные характеристики существенно различаются.

В предыдущих работах авторов [1; 2] были представлены частотные характеристики фильтрующей системы с волноводно-щелевой мембраной (ВЩМ), имеющей щель П-образной формы, в которой возбуждающие СВЧ-поле электроды (возбудители) были расположены с разных сторон ВЩМ, в середине широкой части П-образной щели. Такой вариант возбуждения СВЧ-поля можно назвать с симметричным относительно оси симметрии широкой стенки волновода расположением возбуждателей.

Однако, как нам представляется, кроме варианта возбуждения с симметричным относительно оси симметрии широкой стенки волновода расположением возбуждателей интерес представляет вариант возбуждения П-образной щели с симметричным расположением возбуждателей относительно самой ВЩМ. В настоящей работе мы провели экспериментальное исследование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) системы с возбуждением П-образной резонансной щели с симметричным расположением возбуждателей относительно ВЩМ для двух вариантов расположения возбуждателей в геометрической системе П-образной щели: первый вариант – при расположении возбуждателей в середине широкой части П-щели, второй – при расположении возбуждателей в середине узкой части П-щели.

На рис. 1 представлены топологические рисунки исследуемых ВЩМ: на рис. 1, *a* – при расположении возбуждателей в середине широкой части П-щели, на рис. 1, *b* – при расположении возбуждателей в сере-

дине узкой части П-щели. Волноводно-щелевая мембрана представляет собой металлическую пластинку толщиной около 0,25 мм, расположенную поперечно направлению распространения электромагнитных волн в системе. Рабочее сечение волновода фильтрующей системы выбрано 35×15 мм из соображений удобства реализации экспериментального макета системы. Возбуждение СВЧ электромагнитных волн в системе обеспечивается входным и выходным зондами, расположенными поперек оси П-щели. Зонды располагаются с различных сторон ВЦМ так, что она оказывается между ними. Внешний диаметр зондов – 3 мм. Глубина погружения зондов в рабочее сечение волновода составляет 12 мм. Расстояние от мембраны до короткозамкнутых концов волноводов фильтрующей системы с ВЦМ составляет также 12 мм.

На рис. 2 приведены результаты экспериментальных исследований АЧХ ВЦМ с П-образной резонансной щелью в виде частотных зависимостей величины коэффициента передачи $|S_{21}|$ в диапазоне 1–5 ГГц. Измерения проводились на цифровом векторном измерителе параметров цепей Р4М–18. Красная кривая на этом рисунке соответствует АЧХ системы при расположении возбудителей в середине широкой части П-щели, синяя кривая соответствует АЧХ системы при расположении возбудителей в середине узкой части П-щели.

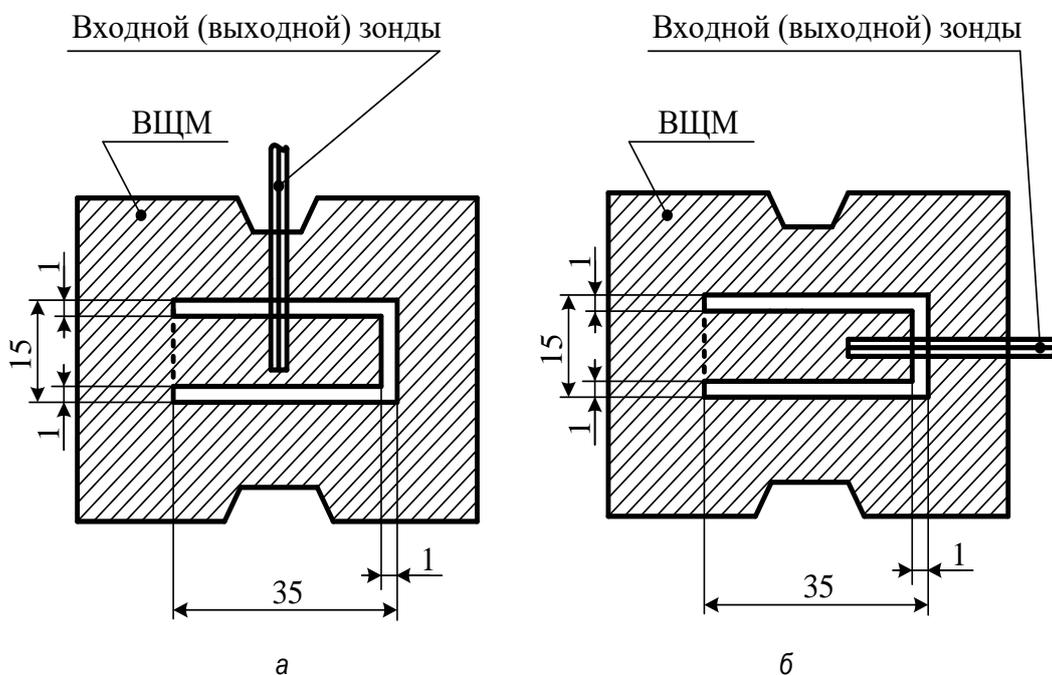


Рис. 1. Топологический рисунок исследуемой ВЦМ с П-образной резонансной щелью:
 а – при расположении возбудителей в середине широкой части П-щели;
 б – при расположении возбудителей в середине узкой части П-щели

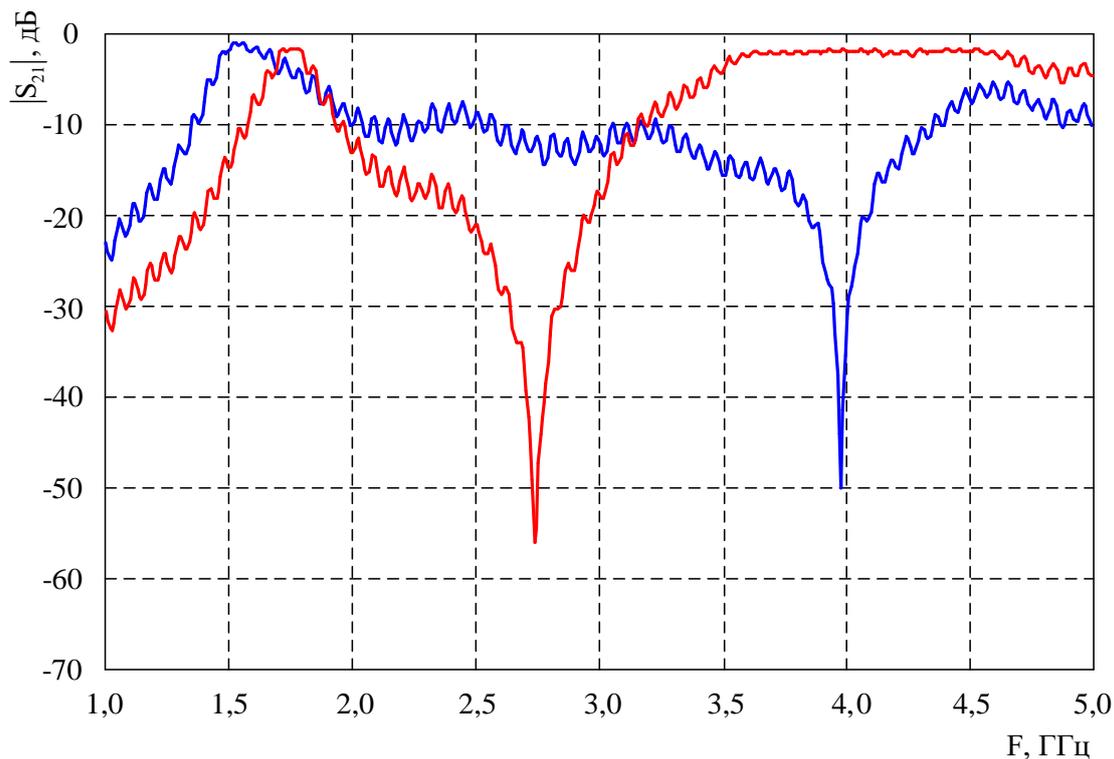


Рис. 2. АЧХ ВЦМ с П-образной резонансной щелью: красная кривая – при расположении возбуждателей в середине широкой части П-щели; синяя кривая – при расположении возбуждателей в середине узкой части П-щели

Анализ полученных частотных зависимостей величины $|S_{21}|$ показывает, что в обоих вариантах возбуждения П-образной щели ВЦМ наблюдается три ярко выраженных амплитудных всплеска. Первый из них – низший по частоте узкополосный резонанс пропускающего типа на частоте (обозначим эту частоту как F_1 , вносимое на этой частоте затухание как $A_{ВН1}$), следующий по мере увеличения частоты – узкополосный резонанс заграждающего типа на частоте (частота F_2 , вносимое затухание $A_{ВН2}$), третий – вновь пропускающего типа, но уже в широкой полосе частот (частота F_3 , вносимое затухание $A_{ВН3}$). Величины этих частот и соответствующие им величины вносимых системой затуханий имеют следующие значения:

– для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2): частота $F_1 = 1753$ МГц при вносимых потерях $A_{ВН1} = 1,579$ дБ; частота $F_2 = 2737$ МГц при $A_{ВН2} = 56,5$ дБ; частота $F_3 = 4000$ МГц при $A_{ВН3} = 1,95$ дБ;

– для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2): частота $F_1 = 1519$ МГц при вносимых потерях $A_{ВН1} = 1,178$ дБ; частота $F_2 = 3988$ МГц при $A_{ВН2} = 50$ дБ; частота $F_3 = 4580$ МГц при $A_{ВН3} = 6,85$ дБ.

Из сравнения между собой соответствующих численных значений величин частот F_1 , F_2 , F_3 и величин затуханий на этих частотах $A_{ВН1}$, $A_{ВН2}$, $A_{ВН3}$ видно следующее:

– при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2) частота F_1 первого узкополосного резонанса пропускающего типа на 234 МГц (около 13 %) ниже, чем частота первого резонанса F_1 при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2), а вносимые потери $A_{ВН1}$ меньше на 0,4 дБ (примерно 25 % в дБ);

– при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2) частота F_2 второго узкополосного резонанса заграждающего типа на 1251 МГц (около 31 %) выше, чем частота второго резонанса F_2 при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2), а вносимые потери $A_{ВН2}$ меньше на 6,5 дБ (примерно 11 % в дБ);

– при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2) частота F_3 широкополосного пропускания на 580 МГц (около 14,5 %) выше, чем частота F_3 широкополосного пропускания при расположении возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2), а вносимые потери $A_{ВН3}$ больше на 4,9 дБ (примерно 251 % в дБ);

Кроме того, расстояние по частоте между частотой F_1 первого узкополосного резонанса пропускающего типа и частотой F_2 второго узкополосного резонанса заграждающего типа $\Delta F = F_2 - F_1$ составляет для варианта расположения возбуждателей СВЧ поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2) $\Delta F = 2247$ МГц, а для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2) $\Delta F = 2469$ МГц.

Заметим, что величины потерь на частотах, близких к частоте первого узкополосного резонанса пропускающего типа для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2) заметно выше, чем величины потерь на тех же частотах для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2). Так, для частоты 2 ГГц для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели вносимое затухание примерно на 3 дБ больше, чем для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели; для частоты 2,5 ГГц для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине широкой части П-щели вносимое затухание примерно на 12 дБ больше, чем для варианта расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели.

Для удобства анализа полученных результатов итоговые данные, описанные выше, сведены в табл. 1.

Таблица 1

Обозначение параметра АЧХ	Вариант расположения возбуждателей СВЧ-поля в середине узкой части П-щели (синяя кривая на рис. 2)	Вариант расположения возбуждателей СВЧ поля в середине широкой части П-щели (красная кривая на рис. 2)	Разница в численных значениях столбцов 1 и 2 абсолютная/относительна
F_1 , МГц	1519	1753	-233 МГц / 13 %
$A_{ВН1}$, дБ	1,178	1,579	-0,4 дБ / 25 %
F_2 , МГц	3988	2737	+1251 МГц / 31 %
$A_{ВН2}$, дБ	50	56,5	-6,5 дБ / 11 %
F_3 , МГц	4580	4000	+580 МГц / 14,5 %
$A_{ВН3}$, дБ	6,85	1,95	+4,9 дБ / 251 %
$\Delta F = F_2 - F_1$, МГц	2469	2247	
Вносимые потери на частоте 2 ГГц, дБ	9	12	-3 дБ
Вносимые потери на частоте 2,5 ГГц, дБ	10	22	-12 дБ

Таким образом, в результате проведенных исследований можно сделать выводы о том, что при расположении возбуждателей СВЧ поля в середине узкой части П-щели по сравнению с вариантом расположения в середине широкой части П-щели, наблюдаются следующие различия в амплитудно-частотной характеристике:

- частота низшего резонанса существенно ниже;
- вносимые потери на частоте низшего резонанса заметно меньше;
- расположение частоты узкополосного резонанса заграждающего типа существенно выше;
- вносимые потери на частоте узкополосного резонанса заграждающего типа немного меньше;
- расстояние по частоте между частотой первого узкополосного резонанса пропускающего типа и частотой второго узкополосного резонанса заграждающего типа намного больше;
- частота широкополосного пропускания на намного выше, а вносимые потери заметно больше.

Список литературы

1. Kopylov, A.F., Ogorodnikov, D.K., Salomatov, Ju.P., Kharitonova, N.A. Experimental study of the amplitude-frequency characteristics of a waveguide filter with a resonant waveguide-slot membrane at subcritical waveguide frequencies. Proc. of “Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC'2019)”, 2019 IEEE_Conference of Russian, Saint Petersburg, Russia, 16-18 Okt., 2019. P. 135–137.

2. Natalya A. Kharitonova¹, Alexey F. Kopylov, Yuri P. Salomatov, Dmitri K. Ogorodnikov. Frequency Characteristics of a Resonant Waveguide-Slot Membrane Installed in a Waveguide-Coaxial System in the Range of 1 to 16 GHz, Providing Operation at Subcritical Frequencies of the Waveguide Used // Proc. of “Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)”, 2020 IEEE Conference of Russian, St. Petersburg Electrotechnical University “LETI”, 27–30 Jan., 2020. P. 138–140. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9039104>; DOI: 10.1109/EIconRus49466.2020.9039104.

Секция
«КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ
ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

АВТОМАТИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ
СБОРКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

Р.П. Ахметов, М.В. Винниченко, Е.Е. Носкова

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, Красноярск, ул. Академика Киренского, 26
¹E-mail: marina91293@mail.ru

Представлен подход к формированию технологических схем сборки радиоэлектронного комплекса при его изготовлении как планово-учетной единицы в виде заказа. Алгоритм формирования технологической схемы сборки показан через получение ведомости применяемости по заданию, которая включает в себя номенклатуру и применяемость позиций. Представлена визуализация результатов формирования технологических схем сборки радиоэлектронных комплексов в виде дерева заказов при помощи разработанного программного модуля.

Сегодня цифровые технологии проникают на все уровни функционирования производственных предприятий, внося свои коррективы в то, как организуется производственный процесс. Однако интеграции проектной деятельности, конструкторско-технологической подготовки производства и производственного планирования в должном объеме разработчики стандартных решений на современном этапе не предлагают. Поэтому задачи цифровизации проектно-производственной деятельности в части управления и планирования производственной деятельностью решаются собственными силами специалистов предприятия.

Современные радиоэлектронные производства, разрабатывающие и изготавливающие сложные радиоэлектронные комплексы и системы, являются мелкосерийными производствами позаказного типа, где планово-учетной единицей принимается заказ. В состав заказа при изготовлении высокотехнологичной наукоемкой продукции в большинстве случаев входит одно изделие – радиоэлектронный комплекс со сложной структурой, который состоит из большого числа деталей и сборочных единиц (ДСЕ), широкой номенклатуры материалов, покупных комплектующих изделий и инструментов.

Планирование изготовления радиоэлектронного комплекса как заказа начинается с процедуры разузлования изделия на входящие в него детали и блоки многоуровневой степени вхождения путем построения схем сборки. Сначала выявляется сборочный состав всего изделия, далее он дополняется входящими элементами отдельных сборочных единиц. Такой механизм позволяет установить пооперационную последовательность изготовления и сборки, взаимную непрерывную связь между элементами и наглядно представить технологическую схему сборки.

Автоматизация данного процесса возможна при наличии соответствующей информации в базе данных автоматизированной системы управления (АСУ) радиоэлектронного производства. На основе конструкторско-технологической информации, схемы сборочного состава и плановых сроков выпуска заказа автоматизируется разработка технологической схемы сборки как плана запуска изделия в производство.

Алгоритмы формирования компонентов технологических схем сборки для каждого из заказов реализованы в АСУ в рамках этапов:

Этап 1. Построение записей нулевого уровня

Выбор из массива заказов записей в соответствии с заданными заказами.

Основной задачей разузлования является поиск позиций (In), входящих в сборку (B) и определение применимости позиции (In) на одну сборку и на все сборки, идущие на заданный заказ, с учетом условий, налагаемых бланками открытия заказов. По головным сборкам с входящими (In) можно сформировать записи массива номенклатуры и применимости позиций по заказам $M1$, в котором на данном этапе заносятся позиции с блоками нулевого уровня (верхнего уровня).

Этап 2. Определение цеха сборки

Шаг 1. Выполнение процедуры выбора всех шифров сборочных работ из массива $M2$ (один раз).

Шаг 2. Поиск цеха сборки в массиве $M3$:

а) для головной позиции: Обозначение позиции In отыскивается в массиве $M3$ на месте B и из первой строки (первой In) выбирается цех сборки;

б) для всех остальных позиций в массиве $M3$ отыскивается связка $B-In$ и из найденной информационной строки выбирается цех сборки.

Шаг 3. Выборка цеха сборки из массива $M4$. Если запись в массиве $M3$ не найдена, в массиве $M4$ для соответствующей позиции B (если сборка головная, то для In) в реквизите шифр профессии отыскиваются шифры сборочных операций, выбранные из $M2$. В первой найденной

строке (с наименьшим порядковым номером) выбирается цех, который будет введен в М1 как цех сборки. Если сборочных операций, выбранных из М2, нет в записи массива М4, то в качестве цеха сборки берется первый цех технологического маршрута.

Этап 3. Разузлование как построение записей остальных уровней

Применяемость сборки (B) фиксируется для дальнейшего разузлования и расчета применяемости позиций для каждого следующего уровня. В качестве B выбираются сборочные позиции In из входящих позиций предыдущего уровня.

Этап 4. Объединение записей в ведомости применяемости

В массиве М1 могут быть одинаковые записи ($In-B$), которые могут получаться на разных уровнях при разузловании одной головной сборочной позиции либо разных головных сборочных позиций. В строках для таких записей могут совпадать заказы и номера серий, но отличаться опережения. При объединении таких записей используется критерий: если при совпадении $In - B$ – заказа – номера серии и разница между соседними опережениями не превышает заданного критерия, то строки объединяются: суммируется количество, опережение берется максимальное.

Этап 5. Расчет трудоемкости и календарно-плановых нормативов

После получения состава изделия в ведомости применяемости на каждую ДСЕ заказа рассчитываются трудоемкости и календарно-плановые нормативы. Выбираются позиции из массива М1 на идущие заказы и подсчитывается по каждой позиции суммарная потребность на заказы с учетом номера серии и числа комплектов.

Таким образом, в результате работы алгоритма формируется технологическая схема для заказа, которая состоит из совокупности массивов номенклатуры и применяемости позиций по заказам в различные серии запуска и технологической документации. Полученная технологическая схема сочетает в себе всю информацию для анализа состава изделия и временную последовательность сборочного процесса.

Для повышения эффективности процессов планирования при работе с заказом как планово-учетной единицей важную роль играет возможность визуализации как планов изготовления заказа разной степени точности, так и непосредственно технологической схемы сборки, например в виде дерева заказа, отражающего существующие отношения иерархии между блоками и деталями сборочного состава в процессе изготовления. Процесс построения планов изготовления заказа в виде диаграммы Ганта не отражает структуру заказа, которая часто необходима при формировании внутрицеховых планов сборочных производств, поэтому функционал подсистемы планирования в составе АСУ радиоэлектронного про-

изводства дополнен программным модулем, визуализирующим дерево заказа. На рис. 1 представлена часть дерева заказа с четырьмя уровнями вложенности, что отслеживается по горизонтальным ярусам дерева заказа, и с обозначениями блоков Б.*, Б.*.* и Б.*.*.* и деталей Д.*.*, Д.*.*.* и Д.*.*.*.*.

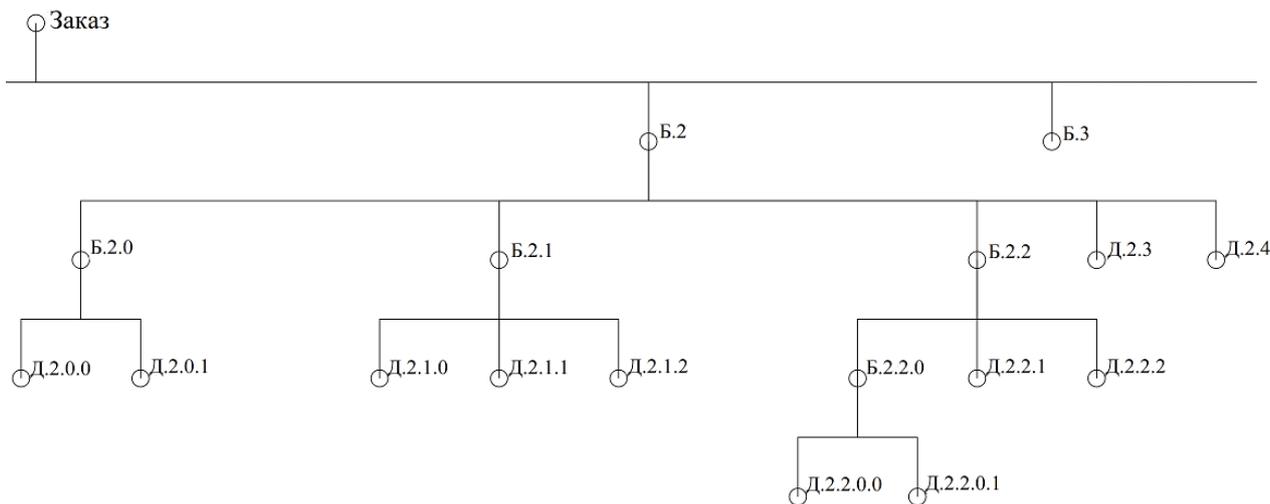


Рис. 1. Часть дерева заказа

Для визуализации используется модуль D3 Tree Graph. Здесь D3 – библиотека визуализации данных на основе JavaScript, которая поддерживает множество функций, включая анимацию, события DOM, анализ, вычисления и многое другое, и позволяет привязывать произвольные данные к объектной модели документа (DOM), а затем применять преобразование, управляемое данными, к документу [2].

Для выборки данных из уже существующей БД, хранимой на MSSQLServer, используется ORM Linq2DB. Так, ORM (от англ. Object-RelationalMapping, объектно-реляционное отображение, или преобразование) – технология программирования, которая связывает базы данных с концепциями объектно-ориентированных языков программирования, создавая «виртуальную объектную базу данных», что позволяет избавиться от необходимости писать SQL-код для взаимодействия в СУБД.

На серверной стороне получают данные из БД и преобразовываются к анонимному типу, подходящему под требуемые входные данные D3 Tree Graph. После этого данные преобразуются в JSON-объект и отправляются на клиентскую сторону, после чего они передаются модулю визуализации.

Разработанный программный модуль формирования технологических схем сборки радиоэлектронных комплексов расширяет функционал подсистемы планирования в составе АСУ в части визуализации заказа как планово-учетной единицы и позволяет повысить эффективность работы специалистов разных целевых групп на предприятии при актуализации информации о планировании и прохождении заказа после его запуска в производство.

Список литературы

1. Капулин Д. В., Винниченко М. В., Винниченко Д. И. Автоматизация планирования мелкосерийного производства сетевыми методами // Прикладная информатика: научно-практический журнал / Московский финансово-промышленный университет «Синергия». 2016. Т. 11. № 6 (66). С. 6–18.
2. Описание библиотеки D3 Tree Graph. URL: <https://ruprogi.ru/software/d3-js>.

ИНФОРМАЦИОННОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ПРОЕКТА ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ

Е.Е. Носкова, С.В. Худяков

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, корп. УЛК
Email: khuduakov-sv@yandex.ru

Проанализированы проблемы цифровизации проектной деятельности на современном радиоэлектронном производстве. Показаны функциональные возможности CAD/PLM – стратегий при организации единого информационного пространства предприятий, изготавливающих сложные радиоэлектронные комплексы. Представлена методика применения программного решения фирмы CIS Explorer, фирмы Cadence при организации информационного сопровождения процесса проектирования радиоэлектронных изделий.

Состав сложных радиоэлектронных изделий может включать нескольких тысяч наименований ДСЕ и ПКИ, что значительно усложняет радиоэлектронное производство и требует особого подхода к его организации. В проектных подразделениях информационное сопровождение разработки сложных радиоэлектронных изделий должно быть организовано в рамках информационного пространства предприятия на основе единой базы данных для всех участников процесса разработки. В этом случае оптимальным программным решением является решение CIS Explorer фирмы Cadence [1].

Цифровизация проектирования на современном радиоэлектронном производстве в обязательном порядке предполагает применение CAD/PLM стратегии при организации единого информационного пространства предприятия. Цель CAE/CAD/CAM-систем (интегрированных САПР) подразумевает организацию и выполнение проектных работ в рамках инфраструктуры производственного предприятия для повышения эффективности труда инженеров-проектировщиков на всех этапах проектирования [2]. При этом основной функцией САПР является разработка изделия и выпуск технической документации для его производства. Цель PLM-систем обеспечить управление всей информацией об изделии на протяжении всего его жизненного цикла. К основным модулям PLM-системы относится PDM- модуль управления данными об изделии.

На современном этапе на производственных предприятиях России и мира в основном внедряются системы управления жизненным циклом промышленных изделий, разработанных большой четверкой PLM: Autodesk, Dassault Systems, PTC и Siemens PLM Software. Для России основным PLM-решением является линейка продуктов АСКОН [2]. Однако

указанные решения по умолчанию предназначены для предприятий, производящих машиностроительную продукцию. Так, PLM-решения для радиоэлектронных производств, занимающихся проектной деятельностью, производители большой четверки PLM предлагают создавать через адресную интеграцию с САПР для конкретных предприятий. Исключением является интеграция продуктов АСКОН/Delta Designer как решение, предлагающееся в «коробочном» варианте.

Разработчики CAE/CAD/CAM-систем для проектирования электронных устройств со своей стороны тоже предлагают CAD/PLM-стратегии, например реализации и организации работы с интегрированными библиотеками в составе САПР. В связи с этим интерес представляет PDM-решение CIS Explorer фирмы Cadence – мирового лидера разработки инструментов цифрового проектирования радиоэлектронных устройств. Решение CIS Explorer базируется на системе ведения баз данных электронных компонентов. В свою очередь, CIS Explorer входит в состав схемного редактора OrCad Capture фирмы Cadence [3].

CIS Explorer позволяет вести и структурировать базы данных практически всех современных типов, которые могут хранить в себе неограниченное число символов. Утилита позволяет осуществлять их всевозможную фильтрацию и группировку по различным пользовательским свойствам, которые также неограниченны в количестве. Такой подход значительно упрощает процесс структурирования данных на производствах с объемными библиотеками электронных элементов.

Методика применения CIS Explorer для информационного сопровождения проектирования апробирована на тестовой базе данных MS ACCESS, которая включает в себя условно-графические обозначения элементов схемы, их посадочные места (footprint) и дополнительную информацию об элементах. Использование конкретной базы данных в CIS Explorer начинается с ее регистрации в среде CIS [3]. В случае успешной регистрации базы данных и создании ее конфигурационного файла, пользователь получает возможность взаимодействовать с базой данных с помощью PDM CIS Explorer. Окно пользовательского интерфейса PDM CIS Explorer представлено на рис. 1.

При создании тестовая база данных была разбита на три группы элементов:

- Capacitor – конденсаторы.
- IC – Интегральные микросхемы.
- Resistor – резисторы.

Основные группы элементов могут быть разбиты на подгруппы по различным характеристикам, задаваемым пользователем. Групп, как и подгрупп элементов, может быть неограниченное количество.

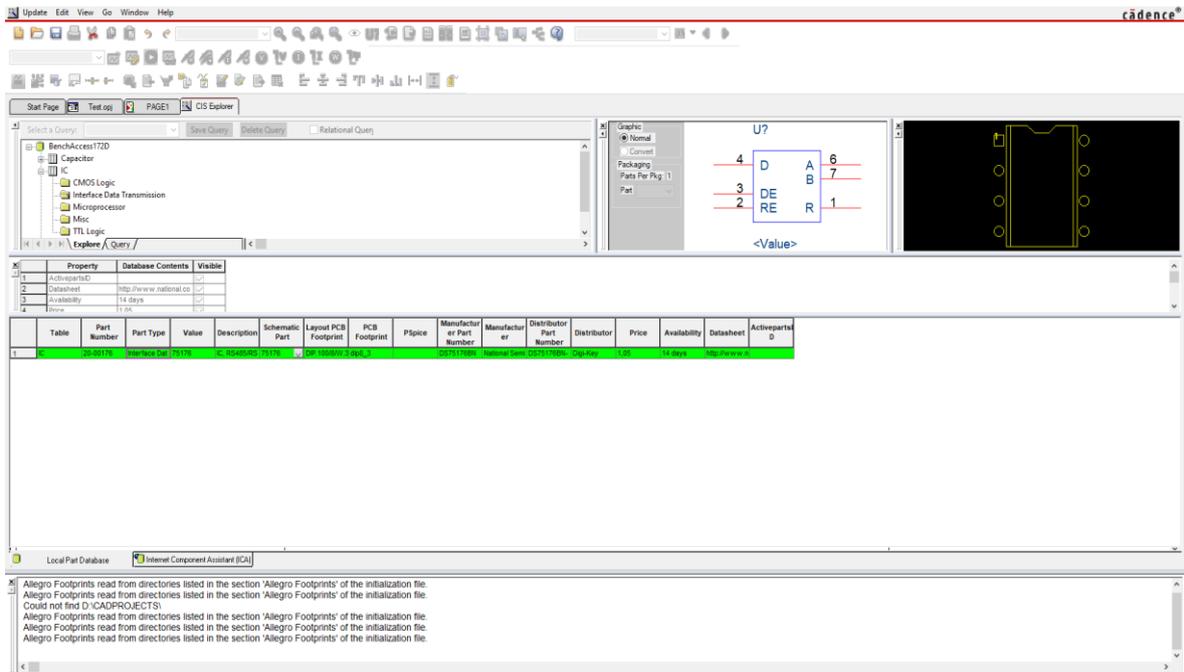


Рис. 1. Интерфейс CIS Explorer

Рассмотрим группу элементов – Capacitor, которая разбита на керамические Ceramic и электролитические Electrolytic конденсаторы. Интерфейс выбора подгруппы элементов представлен на рис. 2.

После выбора подгруппы элементов, пользователю становится доступен список всех элементов в данной подгруппе, а также свойства элементов, которые пользователь внес в базу данных (рис. 3).

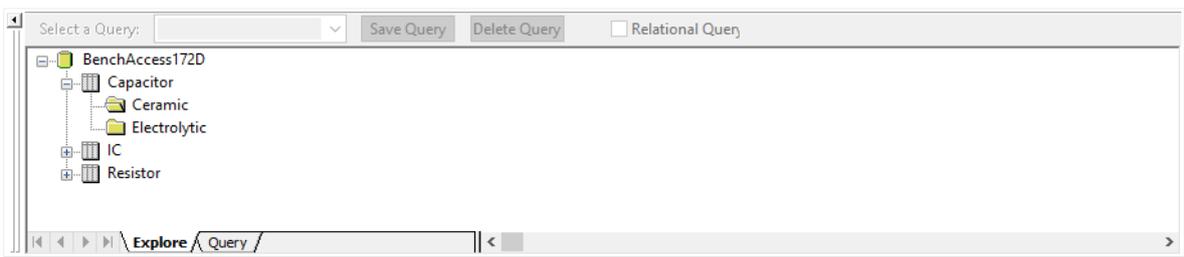


Рис. 2. Интерфейс выбора базы данных: выбор подгруппы элементов.

Property	Database Contents	Visible
1 ActivepartsD		✓
2 Datasheet	capoerm.pdf	✓
3 Availability	In Stock	✓
4 Price	0.02	✓
5 Distributor	Digi-Key	✓
6 Distributor Part Number	PCC070CVTR-ND	✓
7 Manufacturer	Panasonic - SCD	✓
8 Manufacturer Part Number	ECU-V1H070DCV	✓
9 PSpice	C	✓
10 PCB Footprint	smdcap	✓
11 Layout PCB Footprint	SMC_0603	✓
12 Tolerance		✓
13 Voltage	50V	✓
14 Description	CAP 7.0PF 50V CERAM	✓
15 Value	7.0PF	✓
16 Part Type	Ceramic	✓
17 Part Number	PCC070CVTR-ND	✓
18 Schematic Part	discrete/CAPACITOR N	✓

Table	Part Number	Part Type	Value	Description	Voltage	Tolerance	Schematic Part	PCB Footprint	Manufacturer Part Number	Manufacturer	Distributor Part Number	Distributor	Price	Availability	Datasheet	Activeparts D	Layout PCB Footprint	PSpice
1	Capacitor	PCC070CVTR	Ceramic	7.0PF	CAP 7.0PF 50 50V		discrete/C	smdcap	ECU-V1H070	Panasonic - S	PCC070CVTR	Digi-Key	0.02	In Stock	capoerm.pdf	✓	SMC_0603	C

Рис. 3. Список элементов подгруппы и их свойства

На рис. 3 отображена таблица со всеми свойствами, которые присутствуют в базе данных. Пользовательских свойств может быть неограниченное количество, но, как правило, для грамотного ведения базы данных и получения всей необходимой для пользователя информации о конкретном элементе достаточно не более 20 свойств: характеристики элемента, информация о наличии на складе, информация о производителе, цена элемента, информация о поставщике, серийный номер элемента и прочие свойства, дающие наиболее подробную информацию о выбранном элементе. Также в базе данных присутствуют свойства, на которые стоит обратить особое внимание при создании базы данных:

1. Part type – свойство-фильтр, используется для создания подгрупп в базе данных [1].

2. Schematic part – параметр для настройки вывода условно-графического обозначения элемента позволяет установить несколько УГО для одного элемента из базы данных. Для заданного элемента имеется несколько вариантов УГО:

- discrete\CAP_NP;
- discrete\CAPACITOR NON-POL;
- discrete\SMALL_CAP;
- analog\C,

где discrete – название библиотеки, в которой расположен символ, CAP_NP – название УГО-символа.

Главное достоинство такого подхода в том, что для множества различных принципиальных схем, где используется выбранный конденсатор, теряется необходимость создавать уникальные библиотеки символов, достаточно один раз создать библиотеку и указать путь к ней в базе данных для дальнейшего использования элемента в различных проектах.

3. Datasheet – получение доступа к официальным документам производителя электронных компонентов, не покидая схемный редактор. При создании базы данных достаточно указать ссылку на интернет-ресурс с информацией о конкретном элементе или же прикрепить PDF-файл с необходимой информацией.

4. PCB Footprint – параметр, аналогичный параметру Schematic part. Принципиально различие заключается в конечном файле, для которого указывается путь в базе данных. В случае с Footprint конечным файлом является файл типа .dra с расположением посадочных мест элемента.

Данный список свойств обязателен к добавлению в любую базу данных. Приведенные в списке параметры необходимы для успешной регистрации базы данных в среде CIS. Остальные свойства являются пользовательскими и добавляются по желанию.

На рис.1 в верхнем правом углу расположено окно с выводом условно-графического обозначения и посадочного места элемента. При правильном определении значения свойств Schematic part и PCB Footprint пользователь получает возможность взаимодействовать с УГО и посадочным местом выбранного элемента одновременно. Создание принципиальной схемы с помощью CIS Explorer состоит из двух шагов: выбор нужного элемента из базы данных и его размещение на принципиальной схеме. В окне вывода посадочных мест элемента пользователь получает информацию о расположении посадочных мест. После создания принципиальной схемы данные о посадочных местах экспортируются в PCB Editor.

Апробированная методика эксплуатации решения CIS Explorer при создании и использовании библиотек компонентов позволяет так организовать информационное сопровождение разработки радиоэлектронных изделий, что информация будет представлена в единой базе данных для всех участников процесса разработки – специалистов по ведению библиотеки компонентов, схемотехников, топологов в рамках единого информационного пространства предприятия.

Список литературы

1. Компания ПСБ Софт, официальный дистрибьютор CadenceDesignSystems и DownstreamTechnologies: техн. информация. 2020. URL: <https://www.pcbsoft.ru/>.
2. САПР и графика: техн. информация. 2020. URL: <https://sapr.ru/>.
3. Cadence | Computational Software for Intelligent System Design™: техн. информация. 2020. URL: <https://www.cadence.com/>.

ОБРАБОТКА ДАННЫХ ИНЕРЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА СГИБА КОНЕЧНОСТИ

В.А. Бахтина, М.А. Лесной, Н.А. Парошин, Н.П. Томилина

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

Применена методика нейросетевой обработки данных инерциальных датчиков (акселерометра, гироскопа и магнетометра), объединенных в инерциальный модуль. Определен угол сгиба предплечья по совокупности данных датчиков, а также исключено влияние произвольных движений человека на угол сгиба при помощи нейросетевой обработки. Данный подход может быть применен при определении угла сгиба конечностей в системах реабилитации людей с парезами различной степени тяжести.

Распознавание человеческой деятельности (HAR – Human activity recognition) является широкой областью исследования, связанной с определением конкретного движения или действия человека на основе данных, получаемых с датчиков.

Данные датчика могут быть записаны дистанционно или непосредственно на объекте с помощью специального оборудования или смартфонов, которые имеют встроенные акселерометры и гироскопы [1].

На ранних этапах внедрения инерциальных датчиков для распознавания активности человека использовалось оборудование, требующее специализированного программного обеспечения, что несло значительные затраты [2]. Теперь смартфоны и другие персональные устройства слежения, используемые для мониторинга состояния человека, стали достаточно дешевыми. Поэтому данные датчиков с этих устройств проще собирать, следовательно они представляют собой более широко изученную версию общей проблемы распознавания активности [3].

Традиционно методы из области обработки сигналов использовались для анализа и сбора данных датчика. Такие методы были предназначены для разработки функций, создания специфичных для предметной области, датчика или обработки сигналов функций и представлений исходных данных. Статистические и машинные модели обучения были затем обучены на обработанной версии данных.

Ограничением этого подхода является обработка сигналов и экспертные знания в области, необходимые для анализа необработанных

данных и разработки функций, необходимых для соответствия модели. Эта экспертиза потребуется для каждого нового набора данных или метода датчика [4].

Однако в большинстве ежедневных задач HAR эти методы могут в значительной степени опираться на эвристическое извлечение функций, созданное вручную, которое обычно ограничено знаниями о человеческом домене. Также этими подходами могут быть изучены только поверхностные функции, что приводит к снижению производительности для неконтролируемых и дополнительных задач. Из-за этих ограничений производительность традиционных методов ограничена в отношении точности классификации и обобщения модели [4].

В последнее время модели глубоких нейронных сетей начали выполнять свои функции по достижению самых современных результатов для распознавания человеческой деятельности. Это позволяет быстро и дешево решать новые проблемы, обрабатывать большие массивы данных постоянно совершенствующихся датчиков. Данный подход может быть применен в системах реабилитации людей с парезами различной степени тяжести [5].

Нейронные сети, или нейросети, – это упорядоченная система взаимодействующих друг с другом процессов. Каждому из них приходится иметь дело с входящими и исходящими сигналами. Используя групповой механизм работы, а также четко заданный алгоритм, учитывающий предыдущий опыт, нейросети могут проводить трудную и сложную работу.

Основное преимущество нейронной сети – обучаемость. Искусственные нейронные сети (ИНС) способны устанавливать сложные неочевидные взаимосвязи между вводными данными и получаемыми результатами, а также проводить обобщение. При успешном обучении, нейросети способны выдать верный результат даже при искаженных, частично отсутствующих или зашумленных данных.

Эти особенности позволяют адаптировать нейронную сеть под конкретную задачу. С их помощью, без лишних усилий можно работать с большими объемами данных, проводить различные обобщения и прогнозы. Это позволяет использовать их в различных сферах деятельности человека [6; 7].

Экспериментальные результаты и методика исследования. Была проведена обработка данных инерциального модуля (рис. 1). Модуль содержит гироскоп, трехосевой акселерометр и магнетометр. Гироскоп состоит из трех независимых одноосных вибрационных датчиков угловой скорости, которые реагируют на вращение вокруг X-, Y-, Z-осей. Магнетометр основан на высокоточной технологии эффекта Холла.

Включает в себя магнитные сенсоры, определяющие напряженность магнитного поля Земли по осям, схему управления, цепь усиления сигнала и вычислительную схему для обработки сигналов с каждого датчика [8].



Рис. 1. Устройство для измерения угла наклона предплечья:
1 – ортез; 2 – инерциальный модуль; 3 – телефон

При изменении положения руки, на которой закреплено устройство, датчики начинают реагировать на движения, изменяя свои показания. Для фиксации положения модуля он был размещен на ортезе (рис. 1).

Так как модуль не обладает функцией вывода значений угла отклонения, пришлось использовать дополнительное оборудование (рис. 1), чтобы привязать показания инерциальных датчиков к реальным значениям угла. Оценка угла производилась посредством закрепленного на руке телефона, с запущенным приложением «уровень».

Методика измерений. Эксперимент проводился в несколько этапов. Сначала измерения на небольшом временном отрезке и при неподвижном положении руки. На этом этапе использовали только ту информацию, которая была получена с акселерометра, поэтому после обработки данных была составлена матрица из трех столбцов. Затем, по формуле (1) преобразовали данные, чтобы использовать их в качестве входных для нейросети [9]:

$$\alpha = \left| \operatorname{atan} \left(\sqrt{\frac{A_y^2 + A_z^2}{A_x}} \right) \cdot 57,2958 \right|. \quad (1)$$

После проведения преобразований данные были внесены в учебник. Затем по той же методике была проведена серия опытов со сгибанием руки.

Из-за пересчета данных по формуле этот метод является неудовлетворительным, так как возникала большая погрешность.

На втором этапе было принято решение использовать исходные данные без какой-либо обработки и пересчета по формулам. Причем данные брались со всех инерционных датчиков (рис. 2, а). За счет этого снизилась погрешность, а полученные данные стали соответствовать действительности (рис. 2, б).

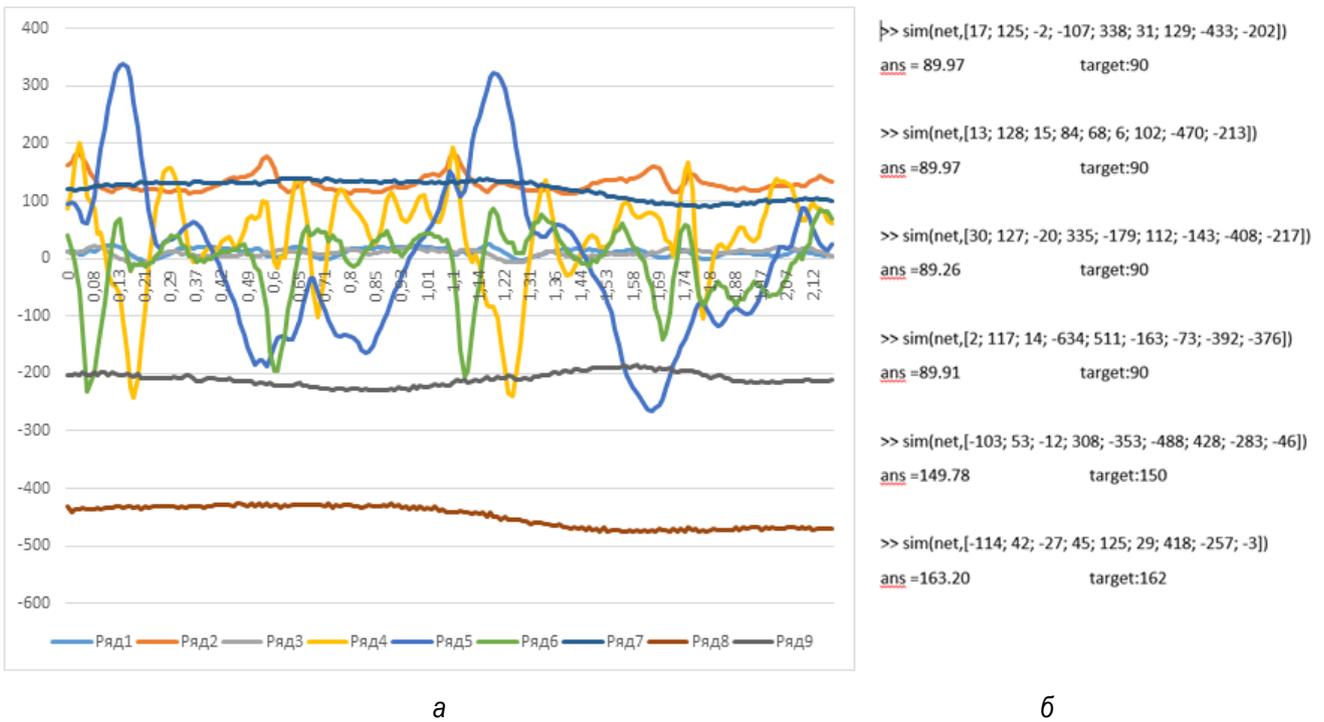


Рис. 2. Результат работы: а – входные данные; б – полученные данные с нейросети

Третий этап заключался в проведении серии опытов в движении, так как результат обработки данных в статическом положении испытуемого оказался удовлетворительным. Первоначально также проводили измерения с небольшим интервалом времени. Но на этапе проведения измерений на длительных интервалах столкнулись с проблемой, о которой будет сказано далее.

Обработка информации и обучение нейросети. Для получения данных инерциальных датчиков было использовано устройство на базе ОС Android с установленным приложением Bluetooth terminal. После получения данных их необходимо привязать к реальным значениям углов

наклона, полученным при помощи телефона. Затем данные были перенесены в пакет Excel для последующей обработки. Далее с помощью программного пакета Matlab была проведена нейросетевая обработка данных всех трех инерциальных датчиков. Выбор именно этого ПО обусловлен тем, что там имеется удобный и простой способ создания нейронных сетей без необходимости самостоятельного программирования и написания скриптов.

Использованная нейросеть представляет собой многослойный перцептрон, содержащий минимум 10 слоев. Нейроны регулярным образом организованы в слои. Входной слой служит просто для ввода значений входных переменных. Каждый из скрытых и выходных нейронов соединен со всеми элементами предыдущего слоя [10].

После завершения необходимых этапов настройки и проверки были проведены тесты. Во время тестирования на вход нейросети подавались различные, заведомо известные показания с инерционных датчиков, которые преобразовывались в необходимый нам угол наклона. Точность преобразования напрямую зависит от количества данных на этапе тренировки сети, а также правильной привязки показаний датчиков к реальным значениям углов.

Оказалось, что память устройства вмещает недостаточно информации. Из-за этого при записи большого массива данных поступающие в буфер устройства значения со временем удаляются, а новые записываются поверх старых. Для более успешного исследования, необходимо проводить измерения на более длинных промежутках времени (около минуты).

Но даже такие непродолжительные серии опытов дали понимание того, как должен выглядеть конечный результат. Выявить причину проблемы удалось слишком поздно, поэтому в будущем необходимо решить эту задачу и продолжить исследования.

В ходе работы была опробована методика совокупной нейросетевой обработки данных инерциальных датчиков для определения угла отклонения предплечья для потенциального применения в системах реабилитации людей с порезами различной степени тяжести. Дальнейшая работа в данном направлении нацелена на применении данной методики для исключения нежелательных движений пациента во время двигательной активности.

Список литературы

1. Датчики в смартфонах и планшетах. URL: https://www.nix.ru/computer_hardware_news/hardware_news_viewer.html?id=190184.

2. Малогабаритная система персональной навигации на базе неортогонального инерциального измерительного блока с избыточной структурой. URL: <http://earchive.tpu.ru/bitstream/11683/45802/1/reprint-nw-20198.pdf>

3. Обзор подходов и практических областей применения распознавания видов физической активности человека. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-podhodov-i-prakticheskikh-oblastey-primeneniya-raspoznavaniya-vidov-fizicheskoy-aktivnosti-cheloveka/viewer>.

4. Тропченко А Ю., Тропченко А.А. Цифровая обработка сигналов, методы предварительной обработки: учеб. программа дисциплины. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2009.

5. Система управления человеческой походкой методами машинного обучения, подходящая для роботизированных протезов в случае двойной трансфеморальной ампутации. URL: https://www.hse.ru/data/2019/07/01/1490715613/thesis_summary_rus.pdf.

6. Нейронные сети: практическое применение. URL: <https://habr.com/ru/post/322392/>.

7. Модели глубокого обучения для распознавания человеческой деятельности. URL: <https://www.machinelearningmastery.ru/deep-learning-models-for-human-activity-recognition/>.

8. MEMS-акселерометры и гироскопы — разбираемся в спецификации. URL: <https://habr.com/ru/post/431566/>.

9. Portable accelerometer-based system for aiding elbow extension in post-stroke individuals. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41685304>.

10. Солдатова О. П. Нейроинформатика: учеб. программа дисциплины. Самара: СГАУ, 2013.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРИСТОСТИ КРЕМНИЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ IMAGE J

К.В. Ноговицина, В.А. Юзова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: ksuy99.bk@gmail.com

Рассмотрена возможность использования программных средств для анализа и обработки видеоизображений поверхности пористых объектов. Показаны результаты определения пористости кремниевых образцов, обработанных электрохимическим травлением в водных растворах плавиковой кислоты.

Пористый кремний, получаемый электрохимическим травлением в растворах плавиковой кислоты, широко используется при создании различного рода сверхчувствительных датчиков, мембран, оптоэлектронных приборов. Параметры изготовленных устройств напрямую зависят от пористости кремния.

При оценке пористости материалов наиболее часто используют простой гравиметрический метод. Суть метода заключается в следующем. Образец взвешивают до и после травления. По относительной разнице в весе образца судят о пористости. Этот метод относится к косвенным и обладает значительной погрешностью.

Наиболее часто используются следующие прикладные программы: PHOTOM, OPTIMAS, «ВИДЕОТЕСТ», IMAGE EXPERT PRO, IMAGE J, AVIZO, SMARTEYE и др. В арсенале данных современных программ есть все необходимые для обработки технических изображений алгоритмы [1–3]. Это высокочастотное и низкочастотное фильтрование, выделение пределов изображений, арифметические и логические операции, коррекция яркость/контраст и др. Обработка изображения в данном случае направлена не на улучшение визуального восприятия видеоизображений, а на его подготовку к дальнейшему анализу. Подготовка состоит из следующих этапов:

- фильтрование изображения с целью исключения случайного шума;
- сегментация, которая направлена на выделение однородных областей;
- коррекция объекта с целью определения порога яркостей;
- окончательная сегментация с использованием определенного фонового значения, что позволяет полностью определить объекты;
- анализ выделенных объектов с целью определения их параметров.

Конечной задачей следует считать статистическую обработку полученных в процессе измерения характеристик объектов: определение средних значений этих величин, а также построение графических зависимостей для визуализации процесса анализа. При выборе программ руководствуются простотой в эксплуатации, увеличением производительности, снижением требований к профессиональному уровню пользователя.

Наиболее простой в использовании без существенного снижения других требований является программа IMAGE J, предназначенная для фотометрии.

IMAGE J – это программа с открытым исходным кодом для анализа и обработки изображений. Она написана на языке Java сотрудниками National Institutes of Health [4-5] и распространяется без лицензионных ограничений как общественное достояние. Открытый API позволяет гибко наращивать функционал за счет дополнительных плагинов, а встроенный макроязык – автоматизировать сложные повторяющиеся действия [6]. Широко применяется IMAGE J в биомедицинских исследованиях, астрономии, географии и других дисциплинах, связанных с анализом изображений. Плагины сторонних разработчиков охватывают широкий круг задач анализа и обработки изображений, позволяют проводить трехмерную визуализацию в диапазоне от клеток до рентгенологических изображений [7], автоматические сравнения вплоть до создания автоматизированных систем изучения, например в гематологии [8]. Архитектура плагинов IMAGE J и встроенная в программу система подготовки видеоизображений делает эту платформу весьма популярной для работы.

Целью работы является исследование возможности использования программы IMAGE J для определения пористости кремния по микрофотографиям его поверхности.

Образцы пористого кремния были получены электрохимическим травлением в специальной ячейке [9] с использованием определенных режимов (табл. 1.)

Таблица 1

Технологические режимы получения образцов пористого кремния

Образец	1	2
Исходный материал	Монокристаллический кремний <i>n</i> -типа проводимости, кристаллографической ориентации (100), марки КЭФ-2	
Состав электролита	Электролит H ₂ O: HF (1:1)	Электролит H ₂ O: HF (1:1)
Время травления:	4 часа 43 минуты	2 часа 20 минут
освещение	Без принудительного освещения	
температура		
окружающей среды	23 °C	22 °C
пористость	36 %	18 %

Микрофотографии образцов представлены на рис. 1, а, б. Использовался растровый электронный микроскоп ТМ-1000.

Для решения поставленной задачи был разработан алгоритм исследований, который предоставлен на рис. 2.

Алгоритм состоит из следующих стадий: получение изображения, ввод его в программу и обработка исследуемого изображения.

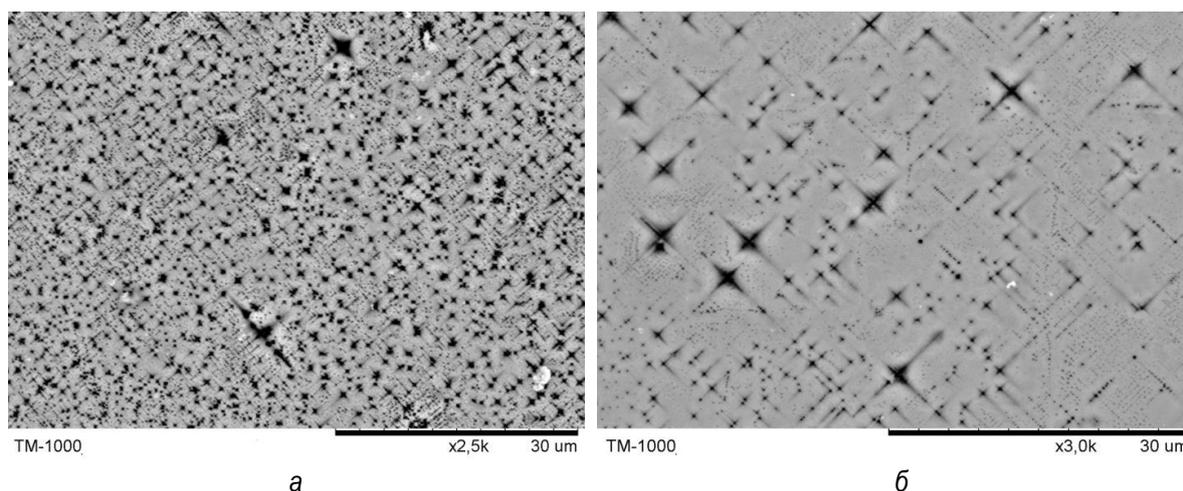


Рис. 1. Микрофотографии поверхности образцов пористого кремния:
а – образец 1; б – образец 2

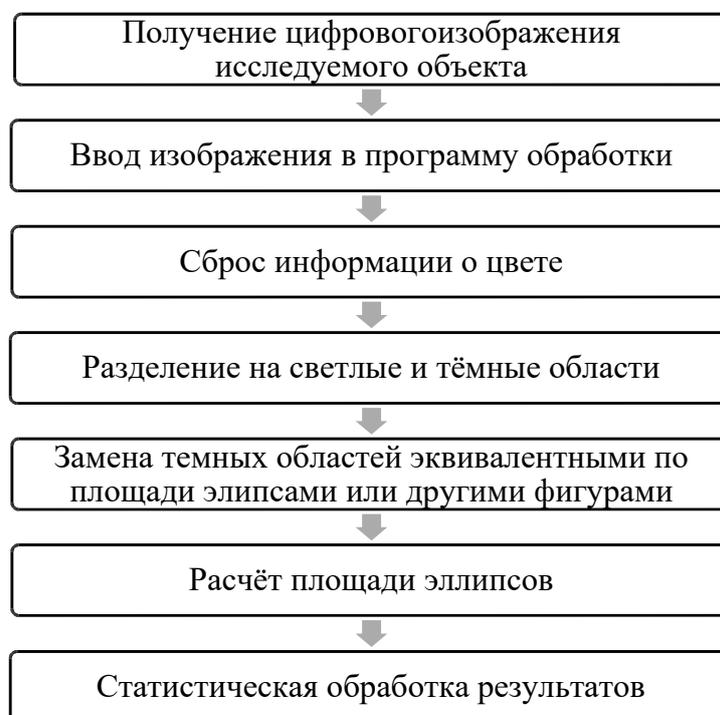


Рис. 2. Алгоритм исследований

Первая операция обработки направлена на цветокоррекцию. С изображения сбрасывается информация о цветовых параметрах, и оно переводится в 8-битный формат. После этого осуществляется разделение областей на темные (поры) и светлые (масса непористого материала). С помощью команды Image/Adjust/Threshold. Результат разделения областей дан на рис. 3.

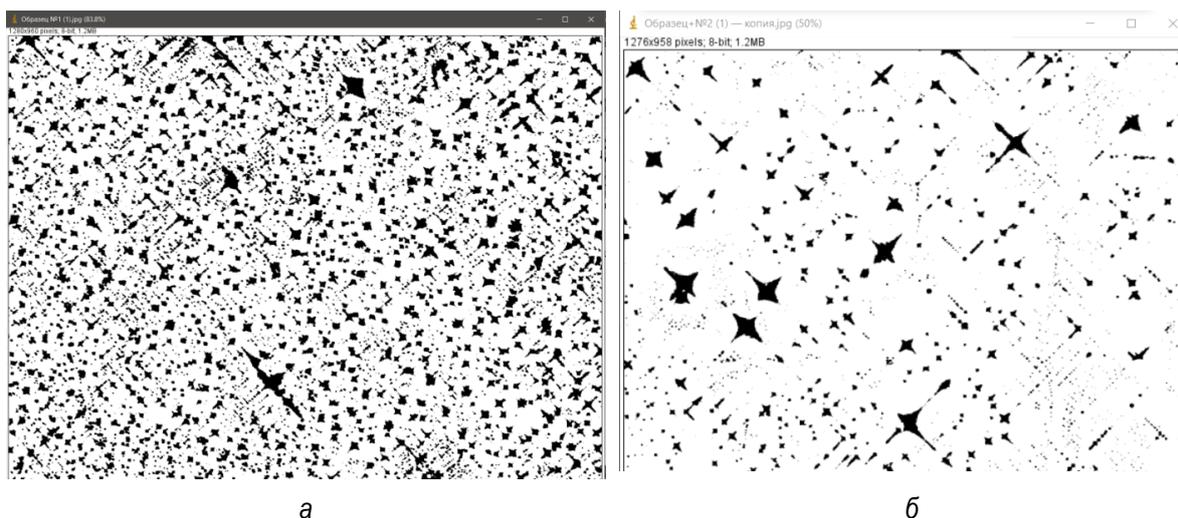


Рис. 3. Результат разделения областей с помощью команды Threshold для образцов пористого кремния: а – образец 1; б – образец 2

На следующем этапе темные участки на изображении заменяются равными по площади эллипсами. Дальнейшая обработка сводится к подсчету площади эллипсов, эквивалентных по этому показателю каждой поре (эти расчеты производятся программой автоматически). Результирующая площадь выдается в квадратных пикселях. Затем площадь эллипсов окрашивается в красный цвет и по выделенным другим цветом участкам программа автоматически рассчитывает пористость образца и выдает результат в процентах. Полученная пористость образцов сравнивалась с пористостью, определяемой гравиметрическим методом. Результаты сравнения занесены в табл. 2.

Таблица 2

Сравнительная пористость образцов кремния

Номер образца	Пористость, определяемая с помощью программы IMAGE J, %	Пористость, определяемая гравиметрическим методом, %
Образец 1	18	36
Образец 2	11,8	34

Как видно из табл. 2, пористость образцов, определяемая с помощью программы IMAGE J, очень близка по величине к пористости, определяемой гравиметрическим методом, особенно при высокой пористости. Оценку пористости низкопористых образцов можно корректировать, аппроксимируя геометрию пор не эллипсами, а другими фигурами. Однако и полученные результаты показывают, что программа IMAGE J вполне может заменить громоздкий гравиметрический метод.

Список литературы

1. Повстяной О. Ю., Заболотный О. В., Чміль І. І. Комп'ютерні методи дослідження в металографічному аналізі за допомогою прикладних програм // Наукові нотатки. Луцьк: ЛДТУ, 2004. Випуск 15. С. 244–251.
2. Bodla K. K., Murthy J. Y., Garimella S. V. Microtomography-based simulation of transport through open-cell metal foams. Numer Heat Transfer Part A 2010; 58(7). С. 527.
3. Feldkamp L. A., Davis L. C., Kress J. W. Practical cone beam algorithm, J. Microsc. 185 (1997) 67–75.
4. Whitehouse D. Handbook of Surface Metrology // Institute of Physics Publishing, Bristol and Philadelphia, 1994. –988 p.
5. Serra J. Image Analysis and Mathematical Morphology. – London: Academic Press., 1992. – P. 329.
6. Морфологічний опис, аналіз та обробка зображень мікроструктури сопел для піскостуменевої обробки, які виготовлені методами порошкової металургії / О. Ю. Повстяной, В. А. Сичук, В. Д. Рудь, О. В. Заболотний // Наукові нотатки. Луцьк: ЛНТУ, 2013. Випуск 41. С. 203–210.
7. K.V. Mardia and T.J. Hainsworth. A spatial thresholding method for image segmentation, IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 10, 919–927 (1988)
8. Boukhair A., Haessler A., Adloff J. C., Nourreddine A., 2000. New code for digital imaging system for track measurements. Nucl. Instrum. Methods B 160, 550–555.
9. Юзова В. А., Меркушев Ф. Ф., Ляйком Е. А. Формирование сквозных структур с различной пористостью на толстых пластинах монокристаллического кремния // Известия высших учебных заведений. Материалы электронной техники. 2014. Т. 17. № 1 (65). С. 8–13.

РАЗРАБОТКА ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО СТЕНДА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ И ИХ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ НА БАЗЕ ПЛИС DE2-115

А.С. Цыганков, А.А. Шрамов

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул.Северный Венец, 32
E-mail: shramov.98@mail.ru

На функциональном уровне рассматривается разработка исследовательского стенда для изучения характеристик сигналов и их первичной обработки, описываются основные блоки и их назначение. Приведена реализация отдельных модулей средствами среды проектирования Quartus.

В настоящий момент на пике современных технологий во многих отраслях требуется не только отследить сигнал, но и произвести его первичную обработку с использованием высокоточных электронных приборов. Это относится как к научно-исследовательским и опытно-конструкторским этапам разработки на производстве, так и образовательным в вузах. Просветительская деятельность студентов требует определенных технических соответствий от лабораторных стендов, но при этом они должны быть экономически выгодными для учебного заведения. Обычно для того чтобы отследить сигнал и произвести первичную обработку, требуется наличие осциллографа и ЭВМ. Разработанные цифровой осциллограф и фильтр на ПЛИС позволяют отслеживать сигналы в широких диапазонах частот и производить его первичную обработку непосредственно в плате, не прибегая к использованию более серьезных вычислительных мощностей.

Существующий широкий функционал систем проектирования и программируемых логических интегральных схем создает возможности для изучения характеристик сигналов и их дальнейшей обработки. В первую очередь для моделирования исследовательского стенда необходимо рассмотреть функциональную модель (рис. 1), которую можно реализовать благодаря ПЛИС DE2-115 с использованием среды проектирования Quartus.

Блок «Обработка сигнала» (рис. 2) включает в себя аналого-цифровое преобразование сигнала, поступающего с блока «Генератор», и модуль для последующего хранения и обработки в памяти ПЛИС-данных. Для формирования блока используются следующие характеристики: частота дискретизации АЦП, битовая глубина цифрового сигнала

ла и кварцевая частота генератора ПЛИС. Частота этого генератора позволяет синхронизировать выборку данных с АЦП по своему положительному фронту.

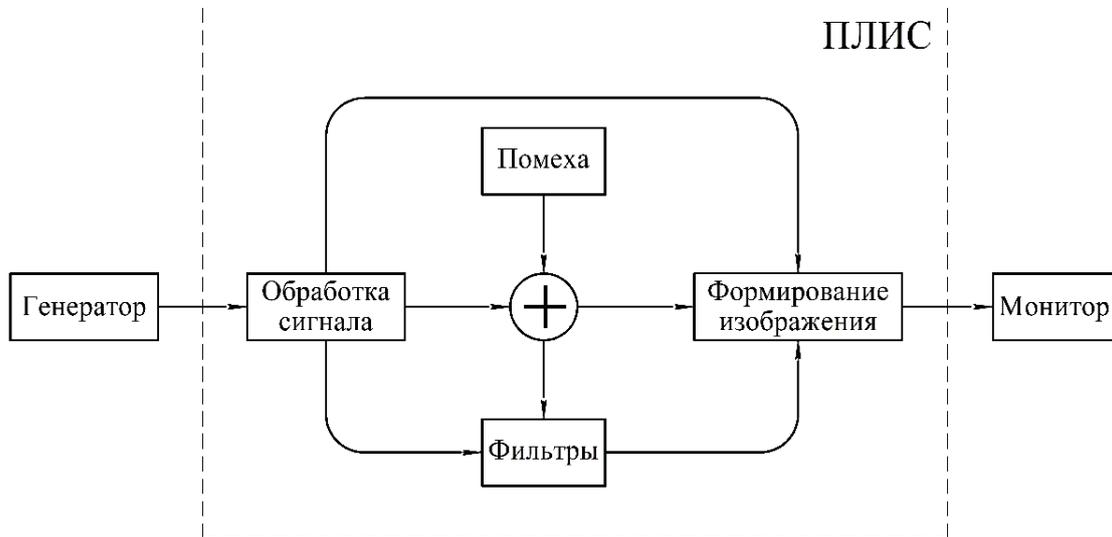


Рис. 1. Функциональная модель исследовательского стенда

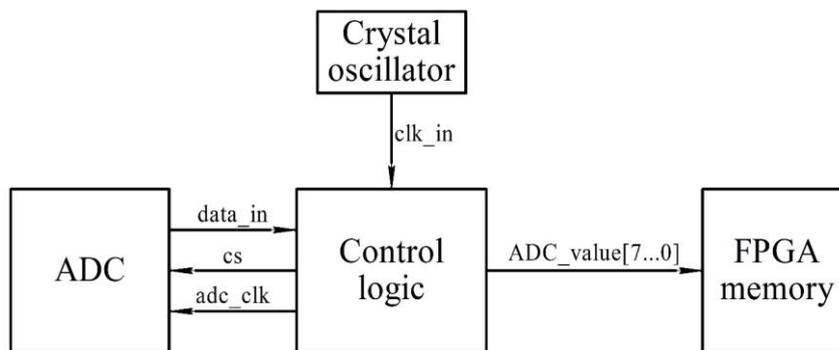


Рис. 2. Функциональная схема блока «Обработка сигнала»

Модуль Control logic, входящий в состав блока «Обработка сигнала» (рис. 2), представляет собой логическую структуру управления внешним АЦП (ADC). На вход модуля подается частота кварцевого генератора ПЛИС, которая вместе с управляющим сигналом CS [1] подается в АЦП (ADC). С заданной частотой в модуле принимается сигнал, приводится к оптимальному виду для дальнейшей обработки и сохраняется в процессорную память ПЛИС (FPGA memory). В качестве внешнего АЦП может использоваться 8-битный дифференцированный аналого-цифровой преобразователь с напряжением питания 3–5 В и последовательным выводом данных.

Блоком «Помеха» можно создавать различные типы помех. Они могут быть искусственно созданы посредством среды проектирования Quartus и введены в процессорную память ПЛИС, что необходимо для тестирования и проверки фильтров на работоспособность пользователем. Также помехи могут поступать через АЦП вместе с сигналом и проходить через пользовательские фильтры, тогда блок «Помеха» неактивен, а пользователь может выключить его вручную.

Блок «Фильтр» включает в себя совокупность цифровых фильтров. Сигнал на любой из них может поступать как в первоначальном виде, так и вместе с помехами. Получить сигнал с нужными частотными параметрами помогают фильтры FIR II и CIC, встроенные в среду проектирования Quartus. Фильтр FIR II с конечной импульсной характеристикой, CIC – интегрально-гребенчатый. Выбор необходимого фильтра должен производиться вручную. Таким образом, на выходе данного блока будет сигнал с новыми характеристиками.

Заключительный этап обработки всех сигналов производится в блоке «Формирование изображения» (рис. 3). Задача блока – графический вывод всех поступающих на вход сигналов: исходный, зашумленный и отфильтрованный. Главным модулем данного блока является Image creation. В нем происходит основная компоновка экрана, включающая в себя выборку заранее прописанной графики из процессорной памяти (RAM) и размещение ее на экране, размещение сигналов на экране, создание конечного кадра и передача его в блок VGA. Передача производится тремя 8-битными цветовыми векторами RED, GREEN, BLUE. Тактирование генератором необходимо для синхронизации блоков Image creation и VGA.

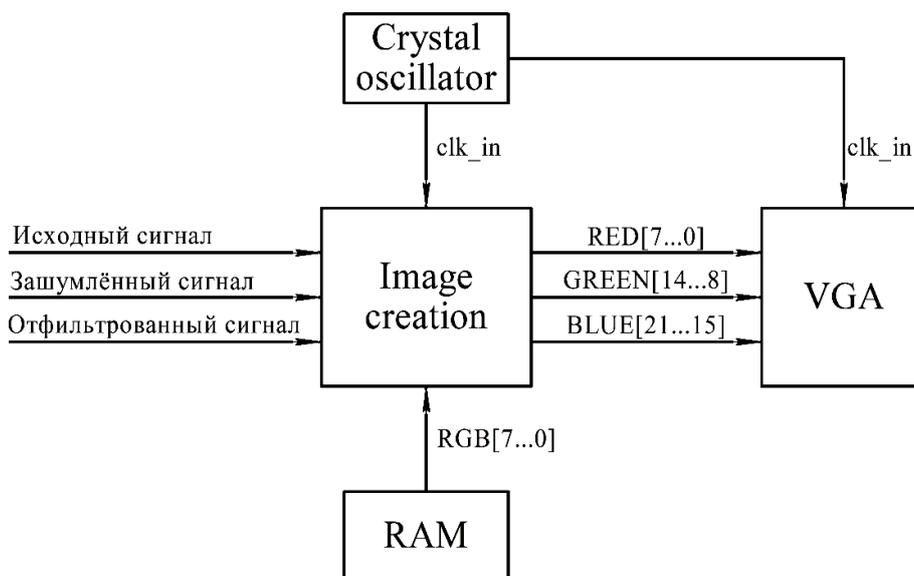


Рис. 3. Функциональная блока «Формирование изображения»

Передача данных между ПЛИС и монитором осуществляется через 15-контактный субминиатюрный разъем (рис. 4). Преобразование данных происходит благодаря 10-битному цифроаналоговому преобразователю ADV7123 [2].

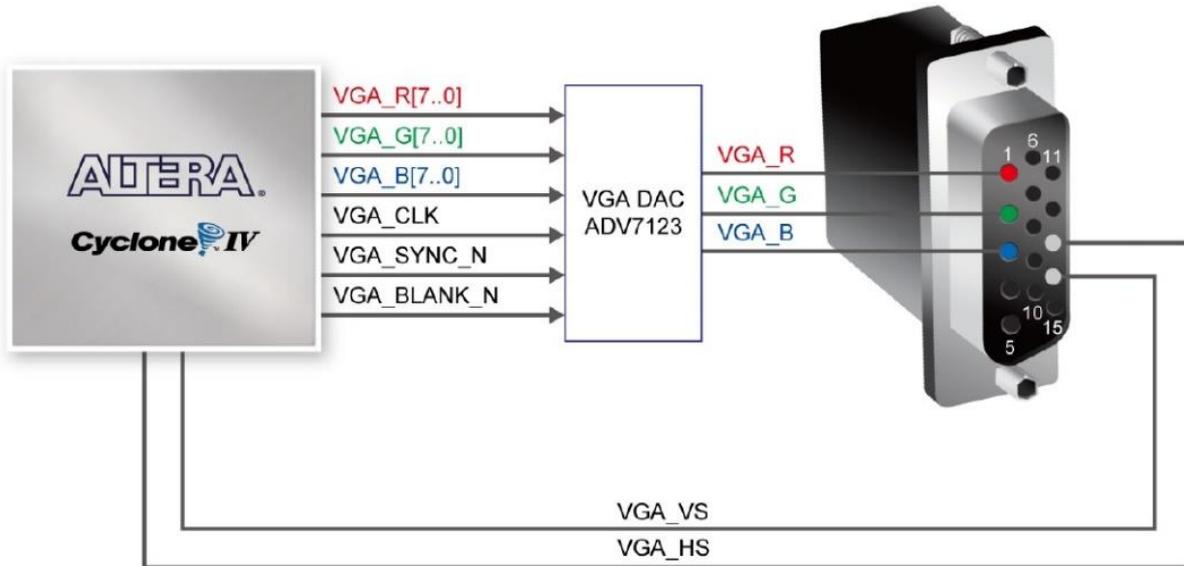


Рис. 4. Модель соединения между ПЛИС и разъемом VGA

Для вертикальной и горизонтальной синхронизации должны соблюдаться основные требования. При горизонтальной синхронизации активный низкий импульс определенной длительности (рис. 5) подается на вход горизонтальной синхронизации (HSYNC) монитора, который обозначает конец одной строки данных и начало следующей. Вывод данных (RGB) на монитор должен быть отключен в течение периода времени, называемого задним портом (back porch), после появления синхроимпульса, за которым следует интервал отображения (display interval). В течение интервала отображения данных данные RGB поочередно перемещают каждый пиксель по отображаемой строке. Также существует период времени, называемый передним портом (front porch), когда сигналы RGB должны быть снова отключены, прежде чем может возникнуть следующий импульс синхронизации. Принцип работы вертикальной синхронизации аналогичен.

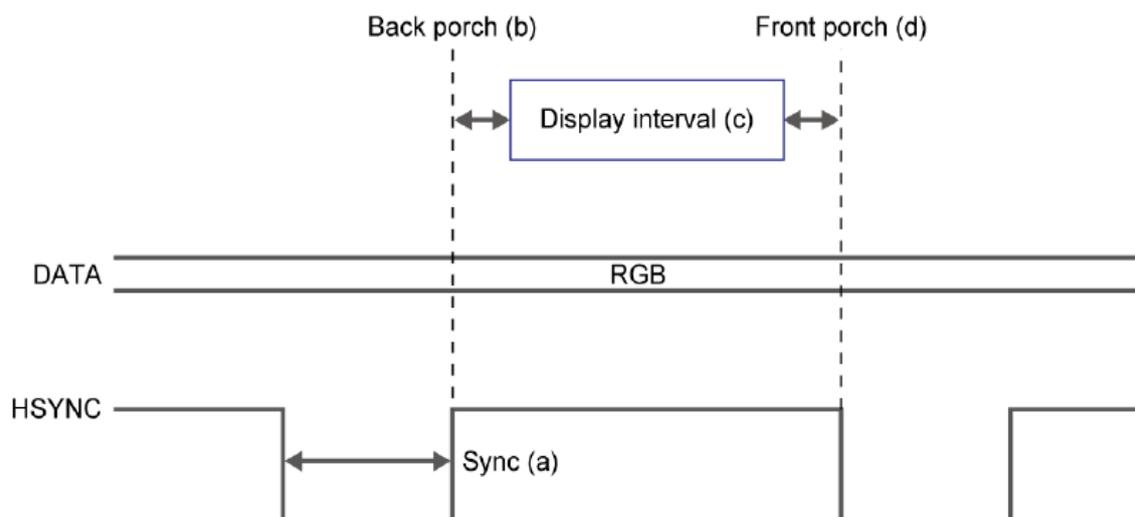


Рис. 5. Принцип построения горизонтальной синхронизации

Описанный исследовательский стенд, возможно, будет использоваться для научно-исследовательской работы студентов, например при изучении характеристик входного сигнала и задачах их изменения. Но усложнение и усовершенствование представленной в статье функциональной модели в будущем позволит получить полноценную модель обнаружения и обработки сигналов в реальном времени, которую можно применять в современных радиолокационных системах и комплексах

Список литературы

1. Гелль П. Как превратить персональный компьютер в измерительный комплекс: пер. с фр. 2-е изд., испр. М.: ДМК Пресс, 2001. С. 8–11.
2. Terasic Technologies Inc. DE2-115 User manual. 2013. С. 50–52.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ РАЗМЕЩЕНИЯ ПРИ ЦИФРОВИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ

А.Ш. Зухуров, Е.Е. Носкова, И.В. Паршинцев

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: Pinki_1198@mail.ru

Представлен программный модуль, решающий задачу размещения компонентов коммутационной схемы на коммутационном поле при выполнении печатного монтажа на базе метода обратного размещения. Разработанный модуль интегрирован с продуктами фирмы Cadence. Показаны преимущества реализованной интеграции при цифровизации решения задачи размещения.

Технологии цифрового проектирования и моделирования радиоэлектронных средств и комплексов на современном этапе входят в состав технологий Индустрии 4.0 [1]. Разработка сложных радиоэлектронных изделий на современной элементной базе требует создания программных средств, позволяющих решать проектные задачи в рамках сквозного проектирования на всех уровнях и этапах процесса. При этом цифровые технологии конструирования радиоэлектронных изделий, предлагаемые ведущими мировыми и российскими разработчиками САПР, часто не позволяют проектировщику решать задачи конструирования на должном уровне из-за низкого качества получаемых результатов. Особенно это касается решения задачи размещения компонентов коммутационной схемы на заданном коммутационном поле при выполнении печатного монтажа.

Современные САПР печатных плат разных производителей не решают автоматически задачу размещения компонентов на заданном коммутационном поле в виде контура печатной платы. Отчасти это связано с тем, что при разработке сложных печатных узлов с большим количеством элементов и связей, что характерно для современной элементной базы, возникает слишком много условий, не поддающихся формализации. Автоматическое размещение не используется в практике проектирования радиоэлектронных изделий на предприятиях региона, занимающихся проектно-производственной деятельностью. Разработчики предпочитают размещать компоненты вручную, несмотря на высокую сложность и трудоемкость этой задачи. Поэтому разработка программных решений, осуществляющих размещение элементов печатного монтажа как в автоматическом, так и в интерактивном режимах, является неотъемлемым шагом в развитии цифровых технологий проектирования радиоэлектронных изделий в настоящее время.

Среди существующих методов и алгоритмов размещения группа алгоритмов последовательного размещения в наибольшей степени имитирует действия инженера-проектировщика [2]. Основной идеей этих методов является упорядочение компонентов по определенному признаку. Для каждого компонента определяется его очередь для размещения. Для выбранного компонента определяется наилучшая из свободных позиций коммутационного поля, например позиция по суммарной длине связей с уже размещенными компонентами. К таким методам относится метод обратного размещения. При его программной реализации коммутационная схема представлена взвешенным графом соединений, описываемым матрицей соединений:

$$R = \left\| r_{ij} \right\|_{n \times n},$$

где r_{ij} – число связей между i и j элементами, а n – количество элементов. Коммутационное поле описывается матрицей расстояний

$$D = \left\| d_{ij} \right\|_{m \times m},$$

где d_{ij} – расстояние между i и j позициями, а m – количество позиций коммутационного поля, такое что $m = n$.

Рассматриваемым критерием оптимальности при решении задачи размещения является минимизация суммарной длины соединений (СДС), представленная выражением

$$F = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n r_{ij} d_{p(i)p(j)},$$

где $d_{p(i)p(j)}$ – расстояние между позициями, занимаемыми i и j элементами.

Данный критерий оптимальности является наиболее общим и часто употребляемым критерием решения задачи размещения. В критерии участвует длина проводников, которые при решении задачи размещения в действительности не проводятся. Конфигурация и длина проводников определяются только после решения задачи трассировки.

Алгоритм обратного размещения программно реализован на базе объектно-ориентированной технологии программирования с помощью языка C# и интегрирован с САПР OrCAD фирмы Cadence. Исходными данными для решения задачи размещения является текстовый файл списка соединений заданного формата *.net, сгенерированный в проекте

на основе разработанной принципиальной схемы на этапе функционального проектирования. На рис.1 представлено основное окно программы, в котором пользователю на выбор предоставляются две формы коммутационного поля: линейная и матричная.

Выбор расположения файла списка соединений происходит при нажатии кнопки «Открыть» (рис. 1). По завершению открытия формируется и выводится матрица соединений элементов, суммарная длина соединений до оптимизации, измеряемая в условных единицах. На рис. 2 изображено окно пользовательского интерфейса, в котором представлено коммутационное поле в виде совокупности позиций с указанием позиционных обозначений, размещенных в них элементов. Вид коммутационного поля зависит от контура печатной платы, которое определяется корпусом конструкции, методические ограничения конфигурации печатной платы отсутствуют.

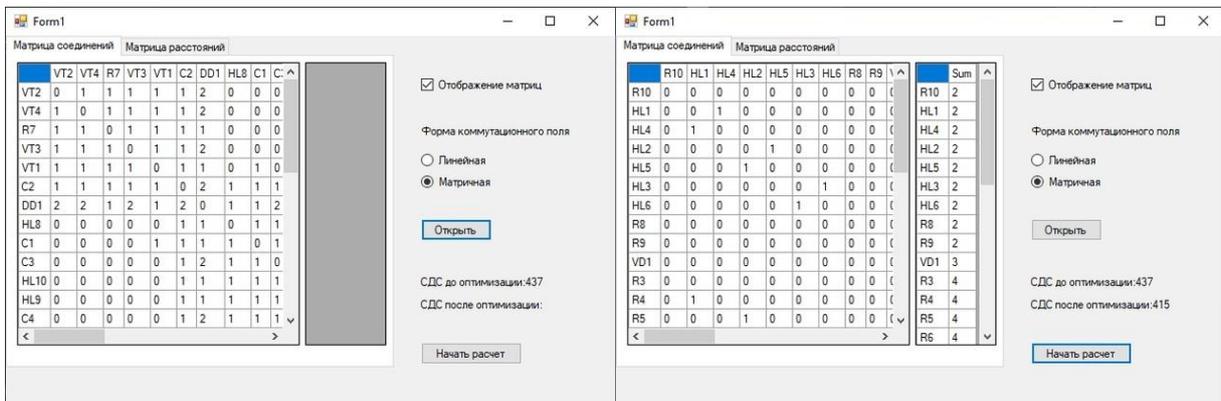


Рис. 1. Основное окно программы



Рис. 2. Окно матрицы позиций расположения элементов до и после оптимизации

После работы алгоритма обратного размещения будут выведена информация о завершении расчета, отображены матрица соединений и пересчитанная матрица расстояний, значение СДС после оптимизации. Матрицы можно скопировать в табличной форме и использовать их в формате *.xls. В случае отсутствия необходимости в визуализации матриц, их прорисовку можно отключить, нажав на соответствующую опцию «Отображение матриц».

На рис. 3 представлены результаты размещения корпусов элементов на печатной плате до оптимизации и после, соответствующие матрице позиций (рис. 2). Передача результатов размещения схемы на коммутационном поле в редактор печатных плат PCB Editor системы OrCAD осуществляется после упаковки печатной платы для заданного проекта [3]. Результаты размещения представлены в виде скриншотов коммутационного поля редактора PCB Editor с соединениями в виде «резиновых связей» (рис. 3).

Апробация разработанного подхода по решению задач смещения электронных компонентов на коммутационном поле печатного узла проводилась для малоэлементных малосвязанных коммутационных схем. Примеры апробации для коммутационной схемы со 143 связями и 34 элементами представлены на рис. 2 и 3.

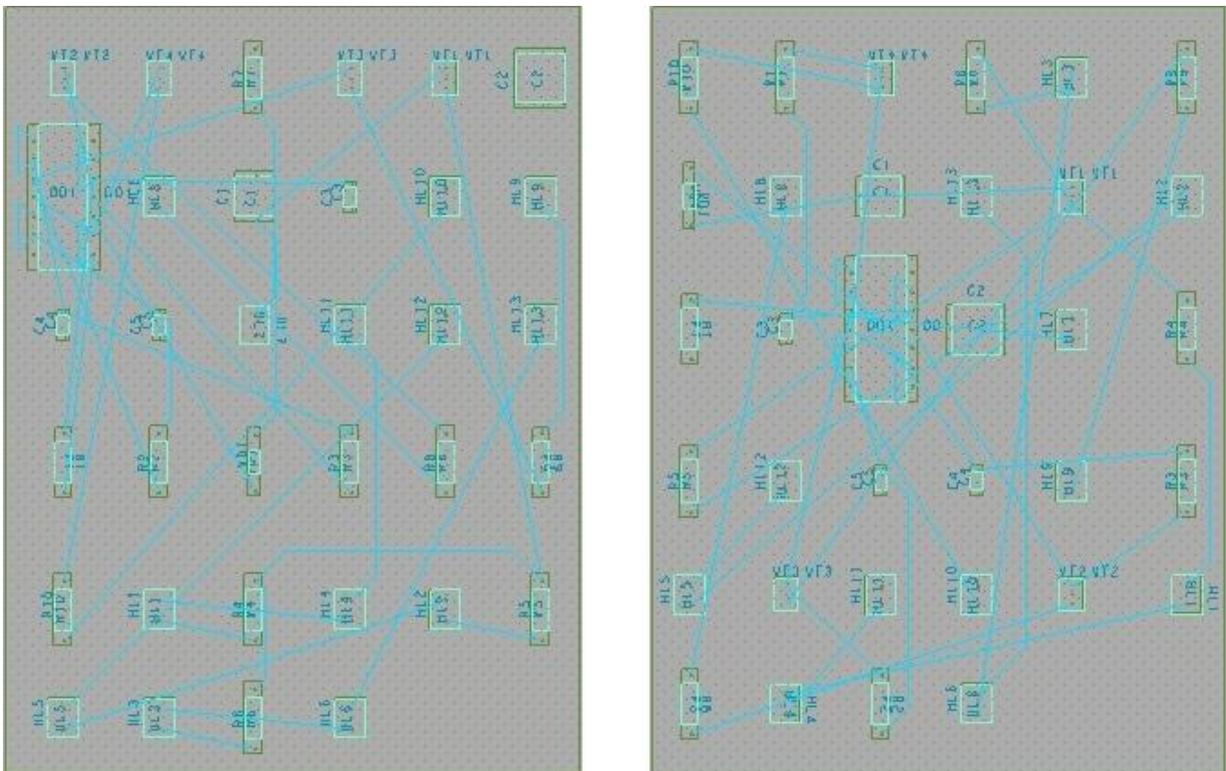


Рис. 3. Расстановка элементов в PCB editor до и после оптимизации

В результате работы алгоритма обратного размещения СДС уменьшилось на 7 %. Конфигурация и длина проводников определяются после решения задачи трассировки, выполненной с использованием автотрассировщика в составе редактора печатных плат PCB editor. Анализ результатов трассировки на коммутационном поле с размещением элементов до оптимизации и после показывает, что при реализации конструкции в виде печатного узла для заданной коммутационной схемы произошло уменьшение СДС на 10 %.

Интеграция реализованного метода обратного размещения с продуктами САПР OrCAD позволила уменьшить СДС для коммутационных схем заданного класса на 10–20 %. На базе предложенного подхода возможна реализация других методов размещения, которые позволят проектировщикам радиоэлектронных систем и комплексов выбрать оптимальный метод и тем самым обеспечить автоматическое размещение компонентов коммутационной схемы. Разработанное программное решение позволяет положить начало формированию библиотеки методов размещения, интегрированной с редактором PCB editor.

Список литературы

1. Кергроуч С. Индустрия 4.0: новые вызовы и возможности для рынка труда // Форсайт: научно-практический журнал. Центр предпринимательства, малого и среднего бизнеса, локального развития и туризма, 2017.
2. Селютин, В.А. Машинное конструирование электронных устройств. М.: Советское радио, 1977. 384 с.
3. Публикации и учебные материалы официального дистрибьютора OrCAD в России. URL: <https://www.pcbsoft.ru/tutorials> (Дата обращения 13.04.2020).

ТРЕБОВАНИЯ К МАТЕРИАЛАМ ПРОТОНПРОВОДЯЩИХ МЕМБРАН ВОДОРОДНО-ВОЗДУШНЫХ МИКРОТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Р.Ю. Казанцев, В.А. Юзова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: o.roman-2011@mail.ru

В последнее время внимание ученых как в нашей стране, так и за рубежом уделяется проблемам разработки альтернативных источников энергии. В мире наблюдается устойчивый рост энергопотребления, что удовлетворяется в первую очередь за счет резервного ископаемого топлива, сгорание которого приводит к выбросам вредных веществ, ответственных за парниковый эффект и другие загрязнения окружающей среды. Более того, такие резервы топлива ограничены, и с каждым годом наблюдается тенденция к их уменьшению, что приводит к увеличению цен на топливо [1].

Топливные элементы (ТЭ) являются наиболее перспективными и экологически чистыми источниками электрической энергии. Они способны преобразовывать химическую энергию в электрическую. Коэффициент полезного действия таких устройств существенно выше, чем у двигателей внутреннего сгорания.

Немаловажной причиной использования энергосистем на основе топливных элементов является возможность их применения в регионах, куда доставка электроэнергии, получаемой традиционными методами, крайне затруднена.

По сравнению с традиционными источниками энергии топливные элементы обладают и такими преимуществами, как малый вес, компактность, небольшие размеры. Они бесшумны в работе, экономичны с точки зрения потребления топлива, а главное – экологически чистые, поскольку при их работе не происходит выделения вредных веществ в атмосферу [2].

Общая схема работы топливного элемента с полимерной мембраной представлена на рис. 1. В топливном элементе на анодной стороне происходит реакция окисления топлива (водород) – $2\text{H}_2 \rightarrow 4\text{H}^+ + 4\text{e}^-$. На стороне катода идет реакция восстановления кислорода воздуха $4\text{H}^+ + \text{O}_2 + 4\text{e}^- \rightarrow 2\text{H}_2\text{O}$. Обе реакции протекают с участием катализаторов, в качестве которых чаще всего используется платина и ее сплавы. Анодный и катодный электроды изготавливаются из хорошо проводящих материалов, которые должны также обеспечивать доступ водорода и кислорода к каталитическим активным слоям [3].

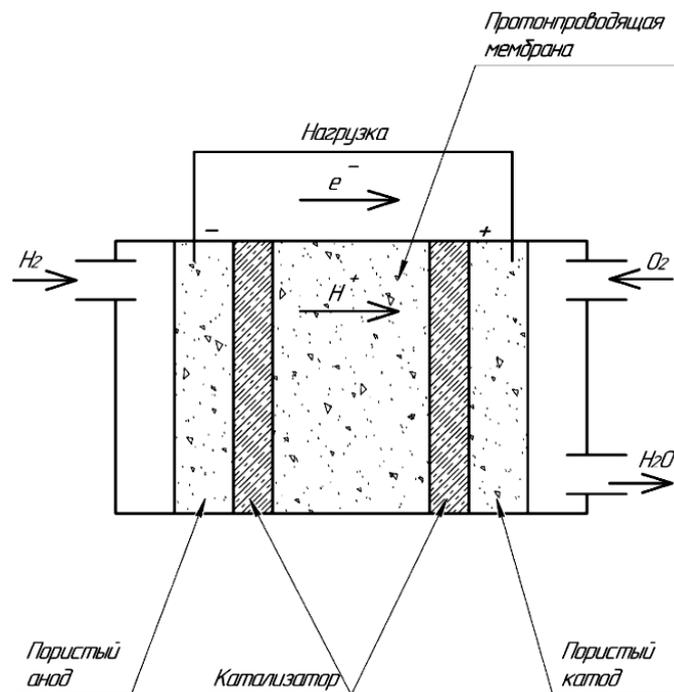


Рис. 1. Принципиальная схема водородно-воздушного микротопливного элемента

Протонпроводящая мембрана является ключевым узлом в микротопливных элементах. Главной ее функцией – перенос в катодную область протона H^+ , образовавшегося в результате ионизации водорода H_2 на аноде.

Основное предъявляемое требование к мембране – это высокая протонная проводимость. Протонная проводимость – обеспечение транспортировки подвижных протонов, посредством гидрофильных каналов в материале. Протонная проводимость обуславливается наличием в структуре способных к диссоциации функциональных групп, чаще всего кислотных [4].

Можно выделить следующие дополнительные свойства, которыми должны обладать протонпроводящие мембраны. Эти свойства иногда очень противоречивы.

1. *Способность удерживать воду в условиях эксплуатации.* При разработке ТЭ большое внимание уделяется контролю водного баланса, потому что специфика работы ТЭ с твердополимерной мембраной состоит в необходимости присутствия в каталитических слоях воды, обеспечивающей образование двойного электрического слоя и протонную проводимость. Перенос протонов происходит в гидратированной форме мембраны [5].

Однако избыток воды резко снижает эффективный коэффициент диффузии газов, что приводит к падению плотности тока в мембранно-электродном блоке. Это противоречивое свойство заставляет искать новые материалы для протонпроводящих мембран.

2. *Химическая стойкость.* Мембраны должны обладать химической стойкостью. Это обуславливается тем, что основные механизмы деградации полимерных мембран ТЭ – химическая деградация (в первую очередь под действием побочного продукта реакции окисления водорода до воды – перекиси водорода) и физическая деградация, связанная с неупругими деформациями, формированием дефектов и переорганизацией структуры полимера [6]. Химическая стойкость важна и для совместимости со сложной структурой каталитических, газодиффузионных и контактных слоев, чтобы обеспечить наименьшие потери на интерфейсных границах, не «отравляя» катализаторы в процессе работы во всех диапазонах рабочих температур и влажностей [7]. Химическая стойкость порождает требование устойчивости в окислительно-восстановительных средах, в том числе и при повышенных температурах

3. *Возможность быстрого протекания окислительно-восстановительных реакций.* Это свойство обеспечивается применением катализаторов. В качестве катализаторов чаще всего используются благородные металлы и их сплавы. Но здесь встает задача замены дорогостоящих благородных металлов на менее дорогие катализаторы.

4. *Низкие электрические потери на собственное сопротивление.* Поэтому мембрана не должна иметь большую толщину. Но она должна иметь достаточную толщину и однородность, чтобы надежно разделять газовые и топливные потоки на аноде и катоде.

5. *Высокие изоляционные свойства.* Мембрана должна предотвращать прямой электрический контакт электродов, т.е. быть электронным изолятором при высокой протонной проводимости [7].

В настоящее время в качестве материалов протонпроводящих мембран используются полимеры, в частности наиболее востребованным материалом оказался продукт компании DuPont, разработанный в середине 60-х годов прошлого века и выпускаемый под торговой маркой «Нафийон» (Nafion®). По своей природе этот материал является перфторированной полимерной сульфокислотой. Известен также ряд аналогов Нафийона – продуктов компаний Asahi Glass (Flemion), Asahi Chemical (Aciplex), Dow Chemical, 3M, FuMA-Tech (Fumapem) и др., отличающихся незначительными вариациями в структуре боковой цепи полимерной молекулы [6].

Однако самым большим недостатком использования таких материалов является необходимость применения сборных конструкций ТЭ. В наших разработках [8–10] предлагаем монолитную конструкцию мембраноэлектродного блока ТЭ, в которой в качестве мембраны служит тонкий слой (5–10 мкм) нанопористого кремния. Предварительные испытания такого материала [9; 10] показали перспективность его использования как удовлетворяющего перечисленным выше требованиям.

Список литературы

1. Лебедева О. В. Протонпроводящие мембраны для водородно-воздушных топливных элементов. // Известия вузов. Прикладная химия и биотехнология, 2016. № 1 (16).
2. Юзова В. А., Левицкий А. А., Харлашин П. А. Развитие технологии получения и исследования пористого кремния // Журнал Сибирского федерального университета (2011). С. 92–112.
3. Макро- и нанотехнологии для портативных топливных элементов / А. Г. Забродский, С. А. Гуревич, В. М. Кожевин [и др.] // Альтернативная энергетика и экология. 2007. С. 54–59.
4. Иванчев С. С., Мякин С. В. Полимерные мембраны для топливных элементов: получение, структура, модифицирование, свойства // Успехи химии. 2009. Т. 79. № 2. С. 117–134.
5. Особенности функционирования мембранно-электродного блока в составе водородно-воздушного топливного элемента / А. А. Нечитайлов, Н. В. Глебова, Д. В. Кошкина [и др.] // Письма в ЖТФ. 2013. Т. 39. № 17. С. 17–26.
6. Галямов М. О., Хохлов А. Р. Топливные элементы с полимерной мембраной: материалы к курсу по основам топливных элементов // Физический факультет МГУ, 2014. С. 22.
7. Установ Р. Т., Лебедева О. В. Гибридные полимерные системы для протонпроводящих мембран // Материалы XXI всеросс. науч.-техн. конф. Томск, 2015. Т. 1. С. 100–101.
8. Юзова В. А., Меркушев Ф. Ф., Ляйком Е. А. Формирование сквозных мембран с различной пористостью на толстых пластинах монокристаллического кремния // Материалы электронной техники. Известия высших учебных заведений. № 1 (65), 2014. с. 8–13.
9. Юзова В. А., Меркушев Ф. Ф., Семенова О. В. Монолитный мембраноэлектродный блок на кремнии для микротопливного элемента // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. № 16. С. 79–87.
10. Казанцев Р. Ю., Юзова В. А. Новый способ формирования высокоомных слоев на пластине n-Si(100) для создания монолитного каркаса микротопливного элемента // Проспект Свободный–2019: материалы XV Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Красноярск, 2019. С. 2096–2099.

УСТАНОВКА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТОНКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

С.А. Клешнина^{1, 2}, Н.М. Боев^{1, 2}, А.В. Бурмитских^{1, 2}, А.А. Горчаковский^{1, 2}

¹Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: sofya.antipckina@yandex.ru

²Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50, стр. № 38

Предложена новая установка для локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок, позволяющая измерять образцы тонкопленочных материалов толщиной более 100 Å и размером до 60×60 мм. Чувствительным элементом является индуктивная часть СВЧ-резонатора, выполненная в виде индуктивности на печатной плате. Длина чувствительного элемента определяет размер исследуемой области образца и может варьироваться от 1 до 25 мм, что позволяет при необходимости изменять степень локальности измерений. Продемонстрирована возможность получения распределения поля анизотропии по площади образца пермаллоя Ni₈₀Fe₂₀ размером 40×30 мм, обладающего одноосной магнитной анизотропией.

Тонкие магнитные пленки (ТМП) находят широкое применение в современной технике, например в чувствительных датчиках [1], микроволновых аттенюаторах и фазовращателях, различных эффективных защитных и поглощающих покрытиях. Характеристики и надежность устройств на основе ТМП определяются степенью однородности магнитных характеристик. Как известно, неоднородность обусловлена несовершенной технологией изготовления ТМП [2; 3]. Анализ существующих методов [2] и устройств [4–6] для исследования ТМП выявил следующие недостатки: низкие точность измерений и чувствительность, ограниченная степень локальности измерений. Перечисленные недостатки не позволяют измерять распределение магнитных характеристик по площади пленки с высокой детализацией. Поэтому разработка приборов и методов измерения магнитных характеристик на локальных участках ТМП является актуальной задачей. Это особенно важно при тестировании технологий производства пленок, контроля их качества в процессе производства и, как следствие, улучшения характеристик и надежности устройств на основе ТМП. Хорошо известно устройство [7] для измерения магнитных характеристик ТМП – спектрометр ферромагнитного резонанса (ФМР) для исследования локальных областей магнитных пленок. Авторы используют микрополосковый резонатор в качестве чувствительного элемента (ЧЭ) спектрометра, что обеспечивает высокую чувствительность прибора. Блок-схема спектрометра ФМР приведена на рис. 1.

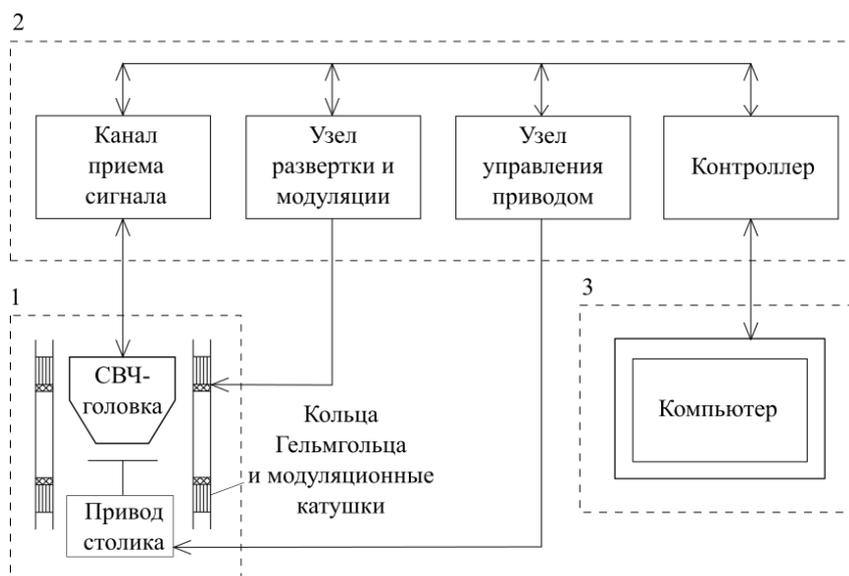


Рис. 1. Блок-схема спектрометра ФМР [7]: 1 – блок датчика; 2 – блок формирования сигнала; 3 – блок управления и обработки информации

Таблица 1

Параметр	Значение
Отношение сигнал/шум в точке измерения 1,0 мм для пленки пермаллоя толщиной 100 Å	Не менее 10
Интервал магнитных полей	От 0 до 500 Э
Локальность измерений	От 0,3 до 2,5 мм
Диапазон частот	0,–6,0 ГГц
Размеры сканируемой области	45×45 мм
Минимальная толщина пленки (для пермаллоя)	50 Å
Оси движения и вращения	Образец – RXY, чувствительный элемент – ZR
Угол поворота образца	360°
Угол поворота чувствительного элемента	90°

Технические характеристики спектрометра ФМР приведены в табл. 1.

Спектрометр ФМР [7] обладает высокой чувствительностью и может быть использован при исследовании малых локальных зон ТМП. Однако его трудно применять для быстрой оценки однородности пленки, например в условиях производства, поскольку основные магнитные свойства локальной области пленки получаются путем пересчета угловых зависимостей спектра ФМР. Поэтому была предложена новая установка для локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок. Она позволяет непосредственно измерять значение и направление поля анизотропии, а также может использоваться для быстрой оценки однородности пленки, например, в заводских условиях.

Конструкция измерительной установки. Структурная схема (рис. 2) отображает конструкцию новой установки локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок.

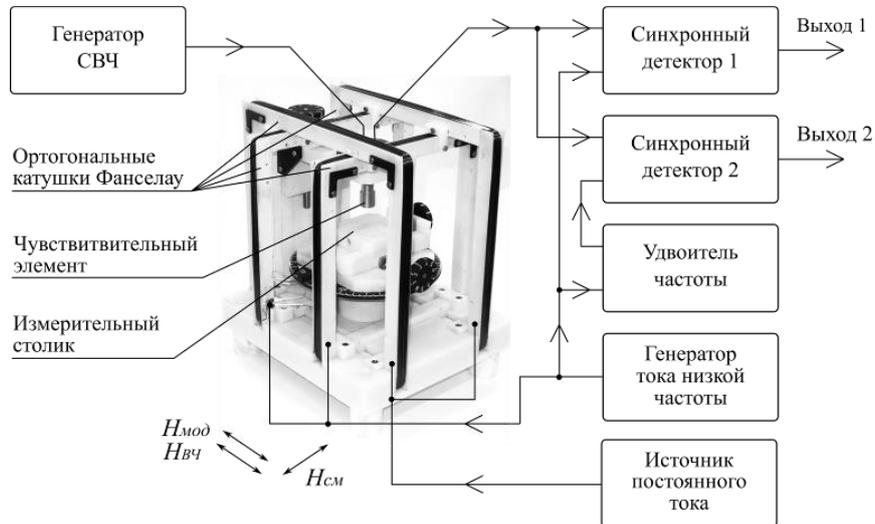


Рис. 2. Структурная схема установки локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок

Исследуемый образец размещается на измерительном столике, при этом чувствительный элемент находится над образцом. Вход ЧЭ подключен к генератору СВЧ, а выход – к двум синхронным детекторам (СД) одновременно. Первые катушки Фанселау подключены к источнику постоянного тока и используются для создания поля смещения $H_{см}$ (заданного постоянного магнитного поля) в области размещения образца. Вторые катушки Фанселау подключены к генератору тока низкой частоты и используются для создания переменного модулирующего магнитного поля $H_{мод}$. Выходной сигнал от генератора тока низкой частоты подается на второй синхронный детектор через удвоитель и используется в качестве опорного сигнала для первого синхронного детектора.

Конструкция чувствительного элемента представляет собой корпус и печатную плату с элементами СВЧ-резонатора. На рис. 3, а показана электрическая принципиальная схема ЧЭ. Индуктивная часть СВЧ-резонатора расположена на нижнем слое печатной платы. Длина индуктивной части определяет размер исследуемой области образца и может варьироваться от 1 до 25 мм. Это позволяет изменять степень локальности измерений путем замены ЧЭ. Изготовлен ряд съемных чувствительных элементов с различной длиной (2 мм, 3 мм, 4 мм) индуктивной части. На рис. 3, б показаны изготовленные чувствительные элементы с разными длинами индуктивной части. Для исследования неоднородностей ТМП полезно иметь съемные чувствительные элементы, имеющие различную степень локальности измерений.

Технические характеристики новой установки для локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок представлены в табл. 2.

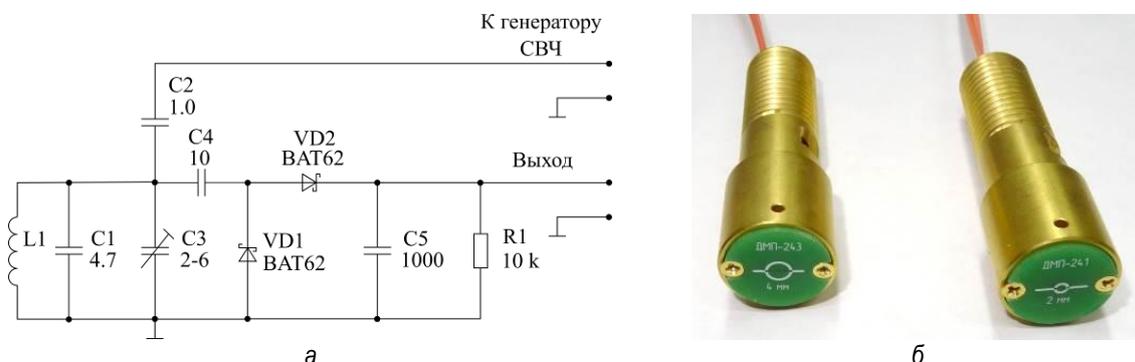


Рис. 3. Чувствительный элемент: а – электрическая принципиальная схема ЧЭ; б – чувствительные элементы с различной длиной индуктивности

Таблица 2

Параметр	Значение
Отношение сигнал/шум в точке измерения 5,0 мм для пленки пермаллоя толщиной 100 Å	Не менее 10
Интервал магнитных полей	От 0 до 50 Э
Локальность измерений	От 1 до 25 мм
Диапазон частот	0,01–1,0 ГГц
Размеры сканируемой области	60×60 мм
Минимальная толщина пленки (для пермаллоя)	100 Å
Оси движения и вращения	Образец – RXY, чувствительный элемент – ZR
Угол поворота образца	360°
Угол поворота чувствительного элемента	360°

Методика измерений. Исследуемый образец размещается на измерительном столике. Локальная область измеряемого образца должна находиться на оси ЧЭ. Ортогональными катушками Фанселау создаются постоянное поле смещения $H_{см}$ и модулирующее магнитное поле $H_{мод}$.

Чувствительный элемент вращается вокруг своей оси и устанавливается таким образом, чтобы высокочастотное магнитное поле возбуждения $H_{вч}$ было направлено вдоль направления модулирующего магнитного поля $H_{мод}$. Частота СВЧ-генератора устанавливается равной резонансной частоте чувствительного элемента. При необходимости резонансная частота изменяется подстроечным конденсатором через отверстие в корпусе чувствительного элемента.

Изменяя величину постоянного магнитного поля смещения $H_{см}$ и вращая образец, измеряются первым синхронным детектором ампли-

тудные и угловые зависимости. По максимуму амплитуды на выходе первого СД определяется примерная величина поля анизотропии образца, а по угловой зависимости – направление поля анизотропии.

Образец при помощи вращения столика располагается так, чтобы поле смещения оказалось строго вдоль оси трудного намагничивания пленки (рис. 4).

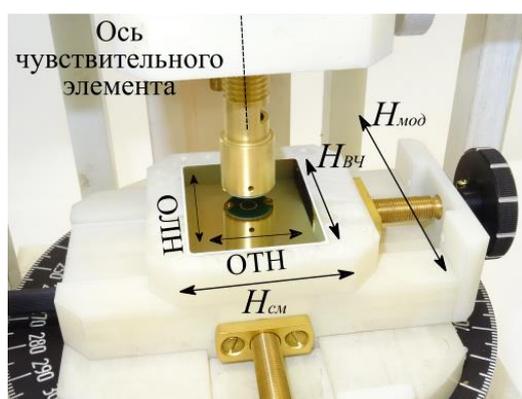


Рис. 4. Направления полей при измерениях на установке: ОЛН – ось легкого намагничивания; ОН – ось трудного намагничивания

При изменении величины поля смещения $H_{\text{см}}$ регистрируется выходной сигнал второго синхронного детектора. По максимуму амплитуды на выходе второго СД определяется точное значение величины поля анизотропии образца. Перемещая образец в продольном и поперечном направлениях, измеряют распределения магнитных характеристик по площади образца.

Результаты эксперимента. Эксперимент проводился по указанной методике на исследуемом тонкопленочном образце нестрикционного состава пермаллоя $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$, который обладает одноосной магнитной анизотропией и имеет размер 40×30 мм. Экспериментально полученное распределение поля анизотропии по площади образца показано на рис. 5.

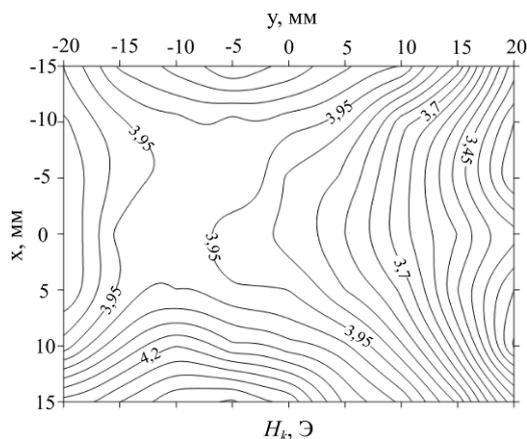


Рис. 5. Результаты измерения распределения поля анизотропии по площади тонкопленочного образца пермаллоя состава $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ размером 40×30 мм

Как видно из рис. 5, исследуемый образец ТМП имеет неоднородности по краям. Изменение величины поля анизотропии образца по площади находится в пределах 0,5 Э. Одной из причин неоднородности является несовершенная технология изготовления пленок.

Предложена новая установка для локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок, позволяющая измерять образцы толщиной более 100 Å и размером до 60×60 мм. Чувствительным элементом устройства является СВЧ-резонатор, длина индуктивной части которого определяет размер исследуемой области образца и может варьироваться от 1 до 25 мм, что позволяет изменять степень локальности измерений. Установка для локальных измерений магнитных характеристик тонких ферромагнитных пленок может быть использована для неразрушающего контроля качества и определения однородности тонких магнитных пленок, что очень важно при изготовлении приборов на основе ТМП.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение №075-11-2019-054.

Список литературы

1. Babitskii A., Belyaev B., Boev N. and Izotov A. «Low Noise Wideband Thin-Film Magnetometer», in IEEE SENSORS, 2017.
2. Суху Р. Магнитные тонкие пленки. М.: Мир, 1967.
3. Саланский Н. М., Ерухимов М. Ш. Физические свойства и применение магнитных пленок. Новосибирск: Наука, 1975. С. 133.
4. Семенов В. Г. Устройство для измерения магнитных свойств тонких ферромагнитных образцов. № 304529, МПК G01R33/12, опубл. 25.05.1971, бюл. № 17.
5. Мельников В. П., Смаль И. В. Устройство для измерения напряженности поля анизотропии тонких магнитных пленок. № 746362, МПК G01R33/12, опубл. 07.07.1980, бюл. № 25.
6. David M. Ellis, Malvern, and Clifford J. Bader, Instrument for measurement of thin magnetic film parameters, USA Patent No. 3254298, May 31, 1966.
7. Belyaev B., Izotov A. and Leksikov A. Magnetic imaging in thin magnetic films by local spectrometer of ferromagnetic resonance, IEEE, Sensors 5 (2), 260 (2005).

ВЕЙВЛЕТ-ИНТРОСКОПИЯ БИОСИСТЕМ ОРГАНИЗМА ЧЕЛОВЕКА

Г.М. Алдонин, П.С. Маринушкин, В.В. Черепанов

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

Своевременная диагностика и профилактика позволяют резко снизить риск развития сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ) и увеличить продолжительность жизни человека в среднем на 10–15 лет. Между тем для профилактики заболеваний к врачам обращается малая часть заболевшего населения во многом по причине отсутствия индивидуальных средств мониторинга функционального состояния организма (ФСО), диагностического оборудования и адекватных методов диагностики, а также нехватки квалифицированных кадров.

Можно выделить два основных направления создания средств мониторинга ФСО:

1. Обеспечение максимальной доступности аппаратно-программных средств индивидуального мониторинга.
2. Усиление глубины анализа при сокращении времени диагностики за счет компьютерных технологий.

Получение детальной информации о состоянии биосистем возможно при учете нелинейного характера процессов в них и законов самоорганизации биопроцессов и биосистем. Основные биосистемы организма человека представляют собой фрактальные структуры с масштабнo-инвариантным самоподобием. Примеры подобных структур – проводящая нервная система сердца, сосудистая и бронхиальная системы (рис. 1).

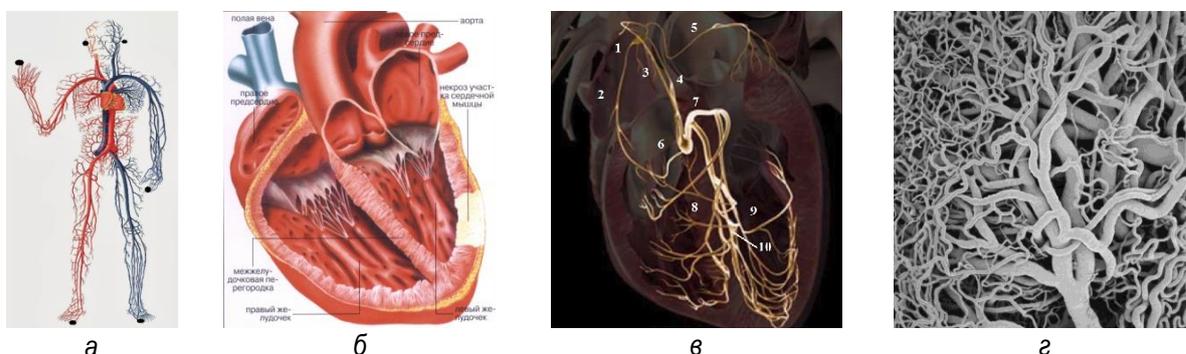


Рис. 1. Фрактальная структура биосистем: системы кровообращения человека (а), мышечная система сердца (б), проводящая нервная система сердца (в) и дыхательные пути в легком (г)

Германом Гельмгольцем с учениками еще в 1850 г. установлена форма нервного импульса и его распространение в виде уединенной волны колоколообразной формы (в современном понимании *солитон*) [1], подобной частице, движущаяся с постоянной скоростью в ПНСС, ветвящейся с самоподобием по закону $1/f$. Частота и мощность флуктуаций в узлах ветвления сети соответствуют топологии сети – максимальные флуктуации от больших ветвей русла к гармонически уменьшающимся по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающим по мощности флуктуациям дробящим по закону $1/f$:

$$S_i(x, t_i) = u_i ch^{-2}[(x - ct_i) / \Delta], \quad ch \equiv (e^z + e^{-z}) / 2, \quad (1)$$

$$c = u_i / 3; \Delta = (12 / u_i)^{1/2},$$

где u_i – амплитуда возбуждения; $i = 1, \dots, n$; n – число ветвей ПНСС.

Гельмгольц также установил автоволновый характер распространения пульсовой волны (ПВ) по сосудистому руслу в виде одиночной волны колоколообразной формы (*солитона*). Спектр сигнала пульсовой волны при этом будет определяться турбулентностями (рис. 2), возникающими при распространении в потоке крови по сосудистому руслу кровеносной системы.

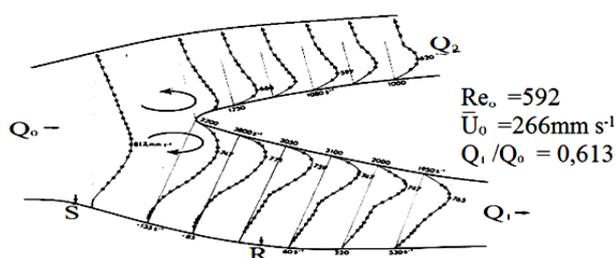


Рис. 2. Турбулентности, возникающие в потоке при распространении крови по сосудистому руслу кровеносной системы

Для определения структурных свойств биосигналов и биопроцессов эффективно применение вейвлет-анализа. Вейвлет-преобразование одномерного сигнала заключается в его разложении по базису (рис. 3), сконструированному из обладающей определенными свойствами солитоноподобной функции (вейвлета) посредством масштабных изменений и переносов. В ходе исследования использовались различные материнские вейвлеты, из которых наиболее адекватными для анализа биосигналов являются «Солитон» и «Мексиканская шляпа». Проверка условия их нулевого среднего (рис. 3) сказывается только в низкочастотной области вейвлет-спектра, но это не представляет особого интереса в анализе структуры биосигналов.

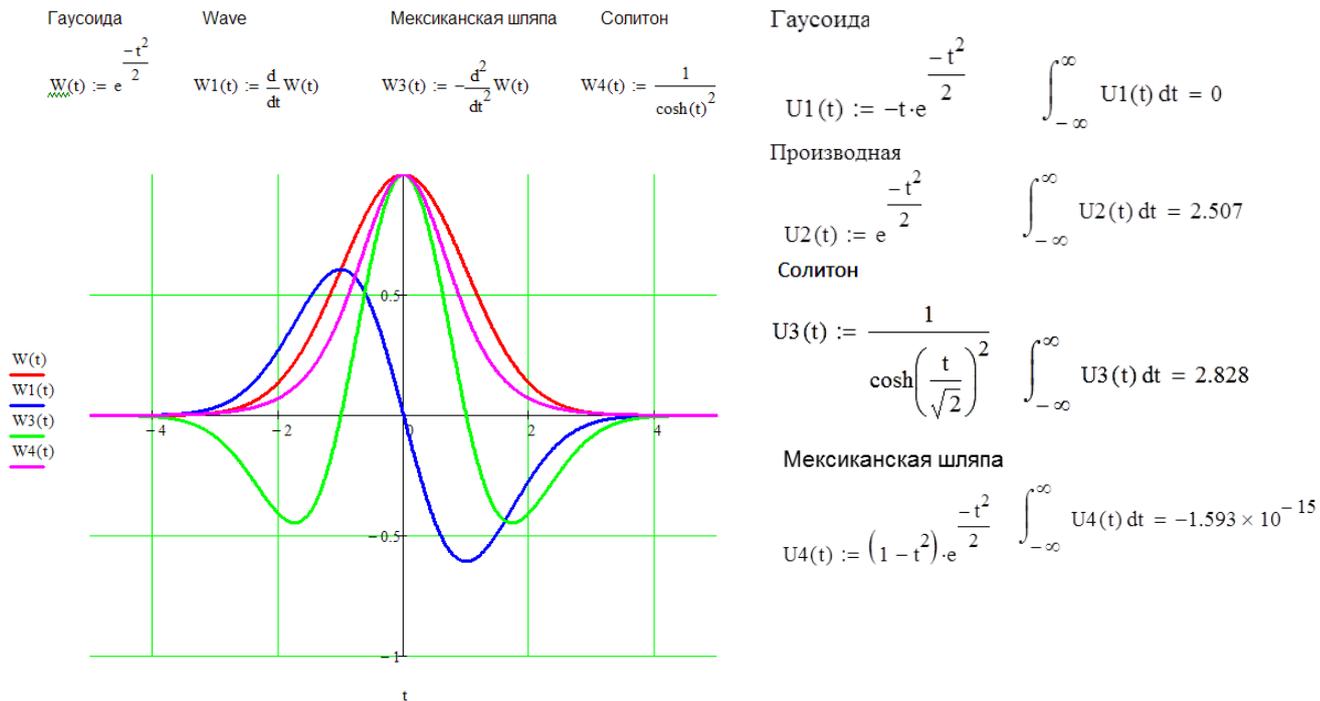


Рис. 3. Материнские вейвлеты, их выражение и проверка условия нулевого среднего

Вейвлет-диаграммы биосигналов отражают фрактальные масштабно-инвариантные структуры [3] со скейлингом, близким к «золотому сечению» (рис. 4). В ренормгрупповом подходе скелетные функции вейвлет-преобразования выявляют структуру анализируемого процесса, а скейлинги (\overline{Sc}) – масштабную инвариантность или их самоподобие в норме.

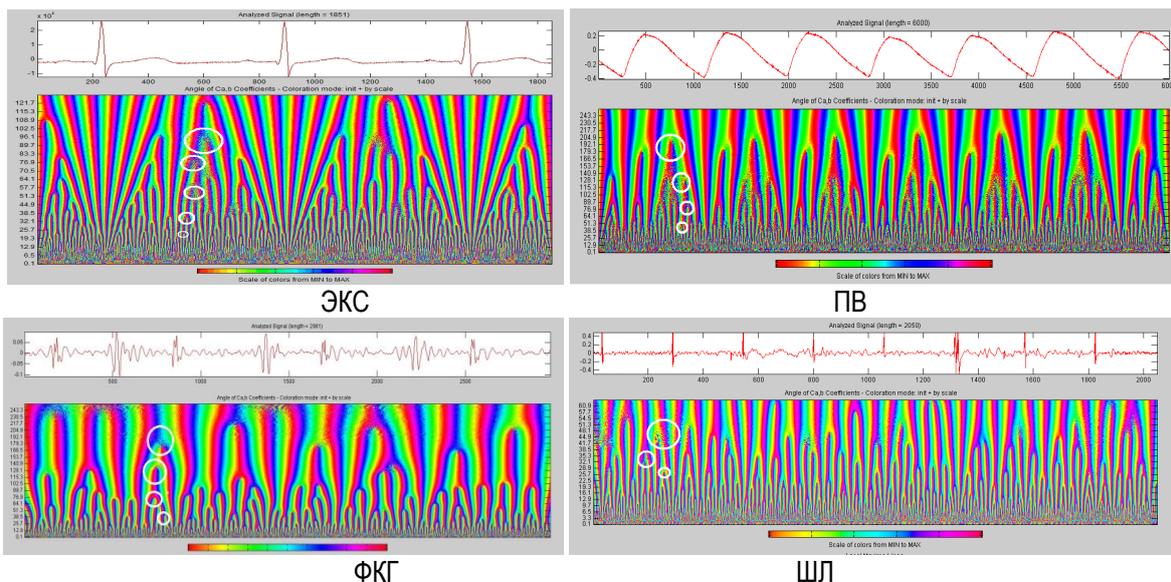


Рис. 4. Вейвлет-диаграммы биосигналов с турбулентностями в узлах ветвления: а – электрокардиосигнал, б – пульсовая волна, в – фонокардиосигнал, г – шумы легких

Возможна топическая диагностика состояния биосистем на основе вейвлет-интроскопии фрактальных структур биосигналов с масштабно-инвариантным самоподобием. Достоинством вейвлет-спектра ЭКС и ПВ является их представление в частотной и временной области, т.е. содержание пространственно-временной информации о работе ПНСС (рис. 5) и сосудистой сети (рис. 6), что может служить основой для топической диагностики.

Вейвлет-преобразование ЭКС и ПВ является адекватным пространственно-временным отображением фаз и амплитуд возбуждения в ПНСС и сосудистой сети. Сопоставляя узлы ПНСС и сосудистой сети и соответствующие по фазе и времени волны спектра вейвлет-диаграмм можно получить латентную ЭКГ, отображающую весь процесс прохождения возбуждения от пейсмейкера в виде солитонов по всем сегментам ПНСС. Вейвлет-диаграмма ЭКС позволяет выявлять нарушения ССД. На рис. 5 ниже приведены 3-D вейвлет-диаграммы ПНСС больного ИБС и в норме.

На рис. 6 представлено вейвлет-преобразование ПВ при прохождении волны по сосудам сонной артерии.

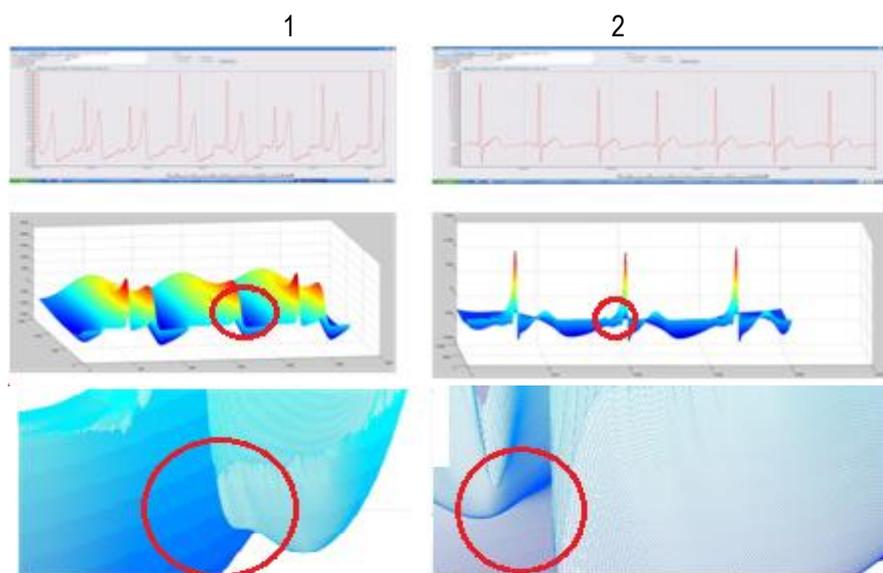


Рис. 5. ЭКС и 3-D вейвлет-диаграммы ПНСС больного ИБС (1) и в норме (2)

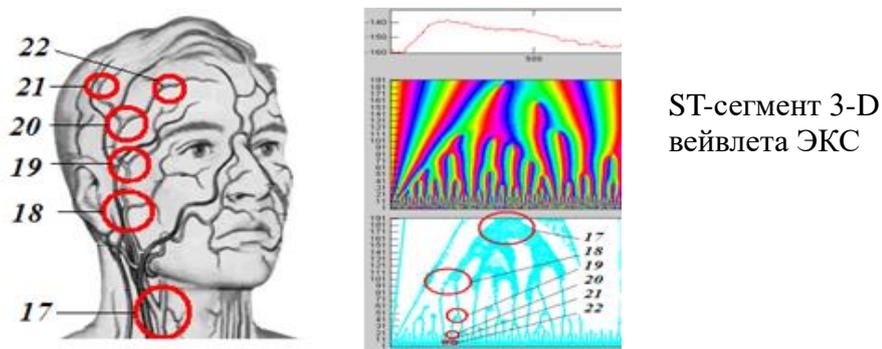


Рис. 6. Вейвлет-интроскопия сонной артерии

С помощью ультраметрических моделей и кодификации ветвей дерева Кейли можно идентифицировать ветви ПНСС и автоматизировать диагностику ее нарушений.

Согласно концепции ультраметрического пространства ветвящиеся биоструктуры можно представить в виде дерева Кейли. Это определяется морфологическим дихотомическим строением нервной системы сердца и сосудистой системы в виде ветвящихся деревьев, в которых каждая последующая (дочерняя) ветвь меньше той, из которой она исходит (родительской) в $\sim 1,618$ раза (по золотому сечению), рис. 7.

Представление ветвистой структуры ПНСС в правом и левом предсердии.

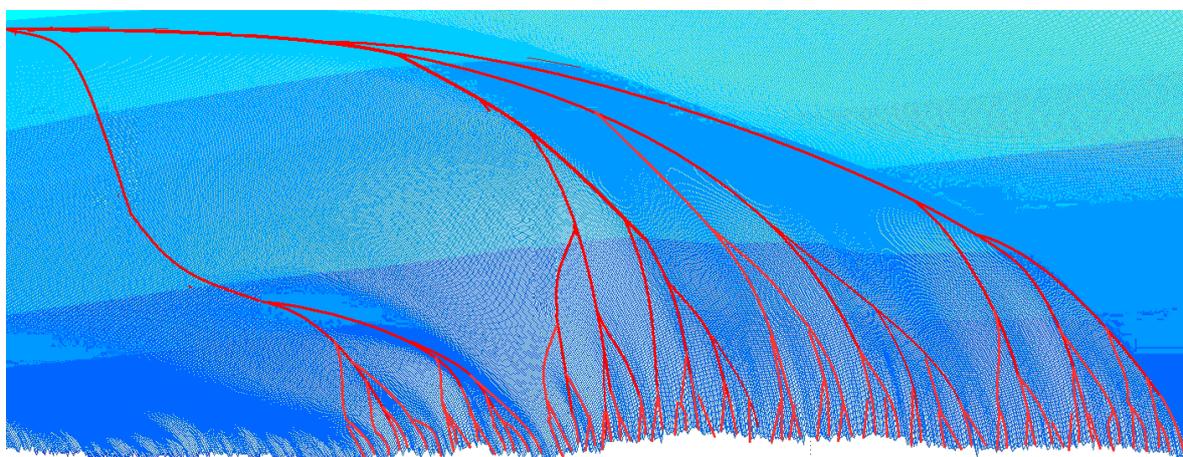


Рис. 7. Модель право- и левопредсердных ветвей ПНСС в виде дерева Кейли

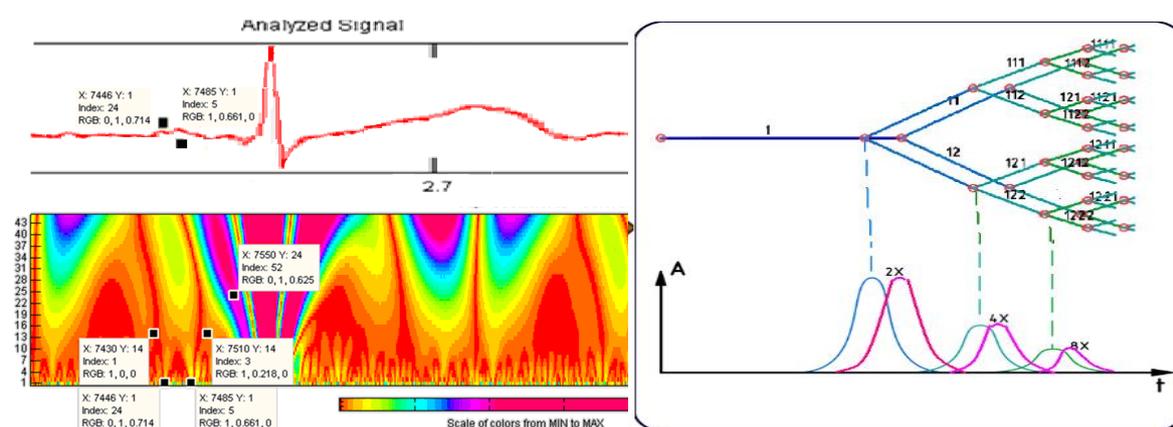


Рис. 8. Представление ветвящихся биоструктур в виде дерева Кейли

Пример моделирования в ультраметрическом пространстве ветвей проводящей нервной сети в левом и правом предсердии показан на рис. 8. Данная модель отражает временные и фазовые соотношения прохождения возбуждения. Аналогично моделирование в ультраметрическом пространстве ветвей проводящей нервной сети и в других фрагментах сети.

Учитывая, что электрический потенциал охватывается возбуждением прежде всего правое предсердие, в котором находится синусовый узел, можно говорить о его более короткой ветвистой структуре. Это отражено в модели уменьшением длины одной из ветвистых структур.

С помощью ультраметрических моделей можно идентифицировать все ветви ПНСС и автоматизировать диагностику ее нарушений.

Для выявления тонкой структуры возбуждения в ветвях ПНСС повышена частота квантования до 8 кГц, которая позволяет визуализировать ветвления ПНСС более высокого порядка. На рис. 9 представлено 3D-вейвлет-преобразование ЭКС с частотой 8 кГц.

Структура Р-волны наблюдается как сумма отдельных волн правого и левого предсердия и отражает истинное распространение возбуждения по миокарду правого и левого желудочка. На вейвлет-диаграммах с повышенным разрешением в Р-волне дополнительно проявляются волны возбуждения в пучке Бахмана и нисходящем пучке к межпредсердной перегородке к АВ-узлу.

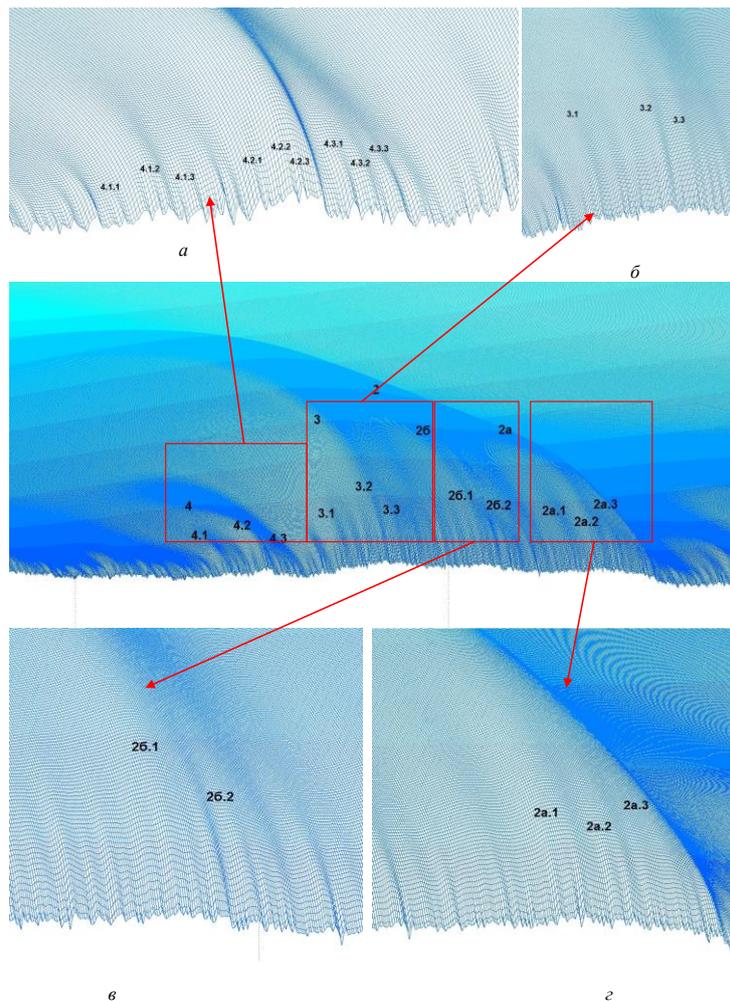


Рис. 9. Волны возбуждения в левом (а) и правом (б) предсердии, пучке Бахмана (в) и нисходящем пучке к межпредсердной перегородке АВ-узла (г)

Получение вейвлет-диаграмм из файлов записей производится с помощью пакета Matlab ПО ПК и начинается с открытия файла записи биосигналов. Используя информацию о количестве каналов данных, их потоке и методе сжатия данных, из массива данных восстанавливаются биосигналы, которые были получены с биодатчиков сигналов.

В исследуемой записи выбирают фрагмент для анализа, учитывая ограничения, обусловленные аппаратными ресурсами вычислительной машины. У фрагмента записи фиксируется начальный и конечный отсчет дискретного сигнала. Учитывая априорную информацию о частоте дискретизации и длине фрагмента, производят вычисление граничных параметров набора материнского вейвлета, по которым в дальнейшем он формируется. Используя свертку набора параметров материнского вейвлета и фрагмента записи, вычисляют вейвлет-диаграмму, результатом которой является поверхность в трехмерной плоскости, выводимая как результат вейвлет-интроскопии.

Исследована возможность топической диагностики состояния биосистем на основе вейвлет-интроскопии фрактальных структур биосигналов с масштабно-инвариантным самоподобием [4]. Достоинством вейвлет-спектра ЭКС и ПВ является их представление в частотной и временной области, т.е. содержание пространственно-временной информации о работе ПНСС и сосудистой сети, что может служить основой для топической диагностики.

Список литературы

1. Гельмгольц Г. Скорость распространения нервного возбуждения. М.: ГИЗ, 1923.
2. Алдонин Г. М. Структурный анализ самоорганизующихся систем. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. 312 с.
3. Мандельброт Б. Б. Фрактальная геометрия природы. М.: Институт компьютерных исследований, 2002. 660 с.
4. Soldatov A. V., Aldonin G. M., Cherepanov V. V. Wavelet Analysis of Cardiac Electrical Activity Signals // Biomedical Engineering. July 2018. Vol. 52, Is. 2. P. 120–124.

ЗАДАЧИ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ПЛИС DE2-115

И.В. Горбачев, И.Н. Куликов

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

Рассматривается построение нейронной сети для обработки изображения, позволяющее распознавать цифры. Описываются этапы построения нейронной сети. Приведены задачи реализации нейронных сетей на ПЛИС.

В условиях современного мира использование и внедрение нейронных сетей все чаще встречается при решении задач, связанных с обработкой различного рода информации: числовой, текстовой, графической и пр. Распространение и актуализация нейронных сетей напрямую связаны с тем, что их скорость и точность не уступают человеческим, а в некоторых аспектах даже во много раз превышают ее. На сегодняшний день при помощи нейронных сетей можно значительно ускорить, упростить или оптимизировать решение многих задач. Среди них такие задачи, как классификация, распознавание, обнаружение, прогнозирование, управление сложными объектами и не только [1].

В статье рассматривается с помощью каких сетей решаются задачи по распознаванию и обнаружению объектов. Стоит отметить, что для распознавания и обнаружения объектов используется сверточная нейронная сеть. В основе принципа ее работы лежит ассоциативная ориентация на образы, которые формируются во время процесса, называемого обучением сети, и в дальнейшем на которые сеть ориентируется в ходе своей эксплуатации. Таким образом сверточные нейронные сети позволяют максимально точно и безошибочно распознавать различные объекты на изображениях [4].

Реализация нейронной сети протекает в виде программного кода на языках высокого уровня. Разработчик пишет код в какой-либо среде программирования, после чего код исполняется в той же самой среде. Но в такой, несомненно, классической модели работы кроется довольно большая проблема: функционал сети в данном случае ограничивается мощностью компьютера, на котором она реализовывается. Помимо этого встает вопрос о мобильности устройства и его габаритах.

Исходя из этого, можно выделить две основные проблемы развертывания нейронной сети на компьютере: отсутствие мобильности и недостаток мощности. Чтобы решить их, необходимо найти устройство,

которое будет выполнять исключительно функционал самой сети, т.е. затрачивать большую часть своей мощности только на сеть и ее реализацию, обладать сравнительно небольшими размерами с возможностью беспрепятственного перемещения в пространстве. Таким образом, это должно быть что-то маленькое и производительное.

Для решения этих проблем можно использовать программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). Так, ПЛИС – это некоторый электронный компонент, который используют для создания конфигурируемых цифровых электронных схем. Ее основным и главным преимуществом является то, что архитектура логических элементов определяется не при изготовлении схемы, а в момент программирования чипа самим разработчиком. Это дает уникальную возможность построить полное взаимодействие внутренних логических элементов именно так, как необходимо в той или иной задаче. Еще одним преимуществом программируемой логической интегральной схемы являются малые габариты. Как раз благодаря этому решается проблема мобильности: при помощи ПЛИС можно собирать небольшие портативные вычислительные системы, платы управления и прочие устройства.

Однако изначально нужно запрограммировать ПЛИС. Другими словами, «поместить» внутрь нее нейронную сеть. Для этого вернемся к среде программирования и компьютеру. В качестве среды для написания нейронной сети может подойти практически любая среда программирования и практически любой язык программирования. Но для того, чтобы после написания в дальнейшем реализовывать сеть уже на ПЛИС, больше всего подходит одна известная и распространенная среда программирования – Matlab. Благодаря дополнительным расширениям, таким как Neural Network Toolbox и Deep Learning Toolbox, можно написать и обучить нейронную сеть, с помощью интегрированной среды графического моделирования Simulink и программы HDL coder генерируется код на Verilog или VHDL, которым потом программируется ПЛИС.

В качестве примера ПЛИС взята плата от фирмы Altera DE2-115. Основным компонентом данной платы является микросхема семейства Cyclone IV, которая позволяет реализовать цифровые устройства по обработке данных и сложных вычислительных систем [2]. Также на «борту» платы имеются различные разъемы входа и выхода, такие как аудиовход и аудиовыход; два порта Ethernet; два порта USB; цифро-аналоговый преобразователь с выходом VGA; разъем под SD карту. Кроме этого, имеется ряд семимегментных индикаторов, ряд переключателей, ряд индикаторов и высокоскоростной порт для подключения модулей, расширяющих функционал, например модуль видеокамеры. На базе ПЛИС DE2-115 можно написать нейронную сеть и составить архитектуру таким образом,

чтобы данные сразу выводились на экран, подключенный по VGA, или получать обрабатываемую информацию через порты USB или Ethernet, что позволяет использовать данную ПЛИС под различные по функционалу задачи.

Процесс написания нейронной сети можно рассмотреть на примере модели *idef0* (рис. 1). В данном случае рассматривается задача написания нейронной сети для распознавания чисел и программирование ПЛИС для ее дальнейшей реализации.

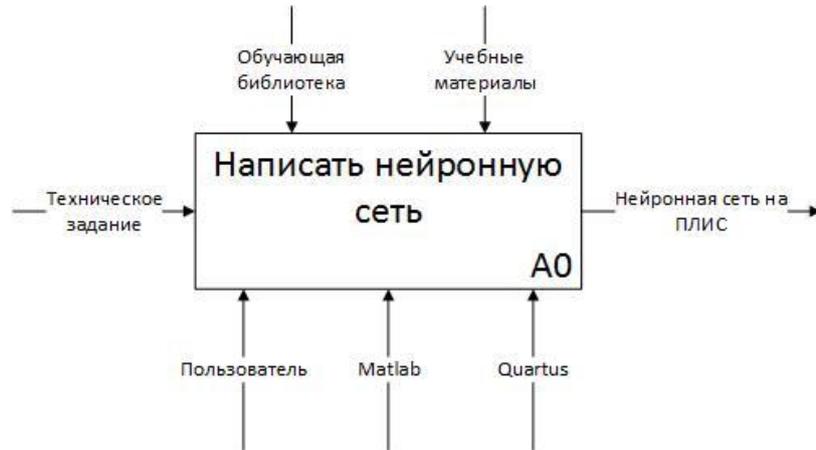


Рис. 1. Модель построения нейронной сети

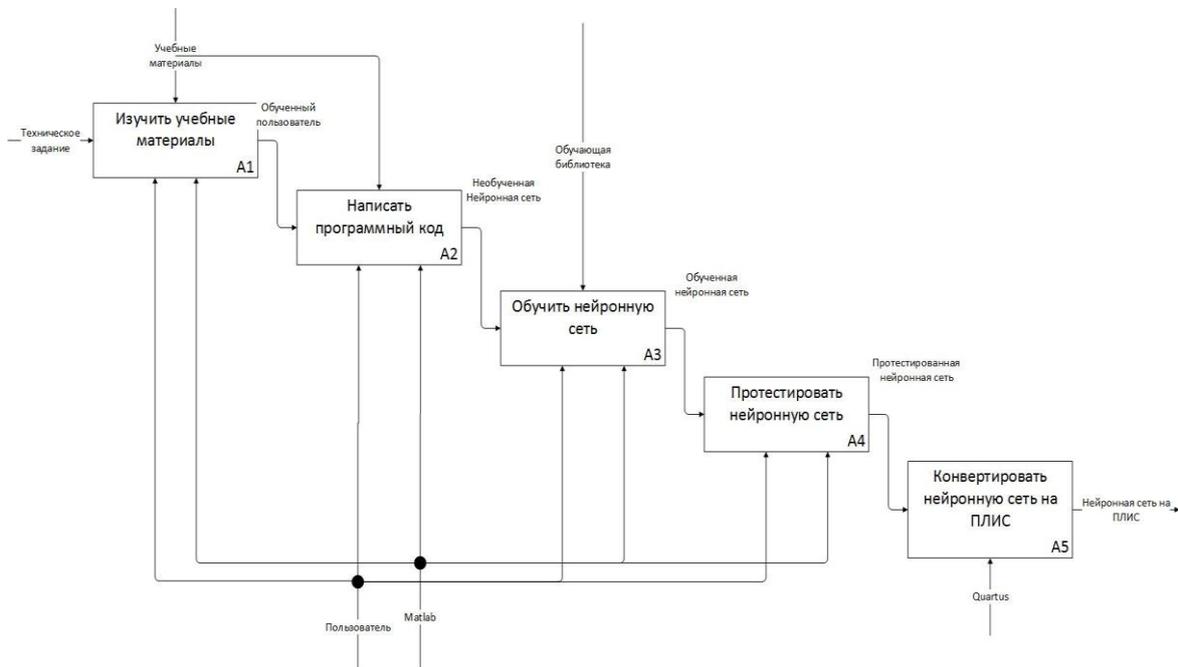


Рис. 2. Разложение процесса A0

Для большего понимания процесса A0 рассмотрим его подробнее, построив диаграмму декомпозиции [3] (рис. 2). Обучение происходит с помощью библиотек MNIST, которые являются базой данных чисел.

В зависимости от потребности обучающие библиотеки могут отличаться и выбираться пользователем под конкретную задачу.

В момент обучения сети, блок А3, присутствие пользователя минимальное, так как процесс занимает довольно длительное время. Во время программирования нейронной сети на ПЛИС, блок А5, для решения поставленной задачи используется программное обеспечение для программирования ПЛИС Quartus. Данное программное обеспечение используется для программирования ПЛИС от компании Altera, к которому относится плата DE2-115.

После прохождения всех этапов на выходе получаем ПЛИС, способную распознавать цифры на изображениях. Стоит заметить, что это только один из предложенных примеров реализации нейронной сети на базе ПЛИС. В зависимости от поставленных задач будут изменяться обучающие библиотеки, а основные этапы не будут сильно видоизменены. В дальнейшем возможно «прошить» ПЛИС путем загрузки в нее новых образов объектов, что позволит повысить качество распознавания.

В перспективе планируется разработка нейронной сети для распознавания номеров автомобилей, чтобы реализовать пропускную систему на закрытую территорию. Камера, установленная перед шлагбаумом, распознает номер подъезжающего автомобиля и сверяет его с базой номеров, имеющих допуск на территорию, при соответствии автоматика открывает шлагбаум. В дальнейшем эту систему можно развить до системы ведения учета посещаемости, только вместо распознавания номеров нейронная сеть должна будет распознавать лица. Перед входом в аудиторию устанавливается камера, которая фиксирует всех тех, кто попадает в поле ее зрения, затем система сверяет лица студентов с лицами студентов в базе и ведет учет посещаемости и времени прибытия на занятие. В будущем не исключена возможность использования нейронных сетей для фиксирования и анализа социального поведения на улицах, так как развитие возможности нейронных сетей является востребованным в наше время.

Список литературы

1. Круглов В. В., Борисов В. В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. 2-е изд., стереотип. М.: Горячая линия-Телеком, 2002. 382 с.
2. Altera DE2-115 Development and Education Board. URL: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&No=502> (Дата обращения: 12.04.2020).
3. Похилько А. Ф., Горбачев И. В. CASE-технология моделирования процессов с использованием средств BPWin и ERWin: учебное пособие. Ульяновск: УлГТУ, 2008. 120 с.
4. Созыкин А.В. Обзор методов обучения глубоких нейронных сетей // Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика. 2017. Т. 6. № 3. С. 28–59.

ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ В ТЕХНОЛОГИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛЕННОГО СБОРА ИНФОРМАЦИИ НА ПРИМЕРЕ ОБЪЕКТОВ НЕФТЕГАЗОВОЙ ОТРАСЛИ

А.С. Селиванов, Д.Ю. Черников, И.А. Шакалов, В.Н. Якушев

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

Рассмотрен метод применения искусственного интеллекта в системах радиосвязи для нефтедобывающей отрасли.

В XXI столетии становится все более осознано представление мира и искусственного интеллекта (ИИ) в привычной повседневной нам жизни.

Технологии ИИ все больше затрагивают жизнь людей, развитие промышленности.

ИИ используют в нефтедобывающей отрасли для поиска и оценки новых запасов сырья. Настоящая статья кратко излагает технологию ИИ и ее применение для улучшения систем связи и распределенного сбора информации на примере объектов нефтедобычи.

В настоящее время применение технологии ИИ становится все более популярным, интегрируется в повседневную деятельность человека и оказывает неопределимое влияние на различные сферы производства.

С одной стороны, благодаря своей высокой научной ценности ИИ стал новой технологией, необходимой для развития современного общества; с другой стороны, он имеет хорошее применение во многих областях промышленности, особенно в нефтедобывающей отрасли и играет незаменимую вспомогательную роль [1].

По подсчетам *IDC*, инвестиции российских компаний в технологии ИИ по итогам прошлого года составили \$172,5 млн. Для сравнения, инвестиции в искусственный интеллект в Европе в 2019 г. превысили \$7 млрд.

В целях развития ИИ в России Указом Президента Российской Федерации от 10 октября 2019 г. № 490 утверждена Национальная стратегия развития ИИ до 2030 года в Российской Федерации.

Среднегодовой темп роста российского рынка ИИ *IDC* оценивает на уровне 23,5 %. Однако в мае 2020 года компания обещает скорректированный прогноз с учетом влияния пандемии коронавируса и экономической ситуации, связанной с энергоресурсами [2].

Предлагаемая идея применения технологии ИИ в нефтегазовой отрасли состоит в том, чтобы организовать интеллектуальный сбор инфор-

мации с большого числа абонентских устройств и вместить эту информацию в небольшой канал связи размером 15 Мбит/с.

В качестве стандарта для организации канала связи и сбора данных решено применить беспроводной стандарт транкинговой связи *McWill* [3]. Стандарт *McWill* при мощности передатчика в 3 Вт способен покрывать значительно большие территории и использоваться как mesh-сеть, значительно расширяя зону покрытия радиосигнала, тем самым организовывая сбор информации со множества объектов, расположенных на используемой территории. На рис. 1 представлена схема слоистой нейронной сети, предлагаемая к применению для организации данной системы [4; 5].

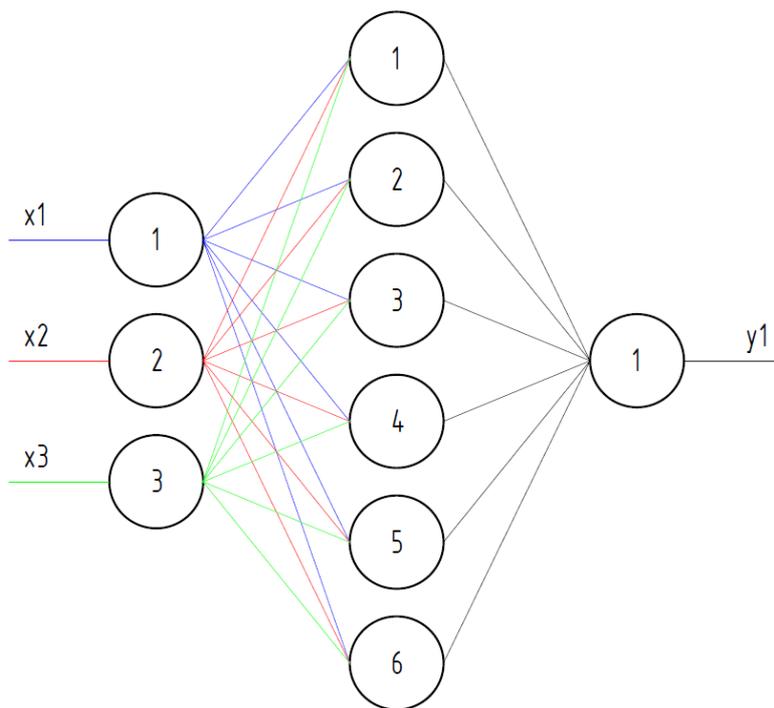


Рис. 1. Структура слоистой нейронной сети, где первый слой 1–3 входные нейроны, второй слой 1–6 скрытые нейроны, третий слой 1 выходные нейроны

С помощью внедрения представленной структуры в интегрированную систему управления и безопасности месторождения можно реализовать интеллектуальный сбор и передачу данных с возможностью разделения передачи данных по времени, выполнить анализ приоритетов передачи данных с учетом загруженности канала связи, а также приоритетности смежных информационных систем, таких как АСУТП (автоматизированная система управления технологическим процессом), системы безопасности объектов (ОС, ПС, СКУД, СВН) и степени важности их данных.

Внедрение приведенной схемы построения структуры нейросети, системы ИИ позволит улучшить систему сбора данных, взаимодействие систем в целом и усовершенствовать следующие качества:

1. Сократить затраты на организацию новых каналов связи со строительством инженерных систем, таких как ВОЛС, дополнительные мачты связи для организации ШБРД.

2. Покрытие радиосигнала одной базовой станции стандарта *McWill* с одной мачты связи высотой 80 метров обеспечит покрытие зоны доступа в радиусе до 60–70 километров от базовой станции [3].

3. Связать систему интеллектуального сбора данных с другими смежными системами месторождения и интегрировать в одну систему месторождения для успешной эксплуатации.

Также внедрение данной системы актуально с случае, если объекты сбора информации не имеют постоянного канала связи (ВОЛС, ШБРД) для стабильной передачи данных от себя и невозможности организации быстро разворачиваемого канала связи для временно возводимых объектов, например при бурении разведочных и поисково-оценочных скважин.

Список литературы

1. Коловский Ю.В. Методология когнитивного контроля поведения сложных технических систем // Сложные системы в экстремальных условиях: материалы XVIII Всероссийского симпозиума с международным участием. СФУ. 2016. С. 46.

2. TADVISER Государство. Бизнес. ИТ, 2020: Искусственный интеллект (рынок России). URL: [http://www.tadviser.ru/index.php/Статья:Искусственный_интеллект_\(рынок_России\)](http://www.tadviser.ru/index.php/Статья:Искусственный_интеллект_(рынок_России)) [дата обращения 01.05.2020].

3. Туров А. В., Девлишов А. Г., Черников Д. Ю. Использование оборудования широкополосного радиодоступа NG-1 в составе мультисервисных систем связи // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2017). Омск, 2017. С. 339–347.

4. Коловский Ю. В. Автономный комплекс контроля и управления поведением технического объекта на примере антенной системы космического аппарата: Решетневские чтения. 2013. Т. 1. С. 227–229.

5. Коловский Ю. В. Критерии и эффективность природоподобия при моделировании неравновесных систем. Нейроинформатика, ее приложения и анализ данных: материалы XXVII Всеросс. семинара. Красноярск: ИВМ СО РАН, 2019. С. 45–49.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭМУЛЯТОРА eNSP В КОНФИГУРАЦИИ КЛИЕНТ-СЕРВЕР

Н.Г. Копылова, Д.Ю. Черников

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

Рассмотрены особенности развертывания и использования эмулятора eNSP компании Huawei в варианте совместного применения вычислительных ресурсов персонального компьютера, на котором установлен экземпляр данного прикладного программного обеспечения, а также физического или виртуального ресурса коллективного использования. Описаны и проанализированы настройки эмулятора eNSP для данного варианта использования.

Имитационное моделирование топологий телекоммуникационных сетей в конфигурациях, близких к реальным, как правило, связано с необходимостью использования в составе моделей достаточно большого числа активных устройств – коммутаторов, маршрутизаторов, межсетевых экранов (FireWall). При этом одним из возможных вариантов выбора среды моделирования является симулятор eNSP компании Huawei [1]. Работа приложения Huawei eNSP построена на основе многоцелевой платформы маршрутизации (VRP), имитирует работу сети до подключения настоящих устройств, позволяет проводить тесты на совместимость, а также осуществлять конфигурирование используемых устройств и выгружать разработанные конфигурации. При этом eNSP Huawei позволяет организовать взаимодействие моделируемой топологии с реальными устройствами и осуществлять анализ с захватом пакетов с интерфейсов в режиме реального времени, благодаря чему пользователи могут изучать принципы функционирования гибридных сетевых конфигураций в безопасной среде моделирования [2].

Наряду с уже упомянутыми безусловными достоинствами при подобном подходе надо использовать и соответствующие вычислительные ресурсы, требования к которым выражаются, как правило, в необходимом количестве ядер центрального процессора N_{CPU} , объеме оперативной V_{RAM} и дисковой V_{HDD} памяти. Так, рекомендуемыми конфигурациями для ситуаций использования в качестве аппаратного средства персонального компьютера может быть, например, следующее: CPU Dual-core 2.0 GHz или выше, RAM 4 GB, HDD 4 GB [3]. При этом для нормальной работы eNSP необходимо также установить дополнительное прикладное программное

обеспечение (ПО): WinPcap, Wireshark и VirtualBox. Список поддерживаемых версий упомянутого ПО представлен в табл. 1 [3].

Однако в этой конфигурации автономного ПК в состав моделируемой топологии может быть включено не более 3–4 маршрутизаторов, что соответствует уровню только простых учебных или тестовых конфигураций. Вместе с тем для моделирования топологий, построенных на основе оборудования Huawei, эмулятор eNSP может быть развернут в нескольких вариантах: на одиночном персональном компьютере; на персональном компьютере в составе локальной сети, в которой имеется серверное оборудование, ориентированное для решение прикладных задач; на удаленном персональном компьютере [2], который имеет доступ к физическим или виртуальным серверам, по выделенным каналам или виртуальным каналам в сети Интернет (рис. 1).

Далее все результаты получены для случая использования эмулятора eNSP версии V100R003C00SPC100 [1, 3], а также версий программных моделей используемых активных устройств, которые представлены в табл. 2.

Таблица 1

ПО	Версия
WinPcap	4.1.3
Wireshark	2.6.6
VirtualBox	4.2.X-5.2.X

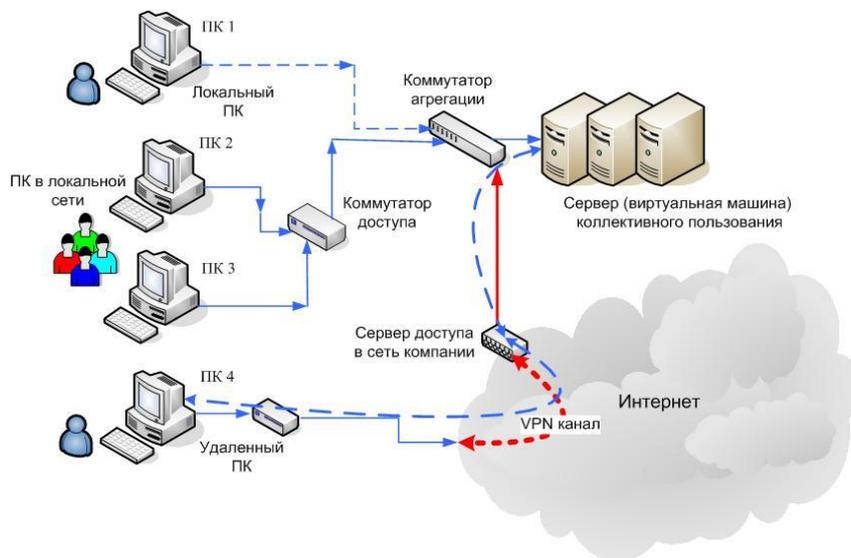


Рис. 1. Варианты инсталляции и использования эмулятора eNSP

Таблица 2

AR	V200R003C00
S3700/S5700	V200R001C00
USG6000V	V500R005C10SPC300

Таким образом, при развертывании и использовании эмулятора eNSP в многоузловой конфигурации в ходе проведения моделирования могут совместно участвовать как ресурсы персонального компьютера, так и ресурсы локального или удаленного серверов. Для реализации данного режима эмулятор eNSP должен быть развернут и запущен и на персональном компьютере (ПК), и на удаленном серверном ресурсе коллективного использования (рис. 1).

Конфигурирование eNSP, развернутого на ПК, для задействования ресурсов коллективного использования, расположенных на физическом сервере или виртуальной машине, производится из пункта меню «Настройка» в правом верхнем углу графического интерфейса системы и выглядит следующим образом (рис. 2).

Использование данного меню приводит к появлению на экране графического интерфейса формы, в которой осуществляется ввод информации о сетевых параметрах удаленного сервера. В данной форме выбирается заставка Server, в которой содержимое фрагмента Local Server игнорируется, а в соответствующих полях фрагмента Remote Server указывается IP-адрес используемого физического сервера или виртуальной машины и порт в диапазоне 60000-65575 [3]. Для рассматриваемого примера результаты ввода необходимой информации приведены на рис. 3. При этом в качестве адреса удаленного сервера использован его внутренний адрес в локальной сети компании. Доступ к данному адресу для удаленного ПК (ПК4 на рис. 1) при этом должен обеспечиваться за счет организации соответствующей маршрутизации виртуальных подсетей, адреса которых выделяются удаленным компьютерам при организации VPN-каналов [2; 4].

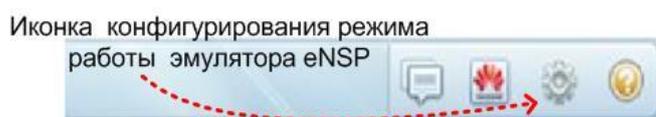


Рис. 2. Активация меню настройки режима работы eNSP

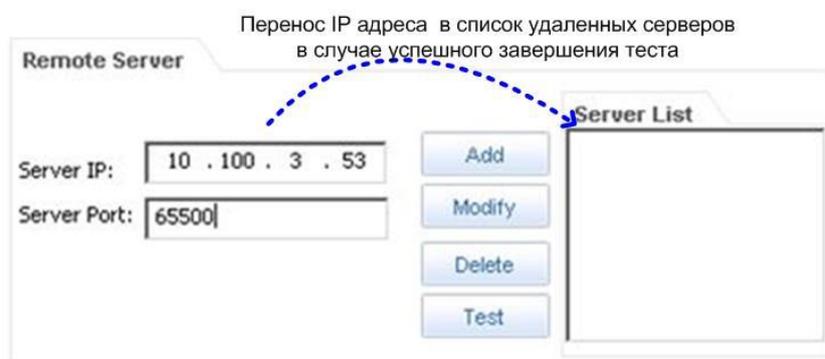


Рис. 3. Формирование адресной информации для ресурсов коллективного пользования эмулятора eNSP

После выполнения перечисленных шагов необходимо произвести тестирование взаимодействия локального ПК и удаленного сервера, которое начинается после «клика» по кнопке Test (рис. 3). В случае успешного завершения тестирования адрес удаленного сервера автоматически переносится в список Server List, который будет использоваться при последующих стартах eNSP на данном локальном ПК (рис. 3). Процедура конфигурирования эмулятора eNSP для работы в режиме «клиент-сервер» завершается его рестартом, после которого вступают в силу все установленные параметры. Специального конфигурирования эмулятора eNSP, развернутого на удаленном ресурсе, не требуется.

Последующими шагами по анализу особенностей клиент-серверного режима использования eNSP были загрузка топологии, которая содержала бы значительное количество активных устройств, и наблюдение за степенью нагрузки, приходящейся на персональный компьютер, выполняющий роль клиента, и на виртуальный сервер в роли удаленного сервера приложений. Собственно подготовка топологии анализируемой сети не влечет заметного увеличения значений упомянутых параметров. Изменения величин этих параметров начинают проявляться при включении активных устройств, которое может быть произведено последовательно или одновременно. В последнем случае область расположения включаемых устройств на топологии предварительно очерчивается пунктирной линией (рис. 4), после чего включение осуществляется «кликом» по соответствующей иконке в главном меню эмулятора.

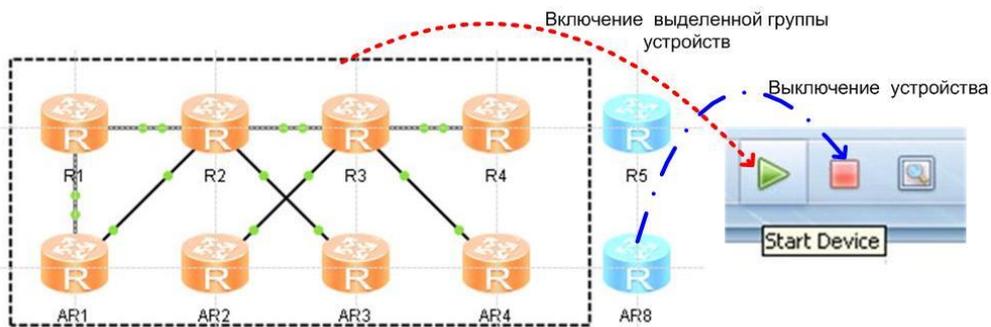


Рис. 4. Процедура включения активных устройств в составе топологии

Как было выяснено, в ходе вычислительного эксперимента, наиболее статичным параметром является занимаемый объем дисковой памяти V_{HDD} , который остается практически неизменным для ПК и удаленного сервера. К числу наиболее критичных параметров прежде всего следует отнести процессорный ресурс V_{CPU} и объем оперативной памяти V_{RAM} удаленного сервера приложений. Так в описываемом вычислительном эксперименте в качестве удаленного ресурса использовался виртуальный сервер с пара-

метрами $N_{CPU} = 8$ Intel(R) Xeon CPU E5-2630 v3 @ 2.4 GHz; $V_{RAM} = 64$ GB и $V_{HDD} = 500$ GB. Фактической оценке подлежали величины: коэффициента использования ресурсов центрального процессора $K_{CPU} = V_{CPU}/V_{CPU_MAX}$ и $K_{RAM} = V_{RAM}/V_{RAM_MAX}$, где V_{CPU} и V_{RAM} – значения фактически используемого ресурса процессоров и объема оперативной памяти, а V_{CPU_MAX} и V_{RAM_MAX} – максимальные значения данных параметров, которые определяются конфигурацией используемых вычислительных ресурсов. Оценка K_{CPU} и K_{RAM} производилась средствами диспетчера задач, имеющегося в составе серверной операционной системы Windows Server 2012, под управлением которой работал удаленный сервер приложений.

Как можно видеть из рис. 5, перечень и характер процессов, формируемых в оперативной памяти удаленного сервера приложений, в значительной степени зависит от состава устройств в моделируемой топологии. Так, включение в состав моделируемой топологии каждого из коммутаторов S37xx/S57xx [5] приводит к формированию на удаленном сервере приложений отдельного процесса eNSP-Switch, а аналогичные действия по включению в состав топологии каждого из маршрутизаторов AR2xxx/AR3xxx [6] влекут за собой старт виртуального процесса VboxHeadless.

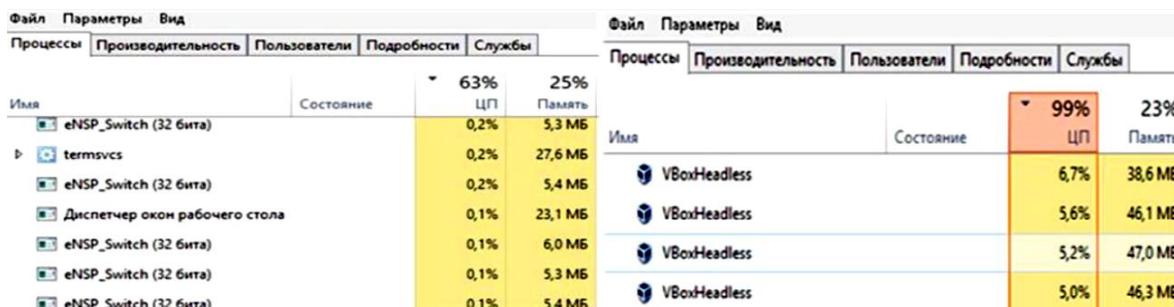


Рис. 5. Анализ загрузки процессорных ресурсов и оперативной памяти

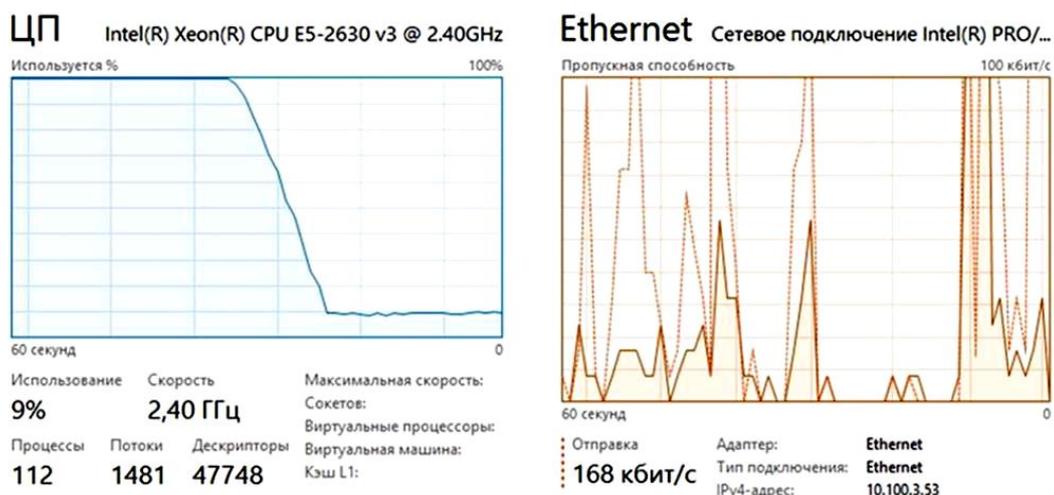


Рис. 6. Освобождение оперативной памяти и характер загрузки сетевого адаптера удаленного сервера приложений

Еще одним значимым параметром является уровень активности использования сетевых ресурсов, который будет определяться величиной скорости приема/передачи данных. Так, рис. 6 иллюстрирует использование оперативной памяти, общий характер загрузки сетевого адаптера в составе удаленного сервера приложений и содержит оценки скорости операций ввода/вывода на 60-секундном интервале. Для наглядности график изменения уровня нагрузки CPU приведен в момент выключения питания на маршрутизаторах моделируемой топологии. Таким образом, виден остаточный уровень загрузки CPU – 9 %, соответствующий полному отсутствию трафика в исследуемой схеме.

Ресурсы, которые требуется выделять для развертывания виртуального сервера, существенно разнятся в зависимости от соотношения числа коммутаторов n_S и маршрутизаторов n_R в исследуемой топологии. В ходе описываемого вычислительного эксперимента, в котором использовалась конфигурация удаленного сервера приложений со следующими параметрами: $N_{CPU} = 8$ Intel(R) Xeon CPU E5-2630 v3 @ 2.4 GHz; $V_{RAM} = 64$ GB, удалось в отдельно взятых топологиях использовать и одновременно включить: $n_S = 42$ коммутаторов S37xx/S57xx, а также $n_R = 25$ маршрутизаторов AR2xxx. Причем добавление и того и другого вида устройств оставалось возможным и после достижения приведенных максимальных значений. Ограничение заключалось в невозможности их включения. Запуск новых устройств начинался и продолжался неограниченное время.

Таким образом, проведенный вычислительный эксперимент показал, что распределенное, многоузловое развертывание и использование эмулятора eNSP обеспечивает возможность значительного увеличения сложности моделируемой схемы, которая может содержать десятки единиц активного оборудования. Однако достичь сложности моделируемой сети, которая содержала бы до 200 устройств [1], с использованием упомянутого уровня виртуальных вычислительных ресурсов так и не удалось.

Список литературы

1. <http://huawei-russia.ru/stati/upravlenie-setju/instrumenty-upravlenija/ensp/>
2. Черников Д. Ю., Липовка М. А. Об организации коллективного доступа к учебному стенду активного телекоммуникационного оборудования компании HUAWEI // Информатизация образования и методика электронного обучения: материалы II Международной научной конференции. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2018. С. 318–321.
3. eNSP. Software Instalation Guide. Huawei Technologies Co. LTD. – Shenzhen, China, Issue 01(2019-3-4).

4. Черников Д. Ю., Тарбазанов К. В., Заленская М. К. Использование эмулятора eNSP для отладки конфигураций телекоммуникационного оборудования компании HUAWEI // Вестник Восточно-Сибирской открытой академии. 2019. № 34. URL: vsoa.esrae.ru/208-1185.

5. Заленская М. К., Тарбазанов К. В., Черников Д. Ю. Практика конфигурирования коммутаторов L2 компании HUAWEI для обработки нетегированного трафика // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. Т. 73. № 12. С. 220–225.

6. Копылова Н. Г., Черников Д. Ю. Изучение сетевого оборудования компании HUAWEI с использованием симулятора eNSP // Информатизация образования и методика электронного обучения: Материалы III Междунар. науч. конф. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2019. С. 166–171.

КОМПОНОВКА И НАСТРОЙКА СИСТЕМНЫХ ПАРАМЕТРОВ eNSP-МОДЕЛЕЙ ОБОРУДОВАНИЯ HUAWEI

В.С. Липковская¹, М.А. Лупачева²

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

¹E-mail: valualip@mail.ru

²E-mail: lumarin@sfu-kras.ru

Рассмотрены возможности компоновки и начальной установки системных параметров для моделирования топологии средствами эмулятора eNSP. Описывается конфигурация приведенной топологии. Показаны технологии установки дополнительных модулей в состав маршрутизатора. Рассмотрена возможность организации доступа к консольным портам активных устройств за счет настройки системных параметров, операционной системы используемого компьютера, эмулятора eNSP и соответствующих параметров доступа клиента PuTTY.

Теле- и инфокоммуникации являются технической и технологической основами для построения и развития многочисленных и важнейших отраслей экономики, а также безусловным базисом для такого популярного ныне направления, как цифровая экономика. Одна из задач, которая неизбежно требует решения при проектировании и внедрении цифровизации, – это организация взаимодействия различных моделей и реального оборудования, например пакетных сетей передачи данных.

При решении будем ориентироваться на использование оборудования компании Huawei, а тестирование разрабатываемых конфигураций осуществлять с использованием эмулятора eNSP [1; 2].

В определенной степени традиционно начинать анализ технологий моделирования пакетных сетей со схемы, которая используется для построения модели [3–5]. Однако собственно схема уже подразумевает определенный класс устройств, которые предположительно будут использованы при ее реализации. Поэтому вначале рассмотрим возможности компоновки самих устройств, которые наиболее часто применяются при реализации моделей коммутаторов и маршрутизаторов. Действительно, эмулятор eNSP предоставляет возможность компоновать определенное количество активных устройств, значительно расширяя при этом их функционал.

Первым шагом компоновки по-прежнему остается перенос активного устройства в состав проектируемой топологии. Когда устройство включено в топологию, по его изображению следует кликнуть правой клавишей манипулятора мыши, после чего откроется выпадающее меню

(рис. 1), в котором можно произвести включение устройства, выполнить определенные действия по конфигурированию его консольного порта и, конечно, определить его состав. Для последнего следует выбрать пункт Setting.

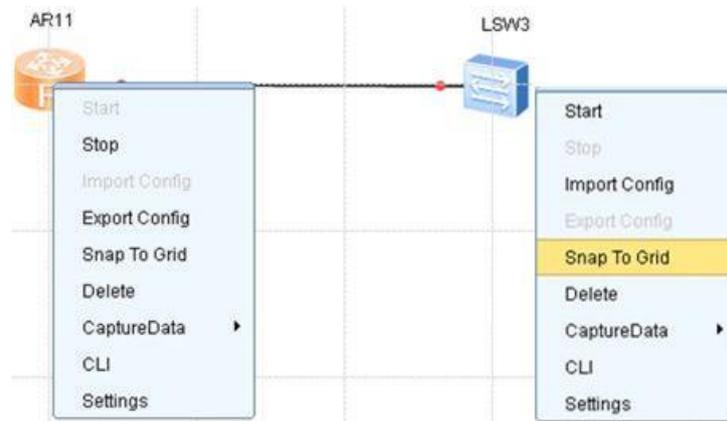


Рис. 1. Выпадающие меню

Так, на рис. 1 представлены выпадающие меню для включенного устройства маршрутизатора AR11 и выключенного устройства – коммутатора LSW3. Для реализованных «изначально» в составе eNSP версии V100R003C00SPC100 коммутаторов серий s57xx и s37xx возможности по изменению состава физических портов ограничиваются только процедурой включения или выключения питания непосредственно с использованием графического изображения (рис. 2).



Рис. 2. Внешний вид коммутатора S5700

Значительно больше возможностей предоставляет упомянутая версия эмулятора в отношении маршрутизаторов, например серии AR22xx. Для выполнения установки дополнительных модулей, как и полагается на практике, питание на маршрутизаторе должно быть выключено (рис. 3). В противном случае установка не происходит. После включения маршрутизатора в состав анализируемой топологии на экране появляется графическое изображение его шасси и возможные варианты модулей, которые в него могут быть установлены.

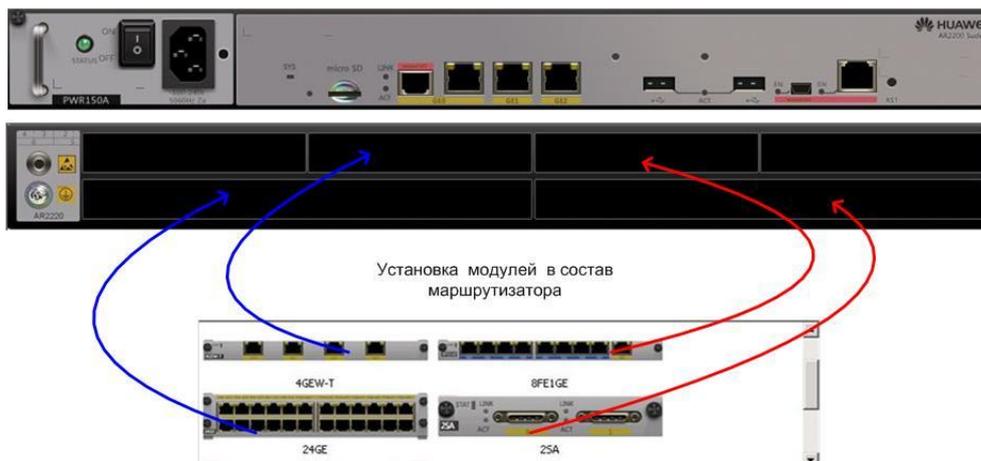


Рис. 3. Установка дополнительных модулей

После установки дополнительный модулей – компоновки eNSP модели оборудования, графическое изображение маршрутизатора имеет следующий вид (рис. 4).



Рис. 4. Маршрутизатор после установки дополнительных модулей

Соответственно, изменяются и ресурсы, доступные при конфигурировании. На рис. 5 показаны ресурсы, которые изначально присутствовали в составе маршрутизатора (пояснения в красном), и те, которые появились после компоновки оборудования дополнительными модулями (пояснения в синем).

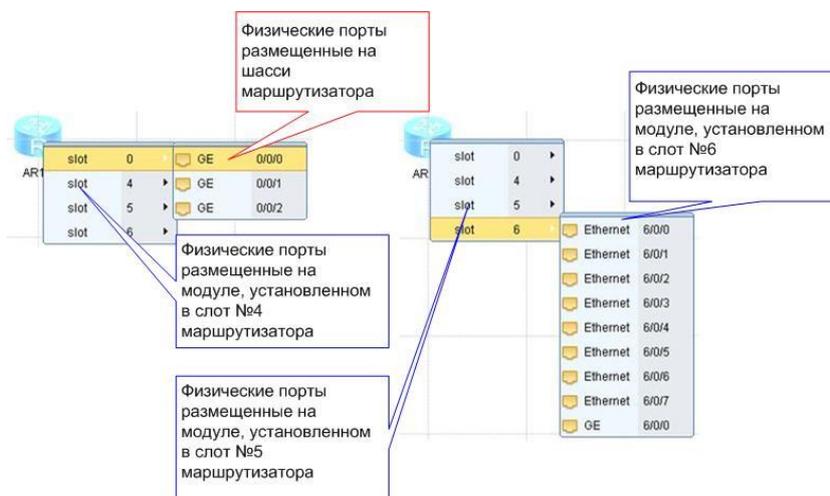


Рис. 5. Сравнение ресурсов маршрутизатора до и после установки дополнительных модулей

Схема включения откомпонованного оборудования при реализации средствами эмулятора eNSP выглядит следующим образом [3–5].

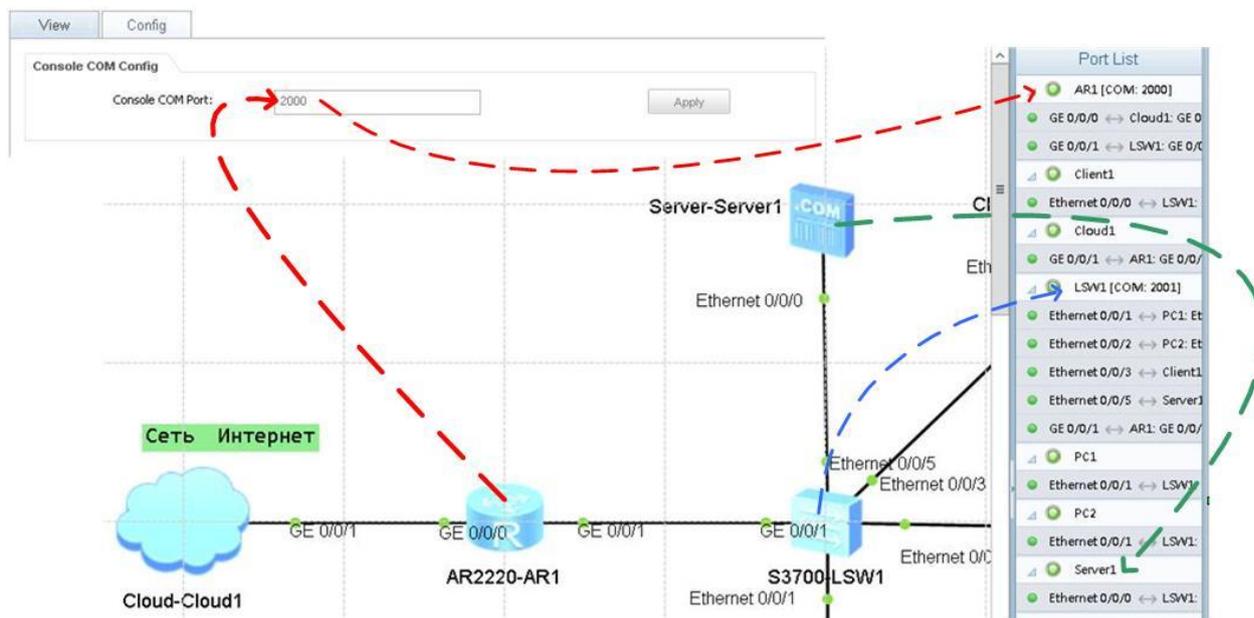


Рис. 6. Схема включения оборудования в эмуляторе eNSP

На рис. 6 к традиционной схеме добавлен фрагмент меню, возникающего на экране при последовательном выборе пунктов Setting-View в выпадающем меню на рис. 1 для маршрутизатора AR1. После выполнения этих шагов появляется форма ввода, позволяющая настроить такой важный системный параметр, как номер порта, используемого для адресации консоли eNSP-модели. На рис. 6 приводятся все варианты появления портов устройства в общем списке портов моделируемой топологии. Если устройство располагает консольным портом, то он используется в составе заголовка; если устройство не располагает консольным портом, то содержание заголовка ограничивается только названием устройства (например, Cloud1 или Server1 на рис. 6).

Доступ к консольному порту eNSP-модели может быть осуществлен с помощью большого количества клиентского программного обеспечения, например HyperTerminal или PuTTY [6; 7]. Доступ к консоли, как правило, осуществляется соответствии с протоколом telnet для закрытых сетей или ssh для публичных. В нашем случае для организации доступа по консольному порту необходимо предварительно модифицировать перечень сетевых интерфейсов компьютера, на котором развернут эмулятор eNSP. Так, в состав сетевых интерфейсов необходимо добавить петлевой интерфейс Loopback [8], параметры которого приведены в левой части рис. 7.

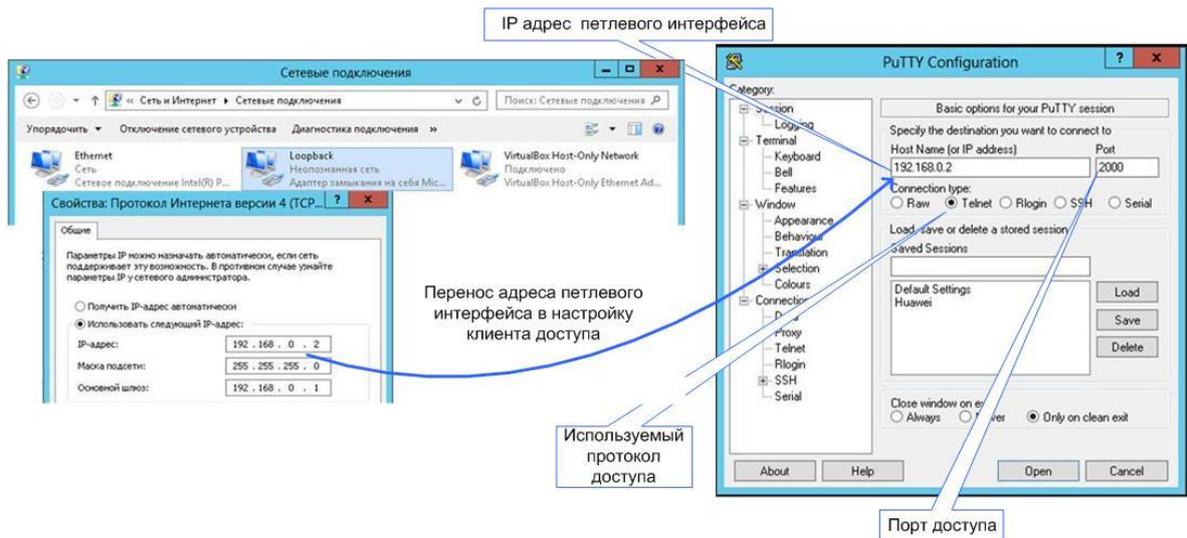


Рис. 7. Параметры петлевого интерфейса

В этом случае настройка клиента PuTTY будет выглядеть, как показано в правой части рис. 7. Понятно, что, изменяя номер порта в соответствии со списком портов моделируемой топологии (рис. 6), можно осуществлять доступ к консольным портам различных устройств. Так, на рис. 8 приведены результаты организации одновременного доступа к консольным портам маршрутизатора AR1 и коммутатора LSW1.

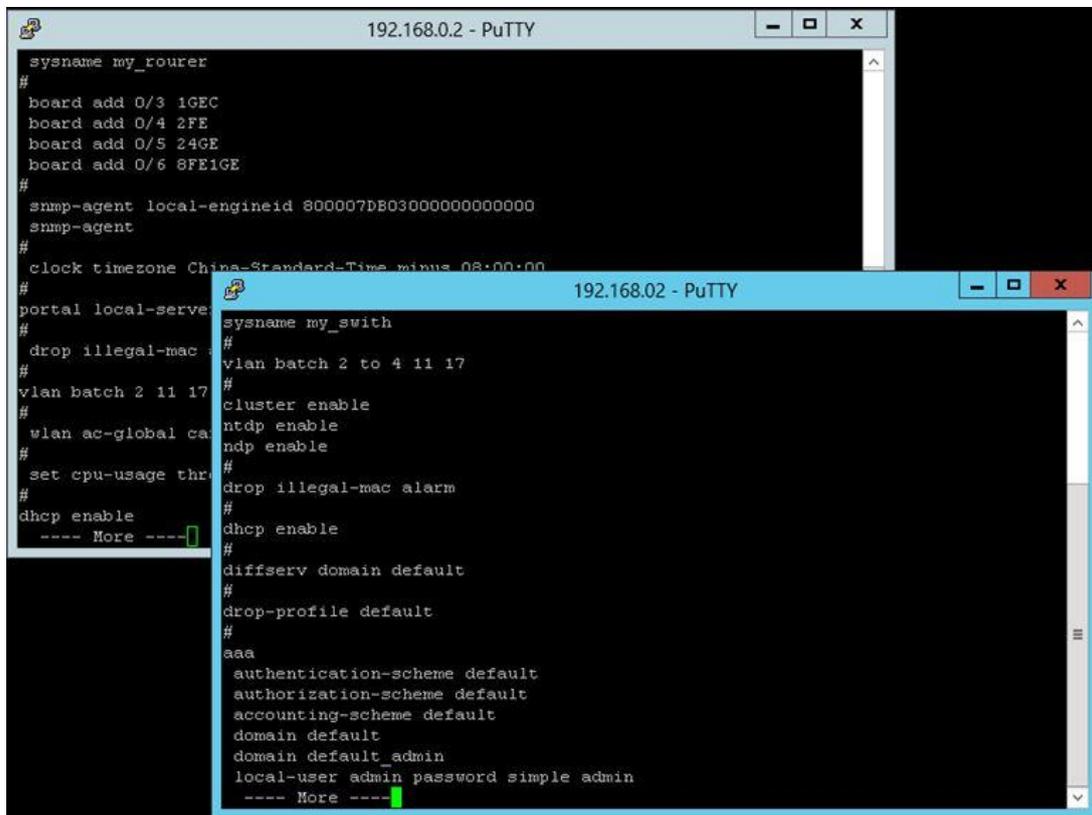


Рис. 8. Доступ к консольным портам AR1 и LSW1

Таким образом, в результате произведенной предварительной компоновки eNSP-модели маршрутизатора удалось не только дополнить ее необходимым количеством портов требуемого функционала, но и реализовать одновременный доступ средствами клиента PuTTY к консольным портам всех активных устройств, входящих в моделируемую топологию за счет запуска необходимого количества копий упомянутого клиента и соответствующей настройки их параметров.

Список литературы

1. <http://huawei-russia.ru/stati/upravlenie-setju/instrumenty-upravlenija/ensp/>
2. eNSP. Software Installation Guide. Huawei Technologies Co. LTD. – Shenzhen, China, Issue 01(2019-3-4).
3. Черников Д. Ю., Тарбазанов К. В., Заленская М. К. Использование эмулятора eNSP для отладки конфигураций телекоммуникационного оборудования компании HUAWEI // Вестник Восточно-Сибирской открытой академии. 2019. № 34. URL:vsoa.esrae.ru/208-1185.
4. Заленская М. К., Тарбазанов К. В., Черников Д. Ю. Практика конфигурирования коммутаторов L2 компании HUAWEI для обработки нетегированного трафика // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. Т. 73. № 12. С. 220–225.
5. Копылова Н. Г., Черников Д. Ю. Изучение сетевого оборудования компании HUAWEI с использованием симулятора eNSP // Информатизация образования и методика электронного обучения: материалы III Междунар. науч. конф. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2019. С. 166–171.
6. <https://winitpro.ru/index.php/2012/06/09/hyperterminal-v-windows-7/>
7. <https://chopen.net/how-to-use-putty/>
8. Microsoft Corporation. Microsoft TCP/IP: учебный курс: пер с англ. 3-е изд. испр. М.: Издательско-торговый дом «Русская Редакция», 2001. 400 с. ил.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С КОНЕЧНЫМ ЧИСЛОМ ОЧЕРЕДЕЙ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ В ПРОГРАММНОМ ПРОДУКТЕ MATLAB

С.В. Бабкин, О.А. Белоусов, М.М. Кирюпин

Тамбовский государственный технический университет
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106
E-mail: mik6339@yandex.ru

Предложен один из вариантов для моделирования системы множественного доступа с конечным числом очередей для проверки теоретических расчетов в программном продукте MATLAB. Данная модель позволяет реализованному на основе системы поллинга алгоритму симулировать управления сетевым потоком, смоделировать работу системы в приближенных к реальным условиям, а также получить выходные данные, отражающие трафик всей сети, на основе которых производится анализа работоспособности реализованного алгоритма.

В настоящее время для создания управляющего механизма большой инфраструктуры, состоящей из множества объектов сбора информации, все чаще применяют стандарты беспроводного высокоскоростного широкополосного доступа из семейства стандартов IEEE 802.15.4 (ZigBee) [1], беспроводных сетей NanoNET, а также сетей, работающих в экосистеме «Интернета вещей» (LPWAN).

В данной сфере упомянутые стандарты имеют существенные преимущества перед другими стандартами беспроводной передачи данных. В частности, стабильная работоспособность сети вследствие малого потребления электроэнергии в сравнении со стандартом IEEE 802.11 (Wi-Fi) [2]. Повышенное качество и радиус действия связи при возникновении дестабилизирующих факторов для сети за счет линейно-частотной модуляции и увеличенной скорости передачи данных, а также способность к самообразованию и самовосстановлению простых сетей, таких как «точка-точка» или «звезда», и образованию сложных сетей с разветвленными топологиями [1; 3; 10].

Неотъемлемой частью корректного функционирования беспроводных сетей в упомянутых структурах является система множественного доступа [4; 5], реализованная на основе системы поллинга [5; 6], которая решает задачу конкурирующего доступа к сети, предотвращает возникновение коллизии, а также гарантирует приоритетный доступ к среде.

Помимо основного алгоритма функционирования системы поллинга для наилучшей эффективности каждой системе, организующей множественный доступ, в индивидуальном порядке подбирается сценарий

исследования очередей, служащий для распределения числа заявок в формирующиеся очереди, порядок опроса и посещения образующихся в результате работы системы очередей. Также для повышения эффективности связи и отказоустойчивости для каждой системы подбираются структурные схемы построения топологии сети, оборудование, подходящие под требования проектировщика.

Для дальнейшей реализации системы не хватает одних теоретических расчетов. На практике реализация всей дорогостоящей системы может обернуться полным провалом, если обчисленная система не будет выполнять свои первоначальные функции. Во избежание фатальных ошибок системы, а также заблаговременного устранения и отладки разрабатываемого протокола, отвечающего за распределение потоков в очереди, необходимо произвести компьютерное моделирование функционирующего объекта.

Рассмотрим систему, состоящую из трех непрерывно радиопередающих устройств, обменивающихся данными в циклическом режиме, с единым радиоканалом. Для данной структуры на основе заранее теоретически просчитанных данных был составлен алгоритм контроля потока очередей из передаваемых данных, создающихся в исследуемой системе. Необходимо реализовать функционирование данной системы с целью отслеживания проходящего через нее трафика, отражающего достоверные данные о функционировании разработанного алгоритма.

При моделировании системы стоит учесть следующие условия. Данная система должна иметь в себе физический уровень, реализующий аппаратную составляющую механизма для передачи данных, логический уровень, на основе которого строятся правила ее функционирования, реализуется множественный доступ, а также радиоканал для коммутации всех построенных устройств.

В качестве среды моделирования, способной реализовать поставленные условия, был выбран программный продукт MATLAB и одна из его подсистем для моделирования – Simulink [7].

В качестве управляющего механизма применялась следующая модель системы поллинга, которая имеет в своем распоряжении единственный сервер и N ($N \geq 2$) с бесконечным числом слотов для ожидающих кадров.

В образующую очередь, обозначенную как i -я, поступает одинарный конечный поток заявок с закрепленным параметром λ_i . Временной промежуток, предназначенный для формирования опроса, состоящего в очереди сигнала, не связан и равномерно распределен с функцией распределения $B_i(t)$ со средним $b_i = \int_0^{\infty} t dB_i(t)$ и вторым моментом $b_i^{(2)}$.

Подразумевается, что поступающие потоки заявок и время их обслуживания независимы.

Организация посещения очередей сервером основывается на ранее выбранных порядках опроса очередей, а также определенной дисциплине обслуживания. Временной параметр для подключения к очереди Q_i , или же попросту время перехода, описывается функцией распределения $S_i(t)$ с усредненным s_i , а также парной величиной $s_i^{(2)}$.

Выражение $p_i = \lambda_i b_i$ обозначает загрузку выбранной очереди. Для загрузки же всей системы будет использоваться формула $\rho = \sum_{i=1}^N \rho_i$. Рас-

считывая нашу предполагаемую циклическую систему, временные промежутки, отвечающие за продолжительность переключений сервера за один проход, обозначаем через s и $s^{(2)}$, откуда следует:

$$s = \sum_{j=1}^N S_j, s^{(2)} = s^2 + \sum_{j=1}^N (s_j^{(2)} - s_j^2).$$

Предполагаем, что функционирующая система соответствует опрашиваемой очереди при условии, что потоком заявок в эту систему является одианный конечный поток заявок с закрепленным параметром λ_i , а время обслуживания заявок имеет функцию распределения $B_i(t)$ [5].

Временной период, который отвечает за момент посещения очереди, в который сервер анализирует количество находящихся в очереди заявок и определяет их количество для обслуживания, в момент посещения очереди. Чаще всего это происходит в момент переключения между очередями.

Также для системы с циклическим опросом среднее время цикла опроса рассчитывается из времени, когда сервер обслуживает очередь ρ , и времени переключения между ними s . Откуда следует выражение

$$C = \rho C + s, \text{ из которого получаем } C = \frac{s}{1 - \rho}.$$

Для реализации всей системы множественного доступа будет использоваться следующая построенная структура (рис. 1), в которой дополнительно заключены основные подблоки функционирующей системы. Обмен данными осуществляется в циклическом режиме по следующей схеме: Датчик № 1 → Датчик № 3 → Датчик № 2 → Датчик № 1.

Радиоканал реализован по принципу затухающей радиосети, в которой узлы, работая в полудуплексном режиме, обмениваются данными между собой, следуя принципу взаимности радиоканалов.

Под блоком «Датчик № 1–№ 3» подразумевается радиопередающее устройство, которое построено с учетом определенных требований, т.е. с наличием физического и логического уровня.

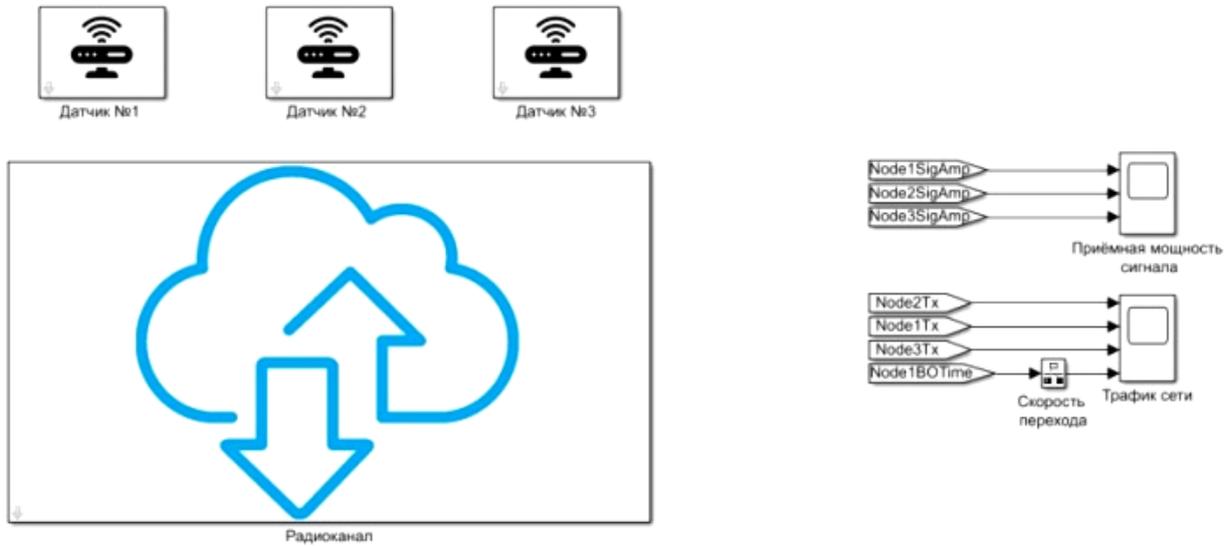


Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы множественного доступа в среде MATLAB

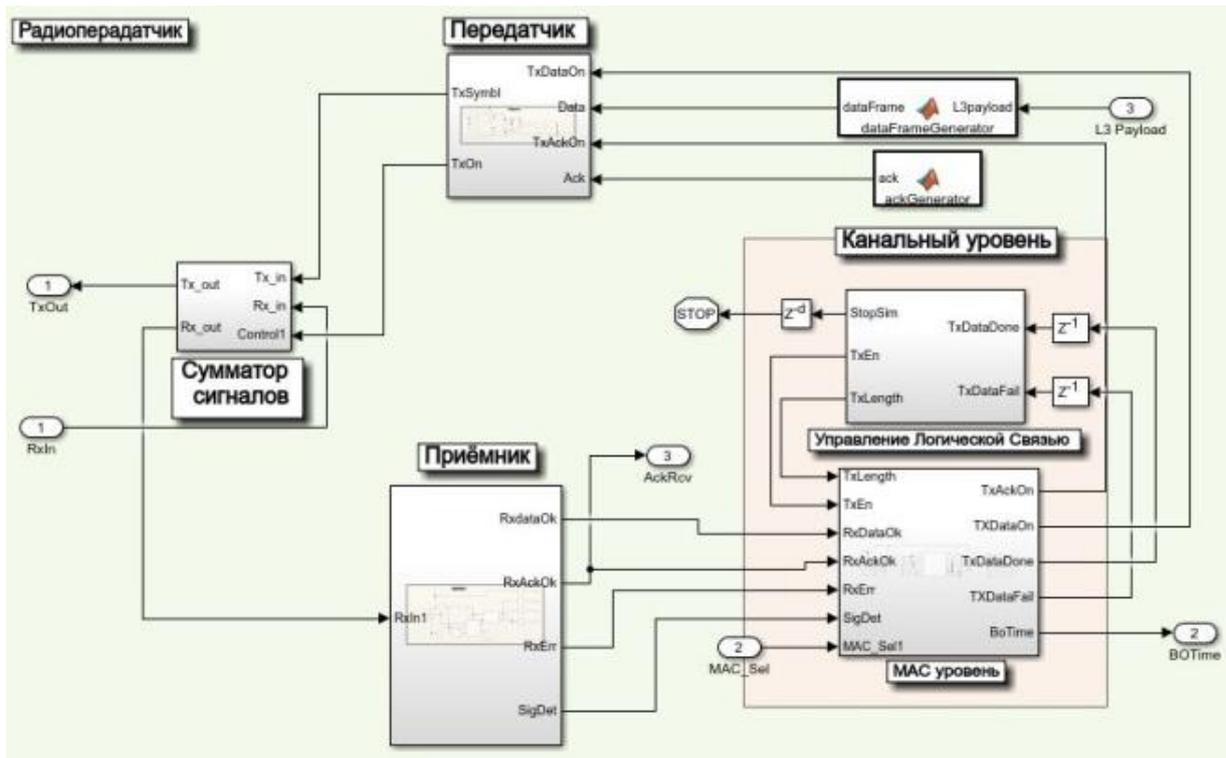


Рис. 2. Структурная схема радиопередатчика в среде MATLAB

Блок передатчика имеет два управляющих выхода, которые подключены к блоку «Сумматор сигналов» и управляют приемом или передачей сигнала, а также формируют запускающий сигнал, который включает данный блок. На вход блока «Передатчик» подаются сигналы, формирующие длительность передачи данных, а также кадр подтверждения передачи, нужный для функционирования алгоритмов поллинга. В остальное же время устройство находится в режиме приема данных.

По полученным графикам (рис. 4) можно наблюдать трафик, пропущенный через разработанную систему, где отражается объем переданного полезного сигнала от датчиков, а также кадры опроса сети, формируемые на логическом уровне системы. Самый нижний график отражает значение счетчика отката, привязанного к «Датчик № 1».

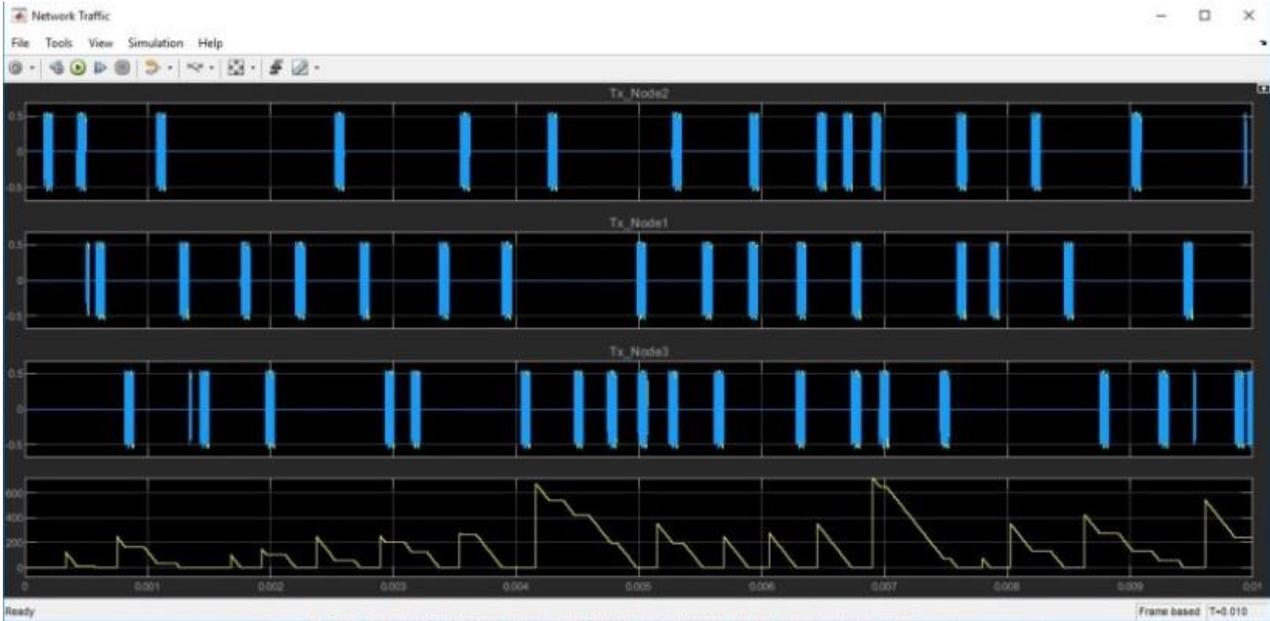


Рис. 4. Результаты моделирования системы

Из полученных результатов работы системы можно сделать следующие выводы: возникающие коллизионные ситуации в радиоканале между всеми передающими устройствами эффективно решаются разработанным алгоритмом множественного доступа и обеспечивают своевременное поступление информации конечному источнику. За успешной передачей информации всегда следует кадр подтверждения, который позволяет другим радиопередатчикам начать свою работу. Чем меньше время выполнения передачи кадра, тем выше пропускная способность сети.

В результате проделанной работы было выполнено моделирование системы в программном продукте Matlab в среде Simulink для проверки разработанного алгоритма для функционирующей системы. Приведенная модель соответствует заявленным к ней требованиям и в полной мере описывает работу системы. В ходе моделирования были показаны следующие результаты: способность решения задачи конкурирующего доступа к сети, предотвращение возникновения коллизии между N -м количеством устройств, гарантируемое предоставление приоритетного доступ к среде радиопередающим устройствам.

Список литературы

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной [и др.]. М.: Техносфера, 2005. 315с.
2. Смирнова Е. В., Пролетарский А. В. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi: учебное пособие. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2017. 446 с.
3. Гаранин М. В., Журавлев В. И., Кунегин С. В. Системы и сети передачи информации. М.: Радио и связь, 2001. 367с.
4. Proakis J., Salehi M. Digital Communications, 5th edition, McGraw-Hill, 2008.
5. Цыбаков Б. С., Берковский М. А. Множественный доступ с резервированием. М.: Радио и связь, 1998. 217 с.
6. Вишневский В. М., Семенова О. В. Система поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях. М.: Техносфера, 2007. 312 с.
7. Вишневский В. М., Семенова О. В. Математические методы исследования систем поллинга. М.:Техносфера, 2006. 406 с.
8. Дьяконов В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2011. 976 с.
9. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 3rd edition, Prentice Hall, 1996.
10. Rice, Michael. Digital Communications - A Discrete-Time Approach. 1st ed. New York, NY: Prentice Hall, 2008.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАГМЕНТА ПАКЕТНОЙ СЕТИ С АГРЕГАЦИЕЙ КАНАЛОВ НА УРОВНЕ L2

Н.Ю. Петровский¹, Д.Ю. Черников²

Институт инженерной физики и радиоэлектроники, СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

¹E-mail: nikita.petrovsky1997@gmail.com

²E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru

Реализованы модели фрагментов пакетной сети передачи данных на уровне L2 с использованием технологий агрегирования каналов – объединения нескольких физических соединений в один логический канал. Отладка и тестирование конфигураций производились в среде эмулятора eNSP. Показана возможность настройки агрегирования каналов в ручном режиме при прямом подключении коммутаторов.

Коммутаторы L2 являются одними из самых часто используемых устройств, предназначенных для организации сетевого взаимодействия. Одним из вариантов решения задачи по реализации отказоустойчивого канала между наиболее важными фрагментами пакетных сетей можно считать организацию дополнительного соединения между физическими портами активных устройств на уровне L2. Одной из наиболее типичных ситуаций является необходимость увеличения надежности соединения между коммутаторами уровня доступа и коммутатором уровня агрегации.

В связи с этим в данной работе подобная задача решена для L2 коммутаторов компании Huawei. При этом тестирование описываемых конфигураций производилось средствами эмулятора eNSP, который в полной мере продемонстрировал наличие необходимого функционала и высокое качество работы используемых моделей оборудования Huawei. В качестве коммутаторов уровня доступа был использован коммутатор HUAWEI серии S3700, представленный в составе эмулятора eNSP и отличающийся широким спектром применения. В качестве коммутатора уровня агрегации был использован коммутатор S5700, обладающий достаточным количеством портов GigabitEthernet. Рассматриваемая схема представлена на рис. 1. Она включает информационный ресурс, предназначенный для коллективного использования, расположенный на сервере (server 1 – см. рис. 1). Серверная часть отнесена к виртуальной сети VLAN 100. Кроме того, в составе анализируемого сегмента представлены две группы пользователей: «Бухгалтерия» (PC1-PC3) отнесена к виртуальной сети VLAN 10 и «Финансовый отдел» (PC4-PC6) отнесен к виртуальной сети VLAN 20. Для проверки сетевой связанности компьютерам и сетевому ресурсу присваиваются IP-адреса из единой сети 192.168.0.0 с маской 255.255.255.0.

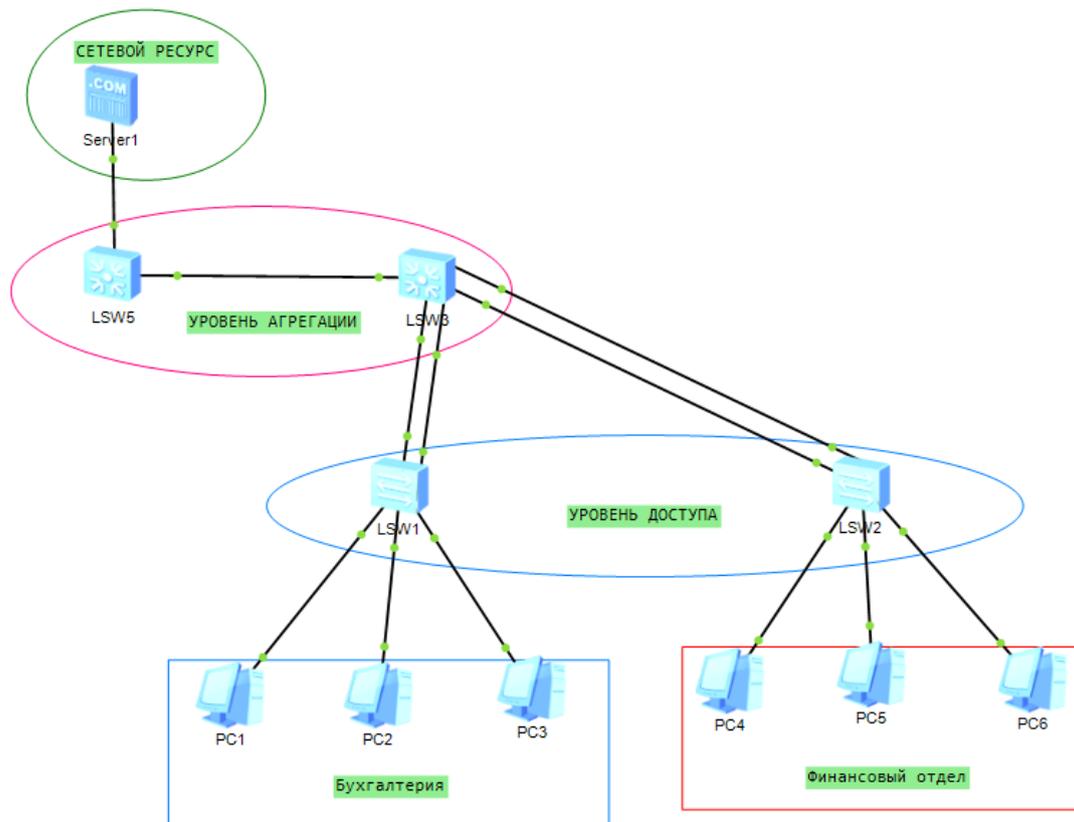


Рис. 1. Топология сегмента телекоммуникационной сети

Для реализации задуманного необходимо объединить двумя линками коммутатор уровня доступа LSW1 и коммутатор уровня агрегации LSW3. Также объединить двумя линками коммутатор LSW2 и LSW3.

На коммутаторе LSW1 нужно создать интерфейс Eth-Trunk 1 и добавить к нему интерфейсы, участвующие в агрегации (в данном случае GE0/0/1 и GE0/0/2). Для создания интерфейса Eth-Trunk 1 воспользуемся командой:

[sw1] interface eth-trunk N, где в квадратных скобках располагается имя настраиваемого коммутатора HUAWEI, N – номер интерфейса eth-trunk (задается произвольно) в нашем случае 1.

Для того чтобы добавить к интерфейсу агрегации Eth-Trunk физические порты, нужно ввести следующую команду:

[sw1-Eth-Trunk1] trunkport GigabitEthernet 0/0/1 0/0/2, где в квадратных скобках указывается имя настраиваемого коммутатора, а также интерфейс агрегации Eth-Trunk1, к которому хотим добавить физические порты GigabitEthernet 0/0/1 и GigabitEthernet 0/0/2.

Аналогичные настройки производятся на коммутаторе LSW2.

На коммутаторе уровня агрегации LSW3 необходимо произвести ответные настройки, только на нем уже будет создано два интерфейса агрегации: Eth-Trunk 1, в который будут добавлены физические порты

GigabitEthernet 0/0/1 и GigabitEthernet 0/0/2, и Eth-Trunk 2, в который будут добавлены физические порты GigabitEthernet 0/0/3 и GigabitEthernet 0/0/4, соответствующие коммутатору LSW1 и LSW2.

Также на каждом коммутаторе, участвующем в агрегации, необходимо добавить нужные виртуальные сети VLAN. Для этого на коммутаторе LSW1 в настройках интерфейса Eth-trunk 1 нужно прописать:

```
[sw1-Eth-Trunk1] port link-type trunk  
[sw2-Eth-Trunk1] port trunk allow-pass vlan 10 100
```

Для коммутатора LSW2 настройки идентичны, за исключением номеров vlan (там должны быть использованы vlan 20 и vlan 10).

На коммутаторе LSW3 необходимо произвести ответные настройки для каждого интерфейса агрегации.

На каждом интерфейсе агрегации нужно установить режим балансировки нагрузки. Для этого на коммутаторе LSW1 в настройках интерфейса Eth-trunk 1 нужно прописать:

```
[sw1-Eth-Trunk1] load-balance src-dst-mac
```

Аналогичные настройки необходимо прописать на каждом интерфейсе агрегации.

В результате применения всех настроек конфигурация интерфейсов агрегации будут выглядеть следующим образом:

Для коммутатора уровня доступа LSW1 (рис. 2):

```
#  
interface Eth-Trunk1  
port link-type trunk  
port trunk allow-pass vlan 10 100  
load-balance src-dst-mac  
#
```

Рис. 2. Конфигурация интерфейса агрегации Eth-Trunk1 коммутатора LSW1

Для коммутатора уровня доступа LSW2 (рис. 3):

```
#  
interface Eth-Trunk1  
port link-type trunk  
port trunk allow-pass vlan 20 100  
load-balance src-dst-mac  
#
```

Рис. 3. Конфигурация интерфейса агрегации Eth-Trunk1 коммутатора LSW2

Для коммутатора уровня агрегации LSW3 (рис. 4, 5):

```
#
interface Eth-Trunk1
 port link-type trunk
 port trunk allow-pass vlan 10 100
 load-balance src-dst-mac
#
```

Рис. 4. Конфигурация интерфейса агрегации Eth-Trunk1 коммутатора LSW3

```
#
interface Eth-Trunk2
 port link-type trunk
 port trunk allow-pass vlan 20 100
 load-balance src-dst-mac
#
```

Рис. 5. Конфигурация интерфейса агрегации Eth-Trunk2 коммутатора LSW3

При этом конфигурация физических интерфейсов, участвующих в агрегации будет выглядеть следующим образом (рис. 6–8):

```
[sw1]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/1
#
interface GigabitEthernet0/0/1
 eth-trunk 1
#
return
[sw1]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/2
#
interface GigabitEthernet0/0/2
 eth-trunk 1
#
return
```

Рис. 6. Конфигурация физических интерфейсов коммутатора LSW1

```
[sw2]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/1
#
interface GigabitEthernet0/0/1
 eth-trunk 1
#
return
[sw2]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/2
#
interface GigabitEthernet0/0/2
 eth-trunk 1
#
```

Рис. 7. Конфигурация физических интерфейсов коммутатора LSW2

```

[sw3]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/1
#
interface GigabitEthernet0/0/1
  eth-trunk 1
#
return
[sw3]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/2
#
interface GigabitEthernet0/0/2
  eth-trunk 1
#
return
[sw3]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/3
#
interface GigabitEthernet0/0/3
  eth-trunk 2
#
return
[sw3]display current-configuration interface GigabitEthernet 0/0/4
#
interface GigabitEthernet0/0/4
  eth-trunk 2
#

```

Рис. 8. Конфигурация физических интерфейсов коммутатора LSW2

Для проверки конфигурации интерфейса агрегации на коммутаторе LSW1 воспользуемся командой:

Display eth-trunk 1

Результат выполнения команды представлен на рис. 9.

```

[sw1]display interface Eth-Trunk 1
Eth-Trunk1 current state : UP
Line protocol current state : UP
Description:
Switch Port, PVID : 1, Hash arithmetic : According to SA-XOR-DA,Maximal BW: 2
G, Current BW: 2G, The Maximum Frame Length is 9216
IP Sending Frames' Format is PKTFMT_ETHNT_2, Hardware address is 4c1f-cc88-640f
Current system time: 2020-05-04 16:40:30-08:00
  Input bandwidth utilization : 0%
  Output bandwidth utilization : 0%
-----
PortName                Status      Weight
-----
GigabitEthernet0/0/1    UP          1
GigabitEthernet0/0/2    UP          1
-----
The Number of Ports in Trunk : 2
The Number of UP Ports in Trunk : 2

```

Рис. 9. Конфигурация Eth-trunk 1 коммутатора LSW1

В информации на рис. 9 показано, что Eth-Trunk 1 содержит два интерфейса-участника: GigabitEthernet0/0/1 и GigabitEthernet0/0/2. Статус интерфейса-участника – Up, а значение Operate status Eth-Trunk 1 – up.

Аналогичную информацию можно наблюдать на остальных коммутаторах, участвующих в агрегации.

Таким образом, удалось добиться отказоустойчивости канала между коммутаторами доступа и каналами агрегации и, что не менее важно, увеличить пропускную способность данного канала. Если учесть, что у коммутатора S3700 имеется 22 пользовательских порта, каждый из которых обладает максимальной пропускной способностью 100Мбит/с, а порт uplink, предназначенный для связи между коммутаторами, обладает пропускной способностью 1Гбит/с, то без использования агрегации не получится обеспечить максимальную скорость для каждого пользователя (в случае если все пользовательские порты задействованы). А с использованием агрегации пропускная способность канала будет увеличена до 2 Гбит/с, тем самым обеспечит 20 пользователей максимальной скоростью.

Список литературы

1. <http://huawei-russia.ru/stati/upravlenie-setju/instrumenty-upravlenija/ensp/>
2. eNSP. Software Instalation Guide. Huawei Technologies Co. LTD. – Shenzhen, China, Issue 01(2019-3-4)
3. Заленская М. К., Тарбазанов К. В., Черников Д. Ю. Практика конфигурирования коммутаторов L2 компании HUAWEI для обработки нетегированного трафика // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. Т. 73. № 12. С. 220–225.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛА DHCP-СЕРВЕРА СРЕДСТВАМИ ЭМУЛЯТОРА eNSP

А.А. Аристова¹, Д.Ю. Черников²

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

¹E-mail: anyutka_aristova@mail.ru

²E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru

Рассмотрены особенности реализации DHCP-сервера в составе топологии, исследуемой средствами эмулятора eNSP HUAWEI. Моделирование функционала DHCP-сервера произведено для топологии, которая представляет собой достаточно распространенный вариант корпоративного клиентского подключения к оборудованию провайдера доступа в сеть Интернет. Подробно описаны и анализируются особенности конфигураций всех задействованных компонент исследуемой топологии.

Протокол DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) предназначен для автоматической раздачи хостам необходимых сетевых параметров. Протокол позволяет предоставить пользователям: IP-адрес, маску подсети, адрес шлюза по умолчанию, адреса DNS-серверов и также иные настройки, необходимые для организации взаимодействия. Существует три механизма назначения адресов и настроек пользовательским устройствам с использованием DHCP сервера, реализованного средствами активного оборудования HUAWEI [1]:

- ручное присвоение (Manual Allocation) – администратор вручную предназначает адреса пользовательским устройствам на сервере, а DHCP нужен лишь для доставки этих настроек непосредственно пользователям;

- автоматическое назначение (Automatic Allocation) – DHCP автоматически выбирает адреса из набора (пула) адресов и выдает их пользователям, но при этом присваивает их перманентно, навсегда закрепляя адрес за пользователем;

- динамическое назначение (Dynamic Allocation) – DHCP автоматически присваивает адреса устройствам из некоторого пула адресов, но адрес выдается на некоторое время (время аренды/leasingtime). Если хост отключился от сети, его адрес может быть выдан кому-нибудь другому при условии, что время аренды на сервере также истекло.

Работа устройства с DHCP-сервером выполняется в четыре шага:

1. Хост подключается к сети. У него нет никаких сетевых настроек, поэтому он должен запросить их каким-либо образом. Но перед этим

необходимо обнаружить DHCP-сервер. Поэтому первое, что делает хост – отправляет сообщение DHCPDISCOVER. Данное сообщение является широковещательным (broadcast message). Сообщение использует широковещательные адреса в соответствующих полях заголовков.

2. После того как сервер DHCP получает сообщение DHCPDISCOVER, он выбирает из своей базы данных свободный адрес и создает запись в своей ARP-таблице (соответствие присланного MAC-адреса и выданного IP-адреса), затем отправляет хосту предложение с настройками в виде сообщения типа DHCPOFFER, которое отсылается как unicast-сообщение с использованием адреса сервера на втором уровне и MAC-адреса отправителя.

3. После того как клиент получает DHCPOFFER от сервера, он отправляет назад сообщение типа DHCPREQUEST, с помощью которого просит теперь уже создать аренду (закрепить ее на сервере не просто в виде ARP-записи) и подтвердить правильность полученных настроек и аренды.

4. Получив DHCPREQUEST, сервер проверяет арендованный адрес и остальную информацию, которая была выслана ранее. Сервер отправляет unicast-сообщение типа DHCPACK, дублирующее DHCPOFFER. Клиент после получения DHCPACK проверяет, нет ли подобного адреса еще у кого-либо, т.е. проводится ARP-опрос на выданный адрес. Если ответа не пришло, значит адрес в пределах широковещательного домена уникален.

Моделирование работы DHCP-сервера будем производить для фрагмента сети, топология которого, представлена на рис.1. Данная топология представляет собой достаточно распространенный вариант корпоративного клиентского подключения к оборудованию провайдера доступа в сеть Интернет.

Лучше всего DHCP-сервер создавать на маршрутизаторе, поэтому при моделировании в среде eNSP [2–4] DHCP-сервер организуем на входящем в используемую топологию маршрутизаторе Huawei AR-2220. На рис. 1 справа от изображения топологии сети дан перечень портов, используемых для организации взаимодействия между телекоммуникационным оборудованием и рабочими местами в составе внутренней локальной сети корпоративного клиента, представленными персональными компьютерами PC1 – PC4 и сервером Server1.

Для формирования исходного состояния моделируемой топологии прописываем на персональные компьютеры PC1 – PC4 статические адреса из подсети 172.16.10.0–172.16.10.255 начиная с адреса 172.16.10.11. Пример статического прописывания адреса для PC1 приведен на рис. 2.

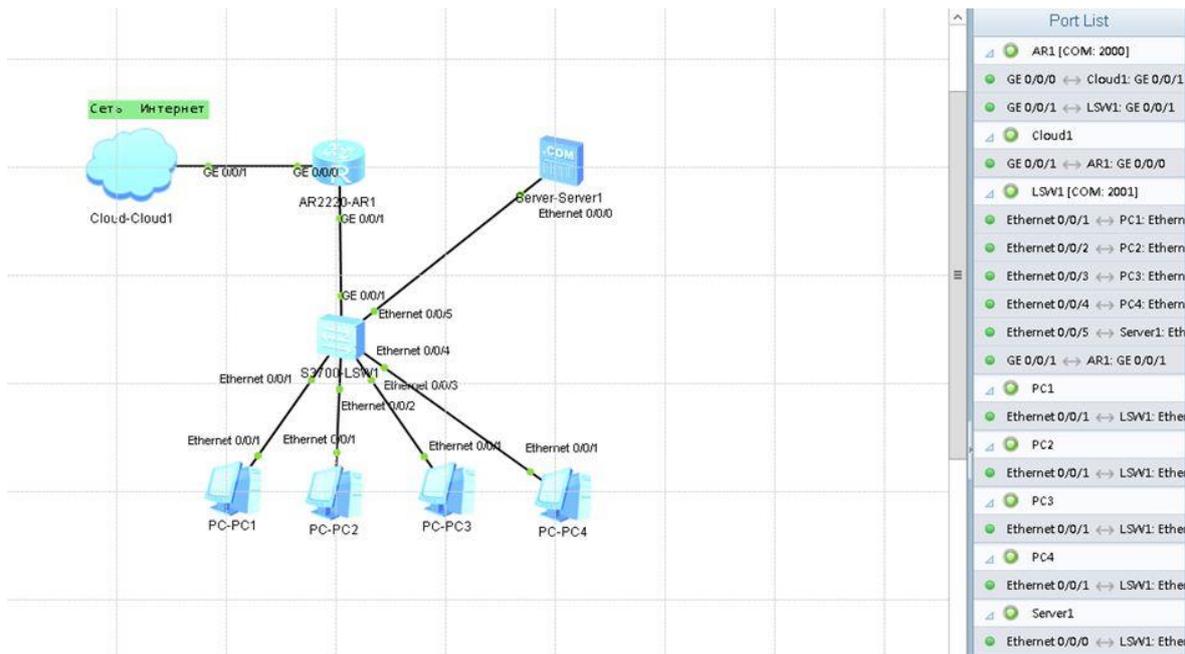


Рис. 1. Топология сети, используемая при моделировании

IPv4 Configuration

Static
 DHCP
 Obtain DNS server address automatically

IP Address:
 DNS1:

Subnet Mask:
 DNS2:

Gateway:

Рис. 2. Присвоение статического адреса для PC1

В используемой версии эмулятора eNSP V100R003C00SPC100 для серверного оборудования подобного класса не предусмотрена возможность динамического получения адресов от DHCP-сервера, поэтому для него статически прописывается адрес – 172.16.10.100 (рис. 3).

Server1

Basic Config Server Info Log Info

MAC Address: (Format:00-01-02-03-04-05)

IPv4 Config

Local Address:
 Subnet Mask:

Gateway:
 DNS:

Рис. 3. Присвоение статического адреса для сервера Server1

Разрешим работу DHCP-сервера глобально – на маршрутизаторе AR-2220, предварительно изменив его имя на my_router.

```
<Huawei>system-view  
[Huawei]sysname my_router  
[my_router] dhcp enable
```

В соответствии с моделируемой топологией в качестве интерфейса для присвоения IP-адресов хостам внутри локальной сети будем использовать следующий интерфейс маршрутизатора AR-2220 – Gigabyte-Interface 0/0/1. Назначаем адрес для выбранного интерфейса:

```
[my_router]interfaceGigabyteinterface 0/0/1  
[my_router-Gigabyte interface 0/0/1] ip address 192.168.10.10 24,
```

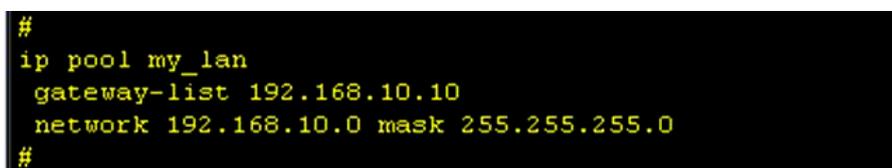
где 24 – сокращенный вид для записи маски используемой подсети mask 255.255.255.0

Далее прописываем создание пула адресов, используемых для работы DHCP-сервера:

```
[my_router]ip router pool my_lan  
[my_router]network 172.16.10.0 mask 255.255.255.0  
[my_router]gateway-list 172.16.10.10  
[my_router]leaseday 1,
```

где последняя из команд определяет период аренды IP-адресов для хостов локальной сети.

В конфигурации роутера данный перечень команд выглядит следующим образом (рис. 4).



```
#  
ip pool my_lan  
gateway-list 192.168.10.10  
network 192.168.10.0 mask 255.255.255.0  
#
```

Рис. 4. Перечень команд для создания пула адресов DHCP-сервера в конфигурации роутера

Включаем DHCP-сервер на выбранном интерфейсе:

```
[my_router] interface Gigabyte interface 0/0/1  
[my_router-Gigabyte interface 0/0/1]dhcp select global
```

В конфигурации используемого роутера данный перечень команд выглядит следующим образом (рис. 5):

```
#
interface GigabitEthernet0/0/1
 ip address 172.16.10.10 255.255.255.0
 dhcp select global
#
```

Рис. 5. Перечень команд для включения DHCP сервера в конфигурации роутера

Для проверки работоспособности DHCP-сервера необходимо перевести персональные компьютеры PC1–PC4 в режим получения динамической адресации от DHCP-сервера. И далее проверяем IP-адрес, полученный персональным компьютером.

```
PC>ipconfig

Link local IPv6 address.....: fe80::5689:98ff:fefa:1f8c
IPv6 address.....: :: / 128
IPv6 gateway.....: ::
IPv4 address.....: 172.16.10.11
Subnet mask.....: 255.255.255.0
Gateway.....: 172.16.10.1
Physical address.....: 54-89-98-FA-1F-8C
DNS server.....:

PC>ipconfig /renew

IP Configuration

Link local IPv6 address.....: fe80::5689:98ff:fefa:1f8c
IPv6 address.....: :: / 128
IPv6 gateway.....: ::
IPv4 address.....: 172.16.10.254
Subnet mask.....: 255.255.255.0
Gateway.....: 172.16.10.10
Physical address.....: 54-89-98-FA-1F-8C
DNS server.....:
```

Рис.6. Замена IP-адреса хоста в локальной сети

Как следует из рис. 6, первоначальный адрес PC1 после перевода PC1 в режим получения адресов от DHCP-сервера и выполнения команды смены адресации `ipconfig /renew` получил адрес из выделенного адресного пула.

Запросы к DHCP-серверу на предоставление IP-адреса можно посмотреть и с помощью инструментального средства Wireshark. В данном примере захват пакетов осуществляется непосредственно на интерфейсе компьютера PC1, на котором включен режим получения IP-адреса от DHCP-сервера (рис. 7).

No.	Time	Source	Destination	Protocol	Info
1	0.000000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
2	2.199000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
3	4.414000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
4	6.598000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
5	8.845000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
6	11.029000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
7	11.466000	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	DHCP Discover - Transaction ID 0x3da3
8	11.512000	172.16.10.10	172.16.10.254	DHCP	DHCP offer - Transaction ID 0x3da3
9	13.275000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
10	13.463000	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	DHCP Request - Transaction ID 0x3da3
11	13.525000	172.16.10.10	172.16.10.254	DHCP	DHCP ACK - Transaction ID 0x3da3
12	14.461000	HuaweiTe_fa:1f:8c	Broadcast	ARP	Gratuitous ARP for 172.16.10.254 (Request)
13	15.444000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
14	15.475000	HuaweiTe_fa:1f:8c	Broadcast	ARP	Gratuitous ARP for 172.16.10.254 (Request)
15	16.489000	HuaweiTe_fa:1f:8c	Broadcast	ARP	Gratuitous ARP for 172.16.10.254 (Request)
16	17.628000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
17	19.874000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
18	22.027000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
19	24.289000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
20	26.504000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
21	28.688000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001
22	30.872000	HuaweiTe_bb:4e:18	Spanning-tree-(for-STP)	MST.	Root = 32768/0/4c:1f:cc:bb:4e:18 Cost = 0 Port = 0x8001

Рис. 7. Анализ пакетов в задаче моделирования DHCP-сервера

Все пулы номеров, которые сформированы на используемом маршрутизаторе, можно посмотреть командой

```
[my_router] display ip pool.
```

При этом на экране консоли появляется следующая информация (рис. 8):

```
[my_rourer]disp ip pool
-----
Pool-name       : my_lan
Pool-No         : 0
Position        : Local           Status      : Unlocked
Gateway-0      : 172.16.10.10
Mask           : 255.255.255.0
VPN instance    : --

IP address Statistic
Total          :253
Used           :4           Idle        :249
Expired        :0           Conflict    :0           Disable     :0
[my_rourer]
```

Рис. 8. Адресные пулы сформированные на используемом маршрутизаторе

Посмотреть, каким образом расходуются IP-адреса из сформированного пула адресов для DHCP-сервера– my_lan, можно командой

```
[my_router]display ip pool name my_lan,
```

где my_lan – имя пула адресов используемого для выдачи IP-адресов на персональные компьютеры в составе локальной сети корпоративного клиента (рис. 9).

```
[my_router]disp ip pool name my_lan
Pool-name      : my_lan
Pool-No        : 0
Lease          : 1 Days 0 Hours 0 Minutes
Domain-name    : -
DNS-server0    : -
NBNS-server0   : -
Netbios-type   : -
Position       : Local          Status      : Unlocked
Gateway-0      : 172.16.10.10
Mask           : 255.255.255.0
VPN instance   : --
-----
      Start          End          Total  Used  Idle(Expired)  Conflict  Disable
-----
      172.16.10.1    172.16.10.254    253     4    249(0)         0         0
-----
[my_router]
```

Рис. 9. Расход IP-адресов адресного пула my_lan

Из приведенных рис. 5, 6 видно, что на маршрутизаторе сформирован пул адресов my_lan с максимальным числом адресов – 253, из которого израсходовано 4 адреса для хостов в составе локальной сети.

Произведенное моделирование свидетельствует о высокой эффективности эмулятора eNSP при изучении активного телекоммуникационного оборудования Huawei [4], позволяющего реализовать и наглядно продемонстрировать технологию работы DHCP-сервера. Предложенный алгоритм может представлять собой один из вариантов обязательного фрагмента конфигурации маршрутизатора, при условии его присутствия в рассматриваемой топологии. В то же время использование данного алгоритма реализации DHCP-сервера имеет ряд особенностей. Так установка IP-адреса для интерфейса маршрутизатора, с которого предполагается осуществлять раздачу адресов, должна осуществляться перед конфигурированием пула раздаваемых адресов, в противном случае выдается ошибка.

Адрес интерфейса, с которого предполагается осуществлять раздачу адресов, должен находиться в составе подсети, часть которой может составлять раздаваемый пул адресов. В приведенном примере данный адрес находится внутри пула раздаваемых адресов. Рассмотренный фрагмент конфигурации является одним из обязательных элементов конфигурации маршрутизатора в составе локальной сети корпоративного пользователя сети Интернет.

Ограничения по динамическому назначению адресов для серверов, присутствующих в рассматриваемой схеме (рис. 1), обусловлены скорее всего редким использованием технологий DHCP для назначения адресов корпоративным серверным ресурсам. В то же время, как показывает практика использования eNSP [2; 3], при реализации DHCP средствами

маршрутизаторов Huawei часть команд, рекомендованных [1], может оказаться неработоспособной. Своеобразной альтернативой описанному может служить реализация DHCP средствами коммутаторов L3 [5].

Список литературы

1. Руководство по быстрой настройке. Маршрутизаторы Huawei серии AR. URL: <https://support.huawei.com/enterprise/ru/doc/EDOC1000148348>

2. Черников Д. Ю., Тарбазанов К. В., Заленская М. К. Использование эмулятора eNSP для отладки конфигураций телекоммуникационного оборудования компании HUAWEI // Вестник Восточно-Сибирской открытой академии, 2019. № 34.

3. Копылова Н. Г., Черников Д. Ю. Изучение сетевого оборудования компании HUAWEI с использованием симулятора eNSP // Информатизация образования и методика электронного обучения: материалы III Междунар. науч. конф. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2019. С. 166–171.

4. Заленская М. К., Черников Д. Ю. Формирование компетенций в области телекоммуникации при изучении технологий HUAWEI // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии: сб. тр. XV Междунар. науч.-практ. конференции. М.: Ассоциация выпускников и сотрудников ВВИА им. проф. Жуковского, 2019. С. 167–172.

5. Черников Д. Ю., Липовка М. А. Об организации коллективного доступа к учебному стенду активного телекоммуникационного оборудования компании HUAWEI // Информатизация образования и методика электронного обучения: материалы II Междунар. науч. конф. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2018. С. 318–321.

СТЕК ПРОТОКОЛОВ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СИСТЕМ VoIP И ОКС № 7

М.К. Зеленская, А.С. Серебрякова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: alya.bikishenko@mail.ru

На данный момент существует два отличающихся друг от друга принципа построения сетей. К таким сетям относятся сети с коммутацией пакетов различного вида Next Generation Network (сети следующего поколения NGN) и сети с коммутацией каналов. Рассмотрен стек протоколов IP-телефонии, позволяющий соединять эти сети. Для того чтобы шлюз смог применить весь объем услуг, который предусматривает используемая телефонная сеть при транзите сообщений ТфоП через сеть SIP, необходимо транспортировать полезную нагрузку инкапсулированного сообщения ISUP от шлюза к шлюзу с помощью запроса SIP.

Основное преимущество технологии IP-телефонии – пакетная маршрутизация голосового трафика. Первоначально сети с коммутацией каналов и коммутацией пакетов применялись для различных целей и были независимы друг от друга. Мультисервисные сети, развернутые в настоящее время, позволяют избежать неэффективной эксплуатации разнородных сетевых структур. Несмотря на широкое распространение пакетных технологий, они будут долго сосуществовать с сетями с коммутацией каналов, предоставляющими классические телефонные услуги. При переходе от одной сети к другой применяют шлюзы, позволяющие конвертировать голосовые потоки и трафик сигнального сообщения, что показано на схеме взаимодействия традиционной сети и IP-сети с использованием SIP терминала (рис. 1). При высокой нагрузке в сети пропадают части пакетов, также недопустимы большие задержки при их доставке, поэтому возникают помехи выпадение слов, эхо.

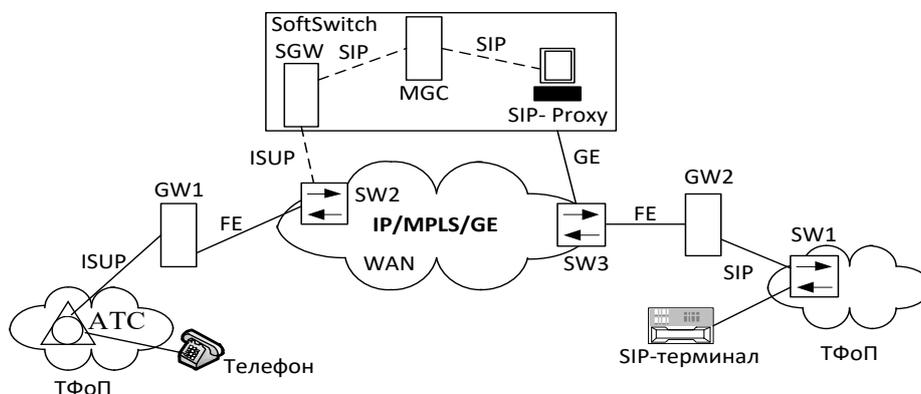


Рис. 1. Пример схемы организации связи

Архитектура сети VoIP может быть представлена в виде двух плоскостей. Нижняя плоскость – это транспортный механизм негарантированной доставки мультимедийного трафика в виде иерархии протоколов RTP/UDP/IP, а верхняя – механизм управления обслуживанием вызовов. Ее протоколами являются H.323 ITU-T, SIP, MGCP и MEGACO, представляющие собой различные реализации обслуживания вызовов в сетях IP-телефонии (рис. 2).

Межсетевой протокол, объединяющий отдельные компьютерные сети во всемирную сеть Интернет, Internet Protocol (IP), является маршрутизируемым протоколом сетевого уровня стека TCP/IP [1]. Одним из основных элементов набора сетевых протоколов для интернета считается протокол пользовательских датаграмм (User Datagram Protocol, UDP). С помощью UDP компьютерные приложения могут посылать датаграммы другим хостам по IP-сети без предварительного сообщения для установки путей данных или специальных каналов передачи [2]. Базовым протоколом передачи данных интернета является протокол управления передачей данных Transmission Control Protocol (TCP). В случае потери данных TCP отправляет повторных запрос и предотвращает дублирование пакетов. Таким образом, он обеспечивает целостность передаваемых данных и уведомляет отправителя о результате передачи [3]. Транспортные услуги мультимедийным приложениям предоставляет транспортный протокол реального времени (Real-time Transport Protocol, RTP). За счет присвоения каждому пакету номера RTP помогает приложениям выявить потерю пакетов или нарушение порядка их следования. В IP-сетях вариация задержки пакетов (джиттер) и временные задержки способны изменить информацию, которая зависит от задержки (видеоинформация и речь), при этом информация становится не восприимчива. Благодаря протоколу RTP возможно компенсировать отрицательное воздействие джиттера на качество видео и речевой информации. Однако он не гарантирует своевременную доставку пакетов или других параметров и не имеет стандартных функций транспортных протоколов, в том числе функций управления потоком и исправления ошибок. В основном RTP работает на базе протокола UDP, применяя его функции, однако возможна его работа и поверх других транспортных протоколов. Использование временных меток, индикацию порядкового номера пакета и тип полезной нагрузки в потоке рассматривает RTP-протокол. Временной меткой отмечается отправленный RTP-пакет, а из полученного пакета вычисляется суммарная задержка. Выявление джиттера и сглаживание его воздействия определяется разницей в задержке различных пакетов. Расчет средней задержки какого-либо набора принятых пакетов и передача их приложению пользователя с неизменной задержкой, которая равна данному среднему значению, является основным качеством RTP [4].

Работает RTP совместно с протоколом управления реального времени (Real Time Control Protocol, RTCP), который обеспечивает управление потоком данных и контроль перегрузки канала. Участники сеанса RTP периодически обмениваются пакетами RTCP со статистическими данными (количество отправленных пакетов, число потерянных, значение джиттера и т. д.), в дальнейшем используемыми отправителем мультимедиа [5]. Отправитель использует данную информацию для преобразования параметров речи, к примеру для усовершенствования качества информации передачи путем снижения ее коэффициента сжатия. Вследствие этого главной задачей RTCP-протокола считается обратная связь отправителя информации и получателя для отчета о качестве получаемых данных [4].

Во время развития IP-телефонии возникло три основных конкурирующих протокола реализации обслуживания вызовов: H.323, SIP и MGCP/MEGACO. Стандарт H.323 появился первым среди этих рекомендаций и являлся самым распространенным из них, так как H.323 легко взаимодействует с ТфОП. В настоящее время наиболее используемым протоколом является SIP, который базируется на взаимодействии клиент-сервера и служит для предоставления расширенных услуг на базе IP-сетей. Существует модернизированная версия протокола – SIP-T, которая предназначена для переноса сообщений ОКС № 7 в виде MIME-объектов между контроллерами сигнализации. При переносе сигнализации SIP-T применяет два механизма, таких как «трансляция» и «инкапсуляция». В сообщении протокола SIP в шлюзах SIP-ISUP инкапсулируется сообщение ISUP ОКС № 7, с сохранением информации требуемой для обслуживания. При этом не все устройства, принимающие решения о передаче запроса SIP дальше по сети, могут правильно отличить ISUP. Наряду с инкапсуляцией в заголовки сообщений SIP транслируется информация из сообщений ISUP, в порядке маршрутизации SIP-запроса. Сигнальные сообщения SIP могут перемещаться протоколами транспортного уровня UDP и TCP. Протокол UDP в отличие от TCP доставляет сигнальную информацию быстрее, при этом ведет параллельный поиск местоположения пользователей и отправляет извещение о сеансе связи в режиме многоадресной рассылки. Однако TCP облегчает работу с межсетевыми экранами, обеспечивая надежную доставку данных. Различные сообщения из одного вызова могут посылаться как по одному TCP-соединению, так и по отдельному соединению для каждого запроса и ответа. В основе семейства протоколов MGCP/MEGACO лежит принцип декомпозиции шлюза. Из протоколов сетей с коммутацией каналов можно выделить протокол сигнализации ОКС № 7 и DSS1. В их основе лежит принцип передачи информации управления вызовом в цифровом виде, причем путь ее следования может не совпадать с речевой информацией. Таким

образом, вопрос взаимодействия внутри сетей является крайне важным и актуальным.

Кроме SIP, RTP, RTSP глобальная архитектура мультимедиа включает в себя протоколы RSVP, SDP [5]. Протокол резервирования сетевых ресурсов (Resource ReSerVation Protocol, RSVP) используется для сигнализации MPLS TE LSP (MultiProtocol Label Switching Traffic Engineering Label-Switched Path), а также для качества обслуживания (архитектура QoS IntServ) [6]. С помощью RSVP, возможна услуга эмуляции выделенных каналов за счет резервирования ресурсов. Системы могут запросить ожидаемую задержку, максимальный уровень потерь, предусматриваемую пропускную способность, используя данный протокол. Однако только имея необходимые ресурсы, возможна реализация резервирования. RSVP предусматривает такие компоненты, как сеанс связи, который идентифицируется адресом получателя данных; спецификация потока, с помощью которой возможно вычислить необходимое качество обслуживания, при этом она применяется узлом сети для того, чтобы установить требуемый режим работы диспетчера очередей; спецификация фильтра, которая вычисляет тип трафика, для которого совершается запрос ресурса [4]. Для описания сессии передачи потоковых данных, в том числе телефонии (ТФОП и VoIP), интернет-радио и приложения мультимедиа, служит сетевой протокол прикладного уровня (Session Description Protocol, SDP) [7].

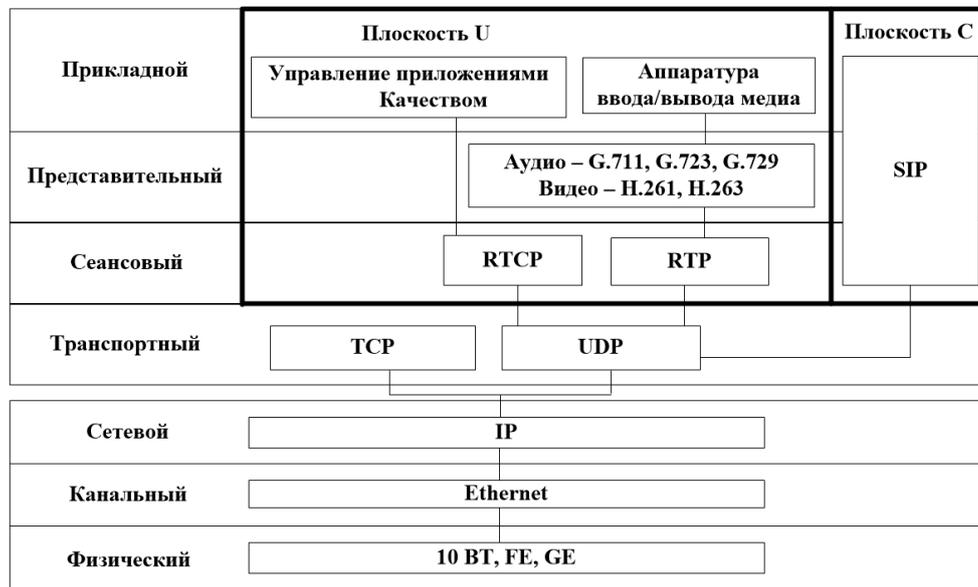


Рис. 2. Стек протоколов IP-телефонии

В IP-телефонии применяется ряд голосовых кодеков G.711, G.729, G.726, G.723.1 и G.728 (рис. 2). Данные кодеки различаются уровнями вычислительной сложности и скоростью передачи данных в битах. Кодеки устанавливают объем полезной нагрузки в пакетах, пересылаемых через

IP-участок вызова, и воздействуют на пропускную способность. При увеличении размера полезной нагрузки уменьшается общее количество передаваемых пакетов, а следовательно, и ширина полосы пропускания при уменьшении количества заголовков, требуемых для вызова. Алгоритм G.711 имеет полосу пропускания голоса 64 кбит/с, а размер кадра 80 байт. При этом кодек G.729 имеет размер кадра 10 байт и полосу пропускания голоса 8 кбит/с. В отличие от данных рекомендаций G.723.1 содержит полосу пропускания 6,3 или 5,3 кбит/с при размере кадра 30 байт [8].

Руководящие документы регламентируют порядок расчетов нагрузки в сетях с коммутацией каналов, при этом производится вычисление количества каналов и трактов ИКМ для передачи речевого трафика. Однако в настоящее время отсутствуют рекомендации, учитывающие современные схемы предоставления услуг телефонии и организации связи. Кроме этого, следует рассматривать передачу, что по мультисервисной пакетной сети IP/MPLS/Ethernet передается не только речевой, но и сигнальный трафик. Относительно порядка расчета в существующих руководящих документах при расчете нагрузки для IP-телефонии необходимо учесть новые источники, такие как SIP-терминалы, а также направление сигнальной нагрузки к центру управления вызовами (MGC-SGW-SIP). Для оценки пропускной способности в пакетной сети необходимо задать класс обслуживания и рассчитать протокольную избыточность, вносимую заголовками пакетов (RTP/UDP/IP).

В заключение можно сказать, что для оценки трафика речевых сообщений и сигнальной информации в IP-сетях следует учитывать технологии и схемы организации связи для корректного расчета пропускной способности и других параметров интерфейсов при подключении к транспортной сети.

Список литературы

1. Межсетевой протокол (IP). URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc791>
2. Протокол пользовательских датаграмм (UDP). URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc768>.
3. Протокол управления передачей (TCP). URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc793>.
4. IP-телефония / Б. С. Гольдштейн, А. В. Пинчук, А. Л. Суховицкий. М.: Изд-во «Радио и связь», 2001. 336 с.
5. Протокол SIP: справочник / Б. С. Гольдштейн, А. А. Зарубин, В. В. Саморезов. СПб.: Изд-во «БХВ-Санкт-Петербург», 2005. 456 с.
6. Протокол резервирования ресурсов (RSVP). URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc2205>.
7. Протокол описания сеанса (SDP). URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc4566>.
8. Анализ трафика. URL: https://www.cisco.com/c/ru_ru/td/docs/ios/solutions_docs/voip_solutions/TA_ISD.html

МОДИФИЦИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ГАЛЛАГЕРА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ

Д.В. Смирнов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: dmismir99@gmail.com

Представлена топология сети и приведен подробный алгоритм расчета оптимальной интенсивности нагрузки. Представлен код программы на языке MATLAB для расчета оптимального распределения интенсивностей нагрузки для каждого канала передачи.

На сегодняшний день для передачи информации широко используются возможности сети Интернет. Это делает актуальным решение задачи снижения потерь в канал передачи и на узлах сети по средству оптимального распределения нагрузки. Предложена адаптация метода Галлагера [1], который в качестве математических моделей интерфейсов использовал одноканальные системы массового обслуживания без потерь $M/M/1$, а в качестве целевой функции – сумму всех средних задержек во всех каналах связи. Представленная математическая модель позволяет рассчитать оптимальное распределение интенсивности нагрузки по критерию минимума потерь.

Для расчета используем простейшую топологию сети (рис. 1).

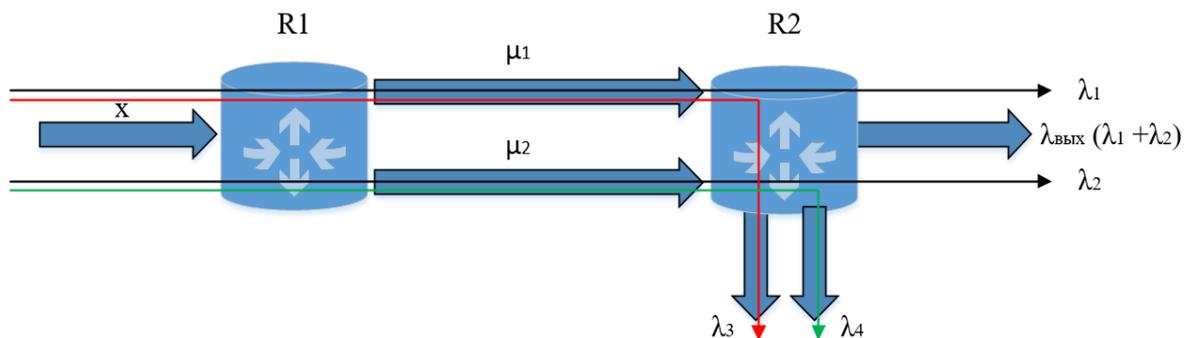


Рис. 1. Топология для теоретического расчета

Также необходимо задать некоторые исходные данные. Пусть интенсивность обслуживания пакетов (пропускная способность) первого канала $\mu_1 = 8$ Мбит/с, второго канала $\mu_2 = 5$ Мбит/с. Интенсивность нагрузки на выходе маршрутизатора R2 равна $\lambda_{\text{вых}} = 10$ Мбит. Она складывается из интенсивностей на выходе первого и второго канала. Решением задачи будет нахождение значений интенсивностей потоков λ_1 и λ_2 ,

при которых сумма $\lambda_3 + \lambda_4$ будет минимальной. В общем же случае для произвольной топологии задача бы сводилась к такому распределению потоков, идущих от отправителей к получателям, при которых сумма всех потоков сбрасываемого трафика была бы минимальной.

В соответствии с теорией систем массового обслуживания (СМО) в системе вида М/М/1/Н, в которой М – входной пуассоновский поток заявок, М – время обслуживания имеет экспоненциальное распределение, 1 – число приборов (устройств) обслуживания, Н – максимальная длина очереди [2], вероятность потерь для канала передачи определяется по формуле

$$p_{loss} = \frac{1 - \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^N}{1 - \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{N+1}}, \quad (1)$$

где λ – интенсивность нагрузки; μ – интенсивность обслуживания пакетов в канале передачи (пропускная способность канала), N – максимальная длина очереди для системы СМО.

Для определения потерянного трафика [3]:

$$\lambda_{loss} = \lambda \cdot p_{loss}, \quad (2)$$

где λ – интенсивность нагрузки канала передачи; p_{loss} – вероятность потерь канала передачи.

Подставим (1) в (2) и получим конечный вид выражений для расчета потерянного трафика в каждом канале связи, которые будут иметь вид [3]:

$$\lambda_{loss1} = (\lambda_1 + \lambda_3) \frac{1 - \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1}\right)^N}{1 - \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1}\right)^{N+1}} \cdot \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1}\right)^N;$$

$$\lambda_{loss2} = (\lambda_2 + \lambda_4) \frac{1 - \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2}\right)^N}{1 - \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2}\right)^{N+1}} \cdot \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2}\right)^N,$$

для первого и второго канала передачи соответственно.

Для расчета воспользуемся пакетом прикладных программ MATLAB, а именно функцией поиска минимума, ограниченной нелинейной многомерной функции, `fmincon`. Для ее работы необходимо задать следующие ограничения:

$$\begin{aligned} \min f(x) &= \{c(x) \leq 0; \\ &ceq(x) = 0; \\ &A \cdot x \leq b; \\ &Aeq \cdot x = beq; \\ &lb \leq x \leq ub, \end{aligned}$$

где A , Aeq – матрицы; b , beq – векторы; $c(x)$ и $ceq(x)$ – нелинейные функции; x – вектор переменных, в данном случае это переменные $x = (\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4)^T$.

Зададим ограничения, используя исходные данные:

- Поскольку в исходных данных отсутствуют ограничивающие нелинейные неравенства, то $c(x) = 0$.
- Так как потерянный трафик равен интенсивности сброса $\lambda_3 = \lambda_{loss1}$, а $\lambda_4 = \lambda_{loss2}$, то:

$$ceq(x) = \begin{bmatrix} \lambda_3 - (\lambda_1 + \lambda_3) \frac{1 - \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_3}{\mu_1}\right)}{1 - \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_3}{\mu_1}\right)^{N+1}} \cdot \left(\frac{\lambda_1 + \lambda_3}{\mu_1}\right)^N \\ \lambda_4 - (\lambda_2 + \lambda_4) \frac{1 - \left(\frac{\lambda_2 + \lambda_4}{\mu_2}\right)}{1 - \left(\frac{\lambda_2 + \lambda_4}{\mu_2}\right)^{N+1}} \cdot \left(\frac{\lambda_2 + \lambda_4}{\mu_2}\right)^N \end{bmatrix}.$$

- Ограничивающее линейное неравенство задается из условия, что интенсивность нагрузки является величиной положительной $\lambda_i \geq 0$. Следуя из того, что неравенство имеет вид $A \cdot x \leq b$, необходимо поменять знак на противоположный $-\lambda_i \leq 0$. Также необходимо учесть, что суммарная интенсивность нагрузки в канале не должна превышать пропуск-

ной способности канала передачи: $\lambda_1 + \lambda_3 < \mu_1$; $\lambda_2 + \lambda_4 < \mu_2$. Тогда неравенство примет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix}.$$

• Ограничивающее линейное равенство задается из условия, что выходная интенсивность нагрузки является суммой интенсивностей на выходе каналов передачи: $\lambda_1 + \lambda_2 = \lambda_{\text{ВЫХ}}$. Тогда равенство примет следующий вид:

$$[1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} = 10.$$

• Набор нижних и верхних границ lb и ub отсутствует, поэтому поля в них оставляем пустыми.

• Целевая функция:

$$\begin{aligned} fun = & (\lambda_1 + \lambda_3) \frac{1 \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1} \right)}{1 \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1} \right)^{N+1}} \left(\frac{(\lambda_1 + \lambda_3)}{\mu_1} \right)^N + \\ & + (\lambda_2 + \lambda_4) \frac{1 \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2} \right)}{1 \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2} \right)^{N+1}} \left(\frac{(\lambda_2 + \lambda_4)}{\mu_2} \right)^N. \end{aligned}$$

Далее представлен код программы на языке MATLAB для нахождения минимумов. В коде обозначениями интенсивностей нагрузки является параметр $x(i)$ для каждой интенсивности соответственно. Также

в коде присутствует переменная, не описанная выше $x(0)$. Она задает точку начала итерации для поиска минимумов.

```

fun = @(x) (((1-((x(1)+x(3))/8))/(1-(((x(1)+x(3))/8)^5)))*(((x(1)+x(3))/8)^4)*((x(1)+x(3)))+(1-(((x(2)+x(4))/5))/(1-(((x(2)+x(4))/5)^5)))*(((x(2)+x(4))/5)^4)*((x(2)+x(4)));
x0 = [0;0;0;0];
A = [-1 0 0 0;
      0 -1 0 0;
      0 0 -1 0;
      0 0 0 -1;
      1 0 1 0;
      0 1 0 1];
b = [0;0;0;0;(8*0.9999);(5*0.9999)];
Aeq = [1 1 0 0];
beq = [10];
lb = [];
ub = [];
nonlcon = @nlcon;
[x,fval,exitflag] = fmincon(fun,x0,A,b,Aeq,beq,lb,ub,nonlcon)

```

Отдельным файлом задаются нелинейные ограничения:

```

function [c, ceq] = nlcon(x)
c = 0;
ceq = [(((1-((x(1)+x(3))/8))/(1-(((x(1)+x(3))/8)^5)))*(((x(1)+x(3))/8)^4)*((x(1)+x(3)))-x(3);
       (((1-((x(2)+x(4))/5))/(1-(((x(2)+x(4))/5)^5)))*(((x(2)+x(4))/5)^4)*((x(2)+x(4)))-x(4)];

```

Минимумы интенсивностей нагрузки: $\lambda_1 = 6,1538$, $\lambda_2 = 3,8462$, $\lambda_3 = 1,2732$, $\lambda_4 = 0,7958$

По полученным значениям можно произвести настройку каналов передачи маршрутизатора R1 для оптимального распределения интенсивности нагрузки по каналам и минимизации потерь в этих каналах.

Список литературы

1. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных. 1989.
2. Дубов М.А. Теория систем массового обслуживания. 2015. С. 13–22.
3. Пономарев Д. Ю. Учет потерь в тензорной модели инфокоммуникационных сетей. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. URL: <http://ponomarevdu.narod.ru/olderfiles/1/Ponomarev.pdf> [дата обращения 02.04.2020].

МОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ЛЭП С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОПТОВОЛОКОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.С. Селиванов, Д.Ю. Черников, И.А. Шакалов, В.Н. Якушев

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

Проведен анализ возможных вариантов технологий мониторинга состояния ЛЭП на основании измерений параметров волоконно-оптической линии связи, образуемой за счет использования оптического волокна внутри структуры электропроводящего провода. Показана высокая чувствительность данной технологии мониторинга по отношению к широкому спектру внешних воздействий на кабельные коммуникации ЛЭП.

Развитие электроэнергетики в ближайшие годы определяется на основе документа «Энергетическая стратегия России на период до 2020 и 2035 года». При этом основными аспектами являются [1]:

- повышение надежности снабжения электроэнергией;
- повышение эффективности на базе современных технологий.

Очевидно, что повышение надежности может быть достигнуто за счет снижения частоты возникновения аварийных ситуаций. Это представляет собой комплексную и нетривиальную задачу, которая затрагивает множество сфер и областей:

- использование современных и качественных материалов при строительстве и реконструкции ЛЭП;
- грамотное проектирование;
- соблюдение норм и правил при монтаже;
- надлежащее обслуживание при эксплуатации;
- непрерывный мониторинг и своевременное выявление потенциально аварийных ситуаций.

Таким образом, мониторинг состояния линий электропередач является важной частью стратегической задачи повышения надежности снабжения электроэнергией. Реализация такого подхода возможна как на основе уже зарекомендовавших себя методов, вплоть до периодического визуального осмотра каждого километра линий, так и применения новых решений, позволяющих значительно снизить временные и материальные затраты и использующих новейшие технические достижения.

Основные причины снижения надежности. Согласно статистике центра исследований и разработок ФСК ЕЭС [2] основными причинами возникновения аварийных ситуаций на линиях 110–220 кВ являются:

- атмосферные перенапряжения – 70 %;
- воздействие ветра и льда – 12%;

- птицы – 5 %;
- внешние воздействия – 5 %;
- вибрация – 3 %;
- старение – 2 %;
- другие факторы менее 1 %.

Аварийные ситуации приводят к обрывам линий электропередач, перебоям в обеспечении электроснабжением, выходу из строя дорогостоящего оборудования и длительному и затратному ремонту.

Конечно, мониторинг возникновения аварийных ситуаций может быть организован за счет использования информационных ресурсов сторонней системы, например радиодоступа с большой территорией зоны радиопокрытия для одной базовой станции [3]. При этом, конечно, потребуется не только развернуть опорные точки, имеющие в своем составе абонентское оборудование радиосистемы, но и обеспечить наличие соответствующих интерфейсов. Поэтому одним из наиболее эффективных подходов является наблюдение за параметрами технологий, которые уже являются компонентами ЛЭП. В связи с этим возможности технологий мониторинга на основе измерения параметров сопутствующей оптоволоконной линии связи представляются наиболее перспективными.

Действительно, оптическое волокно может использоваться не только как линия передачи данных, но и протяженный чувствительный элемент, способный детектировать изменения различных величин.

Для этого применяются специальные устройства с лазерным источником, которые посылают импульсы в оптическое волокно и на основе анализа обратного рассеивания позволяет определить величину воздействий вдоль всей линии.

Существуют несколько типов подобных приборов:

1. *DTS (Distributed Temperature Sensing)* – система распределенного мониторинга температуры. Принцип действия основан на рассеянии Рамана и изменении его величины при изменении температуры. Блок обработки получает данные о величине рассеяния по длине оптического волокна. При этом сама волоконно-оптическая линия представляет собой, по сути, тысячи точечных датчиков, что является неоспоримым преимуществом таких систем. Быстродействие и точность измерений находятся в обратной зависимости, т.е. чем точнее необходимо измерять температуру, тем больше времени требуется и наоборот, если достаточно погрешности в несколько градусов, то быстродействие увеличивается. Конкретные характеристики определяются производителями, но в целом возможно определять температуру с погрешностью в десятые доли градуса на длине в 50–100 км. В качестве распределенного датчика может использоваться обычное одномодовое волокно.

2. *DAS (Distributed Acoustic Sensing)* – система распределенного мониторинга акустических сигналов. Принцип действия основан на рассеянии Релея и его изменении при различных виброакустических колебаниях окружающей среды. Оптическое волокно при этом играет роль протяженного виртуального микрофона. По сути, блок обработки сигналов позволяет понять, что происходит в линии, когда нет возможности увидеть это. В зависимости от необходимого пространственного разрешения и длины линии производители выпускают различные типы приборов. Система также может работать на стандартном одномодовом волокне на длине до 50 км.

3. *DSS (Distributed Strain Sensing)* – система распределенного мониторинга напряжений, возникающих в волокне. Принцип действия основан на рассеянии Бриллюэна и изменении его величины при удлинении волокна. Блок обрабатывает сигналы и определяет степень удлинения волокна в каждой его точке по длине линии. Как и предыдущие системы, работает на стандартном одномодовом волокне с высокой разрешающей способностью, что позволяет определить удлинение волокна с точностью до сотых процента.

Оптическое волокно на линиях электропередач может присутствовать в виде различных оптических кабелей:

1. ОКСН – самонесущий оптический кабель. Не является основным элементом на высоковольтной линии. Служит для организации канала волоконно-оптической линии связи (ВОЛС). Подвес ОКСН приводит к дополнительным нагрузкам на опоры. Кроме того, его применение ограничено на линиях 110 кВ и выше ввиду возможности образования трекинговых разрядов на поверхности оболочки кабеля, которые приводят к ее деградации. Статистические данные ПАО «Ростелеком» показывают, что ОКСН наиболее часто выходит из строя в сравнении с другими типами кабелей (рис. 1).



Рис. 1. Поперечное сечение ОКСН

2. ОКГТ – оптический кабель, встроенный в грозозащитный трос. Сам грозозащитный трос является основным элементом ВЛ напряжением от 35 кВ и, по сути, есть продукт «2 в 1»: предотвращает удары молнии в провода и одновременно является каналом связи. Не создает дополнительные нагрузки на опоры, исключает лишние затраты на монтаж и обслуживание. Будучи подвешенным в самой высокой точке, является наиболее надежным решением, согласно статистике ПАО «Ростелеком». Срок службы в два раза выше, чем у ОКСН (50 лет). В связи с тем, что в 2018 г. произошел резкий рост цен на арамид, используемый в ОКСН, применение ОКГТ на ВЛ стало еще более экономически целесообразным (рис. 2).

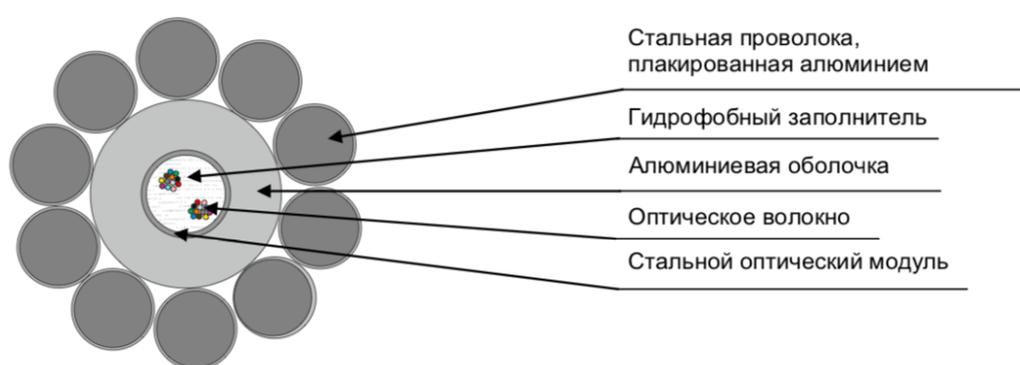


Рис. 2. Поперечное сечение ОКГТ

3. ОКФП – оптический кабель, встроенный в фазный провод. Фазные провода также являются основным элементом ВЛ, однако применение ОКФП в настоящее время находит ограниченно. Используется как резервный канал связи там, где уже используется ОКГТ или ОКСН, а также на больших спецпереходах, где применение ОКСН или ОКГТ физически невозможно. Основными сдерживающими факторами применения ОКФП являются отсутствие нормативной документации и соответствующего опыта при проектировании, монтаже и эксплуатации. Однако, например, в энергетике Китая ОКФП широко применяется (рис. 3).

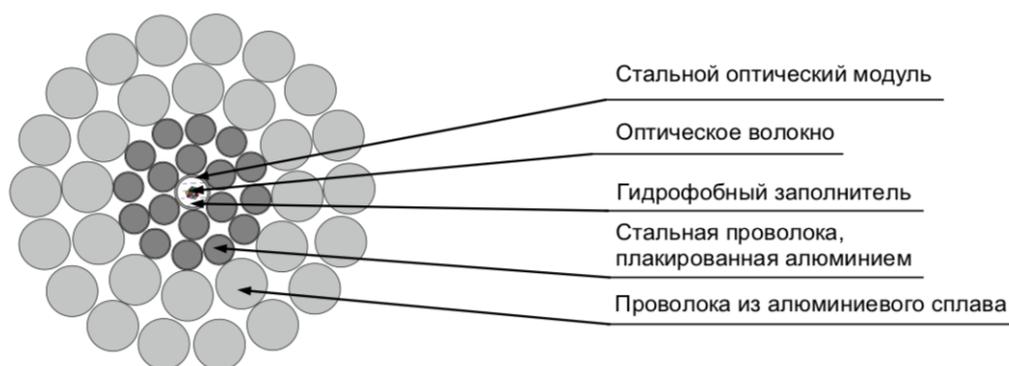


Рис. 3. Поперечное сечение ОКФП

На основе различных типов систем мониторинга и оптических кабелей, которые могут выступать в качестве распределенных датчиков, рассмотрим возможные варианты их применения на высоковольтных линиях (рис. 4).

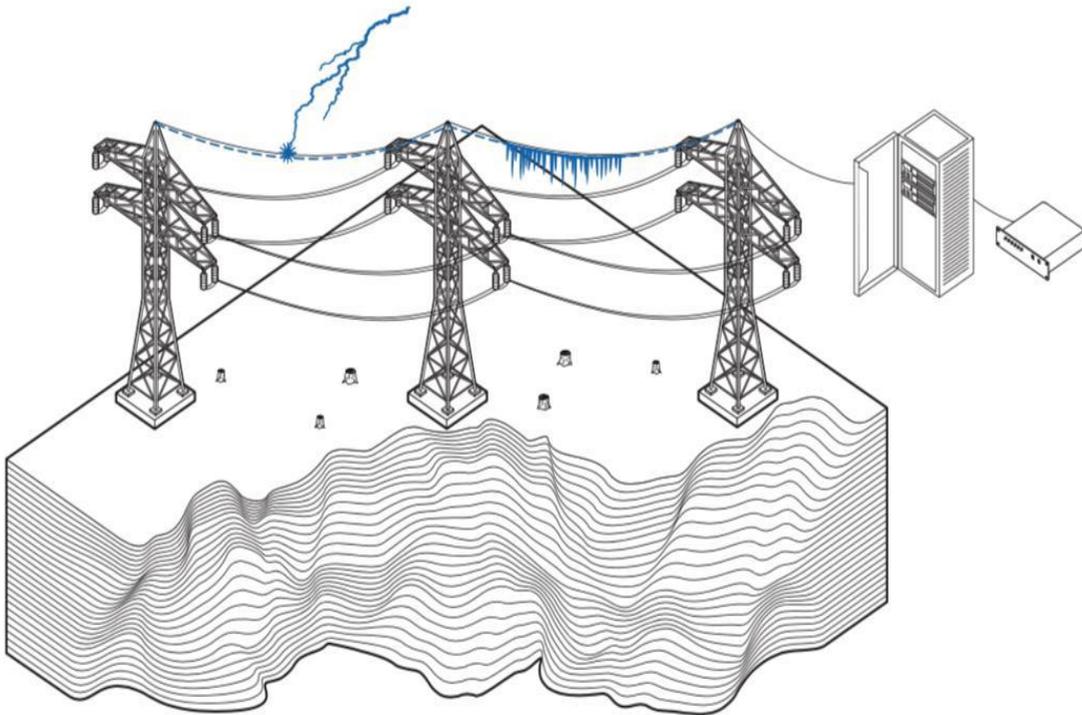


Рис. 4. Условное изображение распределенных систем мониторинга ВЛ

Возможно создание двух типов систем мониторинга:

- предупредительные (П). Система предупреждает о возможности возникновения аварийной ситуации, тем самым давая возможность оперативно реагировать и предпринимать необходимые меры для ее предотвращения;
- обслуживающие (О). Система локализует место возникновения аварийной ситуации, тем самым снижая временные и материальные затраты на обнаружение повреждений.

Контроль состояния изоляторов на ВЛ возможен при помощи оптического волокна, встроенного как в грозозащитный трос, так и в фазный провод. При этом используется система акустического мониторинга, когда волокно, будучи распределенным виртуальным микрофоном, «слышит» характерный треск неисправных изоляторов, требующих замены. Возможность создания подобных систем исследована теоретически и нуждается в экспериментальной проверке. В связи с этим в настоящее время необходимо проведение научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по данной тематике.

Обнаружение места удара молнии и коротких замыканий на ВЛ особенно актуально для эксплуатирующих подразделений. Каждое аварийное событие требует визуального осмотра места возможного повреждения. Имеющиеся средства диагностики не позволяют с достаточной степенью точности локализовать событие на ВЛ. В связи с этим аварийно-восстановительные бригады тратят большое количество времени, проходя и обследуя ВЛ. Часто доступ к линии затруднен болотами, лесами, и не всегда удается быстро обнаружить, в какое место грозозащитного троса произошел удар молнии или где произошло короткое замыкание.

Системы акустического мониторинга по ОКГТ позволяют по характерным звуковым событиям достоверно локализовать место удара молнии или возникновения КЗ, вплоть до нескольких метров. Благодаря этому значительно сокращается время работы бригад, что позволяет быстро и оперативно восстанавливать работоспособность линий.

Обнаружение активности вблизи ВЛ актуально для предотвращения несанкционированных работ в охранной зоне. Система акустического мониторинга может работать как по ОКГТ, так и по ОКФП, «слыша» подъезд техники, воздействие на опоры, выстрелы из ружья и т.п. события. Благодаря этому возможен оперативный выезд бригады с целью недопущения дальнейших нарушений и возникновения аварийной ситуации на ВЛ.

Список литературы

1. Министерство энергетики Российской Федерации: энергетическая стратегия Российской Федерации на период до 2035 года. URL: <https://minenergo.gov.ru/node/1920> [дата обращения 05.05.2020].
2. Аналитика: обзор рынка и прогнозы / ФСК ЕЭС. URL: <https://www.finam.ru/profile/моех-акcii/fsk-ees/analytics/> [дата обращения 20.04.2020].
3. Черников Д. Ю., Туров А. В., Девлишов А. Г. Радиотехнологии организации связи для труднодоступных и малонаселенных районов: сб. ст. СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 2018.

ОБЗОР МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ИЗУЧЕНИИ ПОВЕДЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА

А.С. Селиванов, Ю.В. Коловский, И.А. Шакалов, В.Н. Якушев

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

Рассмотрены методы гибридного искусственного интеллекта при изучении поведения человека.

Эмоциональное считывание (*Affective computing*), иногда называемое искусственным эмоциональным интеллектом или эмоциональным интеллектом, – это исследование возможности компьютера распознавать, интерпретировать, обрабатывать и моделировать эмоции человека. Это междисциплинарная квалитетрическая проблема, охватывающая информатику, психологию и когнитивную науку [1].

Обнаружение эмоциональной информации обычно начинается со сбора данных о физическом состоянии или поведении обследуемого.

Видеокамера может фиксировать выражения лица, позы тела и жесты, а микрофон – записывать речь. Другие датчики обнаруживают эмоциональные сигналы путем непосредственного измерения физиологических данных, таких как температура кожи и гальваническое сопротивление.

Распознавание эмоциональной информации требует извлечения значимых моделей из собранных данных. Это делается с использованием методов машинного обучения.

Систему компьютерного зрения можно научить замечать, выглядит ли лицо смущенным, концентрирующимся или слегка раздраженным. Эти метки (ярлыки) могут соответствовать или не соответствовать тому, что человек на самом деле чувствует.

Различные изменения в вегетативной нервной системе могут косвенно изменять и речь человека, а методы машинного обучения использовать эту информацию для распознавания эмоций [2].

Важно выбрать наиболее подходящие функции для отслеживания, чтобы обеспечить способность модели идентифицировать эмоции, а также повысить производительность обнаружения эмоции в реальном времени.

Анализ речи – это эффективный метод определения эмоционального состояния, средний показатель точности которого составляет от 70 до 80 % [3]. Эти системы имеют тенденцию превосходить среднюю человеческую точность (приблизительно 60 % [4]), но менее точны, чем систе-

мы, которые используют другие методы обнаружения эмоций, такие как физиологические состояния или выражения лица [5].

Однако, поскольку многие речевые характеристики не зависят от семантики или культуры, этот метод считается перспективным путем для дальнейших исследований [5].

Наиболее распространенные речевые характеристики подразделяются на следующие группы:

1. Частотные характеристики (средняя высота тона, изменения частоты с течением времени; падение частоты в конце высказывания; разброс максимума и минимума частоты высказывания).

2. Особенности, связанные со временем (скорость речи; частота появления акцентированных звуков).

3. Параметры качества голоса (измерение шума дыхания в речи; доминирование высоких или низких частот; громкость амплитуды речевого сигнала; паузы между звуком и молчанием).

Можно объединить несколько способов, например: выражения лица и анализ речи; выражения лица и жесты рук; выражения лица с речью и жестами, для анализа мультимодальных данных, чтобы обеспечить большую надежность оценки эмоционального состояния субъекта [6].

Исследования поведения человека указывают на корреляцию между эмоциями и его универсальными биофизическими реакциями, что дает основания для использования (реновации) методологии когнитивного контроля поведения сложных технических систем [7].

Карл-Херман Хьортсё назвал сокращение или расслабление одной или нескольких мышц единицей действия (англ. *action units* – *AU*), пример представлен на рис. 1. Позже в 1978 г. Пол Экман и Уоллес В. Фризен создали Систему кодирования лицевых действий (англ. *Facial Action Coding System* – *FACS*) [8]. Согласно концепции *FACS*, набор определенных *AU* может являться подтверждением испытываемой человеком эмоции.

Жесты могут быть эффективно использованы в качестве средства обнаружения определенного эмоционального состояния обследуемого, особенно в сочетании с распознаванием речи и лица.

В эмоциональной реакции человека жесты могут быть простыми рефлексивными ответами, такими как поднятие плеч, когда вы не знаете ответа на вопрос, или они могут быть сложными и значимыми. Физическая природа этого явления эффективно описывается геометрическими характеристиками и параметрами тела [9].

Для обнаружения эмоциональных всплесков человека можно отслеживать и анализировать также его физиологические признаки.

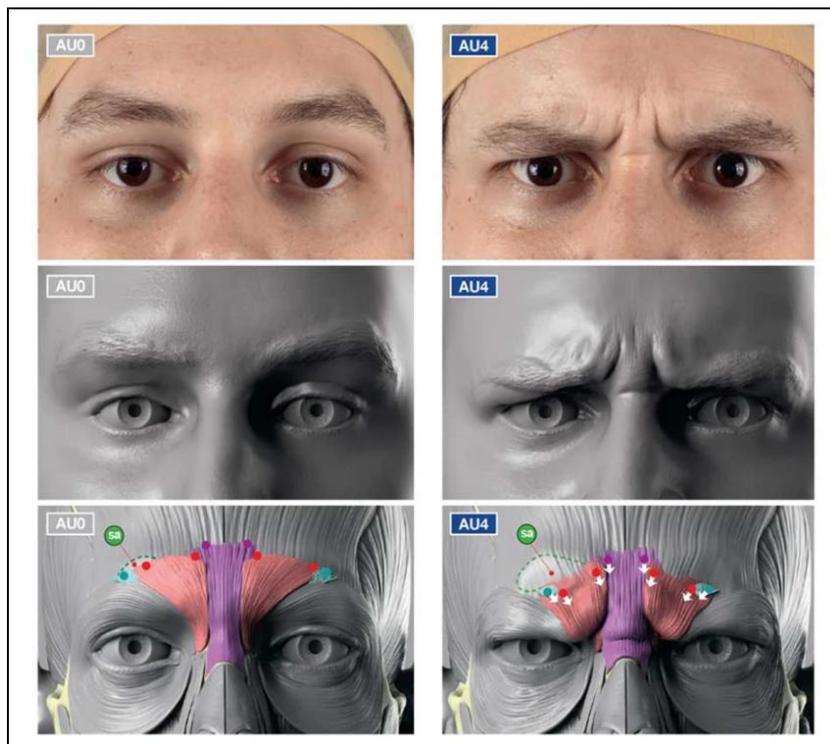


Рис 1. Система кодирования движений мышц лица

Поверхность человеческого лица иннервируется большой сетью кровеносных сосудов. Изменения кровотока в этих сосудах дают видимые изменения цвета на лице (рис. 2). Цветовой сигнал лица не зависит от сигналов мышц лица [10].

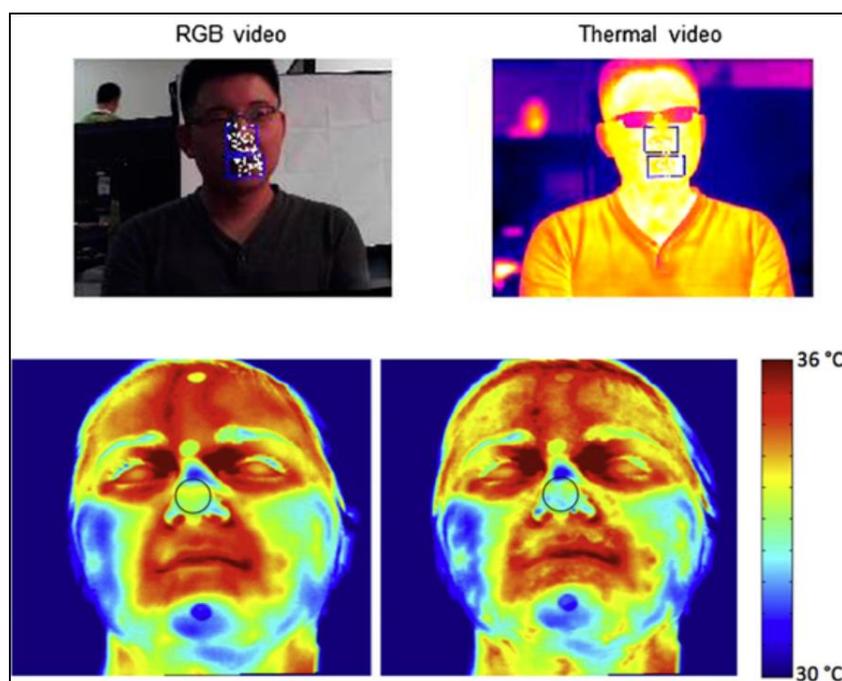


Рис 2. Изменение температуры лица

Размер зрачка является очень важным параметром в психофизиологии. Изменения в размере зрачка известны как показатели эмоционального возбуждения. Это можно использовать для выявления бессознательных реакций людей, которые могут служить одним из параметров анализа поведения [11].

Например, во время лжи не всегда будет происходить какое-либо определенное действие или набор действий и поведение. Однако психологические процессы и мысли более часто встречаются во время лжи по сравнению с правдой.

В связи с этим ложь требует большей когнитивной нагрузки, чем правда, что может привести к расширению зрачка, увеличению времени реакции и другим признакам нагрузки нервной системы [11].

Формирования базы данных является важным шагом в создании системы, которая распознает человеческие эмоции.

На заре почти каждого вида обнаружения на основе ИИ (распознавания речи, распознавания лиц, распознавания эмоций) точность моделирования и отслеживания была проблемой.

По мере развития аппаратного обеспечения, сбора новых данных, новых открытий и внедрения новых методов эта нехватка точности исчезает, оставляя позади многие проблемы [12].

Используя эффективные технологии, компьютеры могут оценивать заинтересованность и состояние учащихся, исследуя их во время занятий.

В образовании преподаватель может использовать результаты анализа, чтобы понять учебные способности учащегося, а затем сформировать планы обучения.

Более практичным подходом, основанным на современных технологических возможностях, является симуляция эмоций в разговорных роботах с целью облегчения взаимодействия между человеком и машиной, а также для своевременного обнаружения потенциально опасных личностей.

Список литературы

1. Коловский Ю.В. Метрология, стандартизация и технические измерения: учеб. для вузов. Красноярск: СФУ, 2009. – 432 с.
2. Breazeal, C. and Aryananda, L. Recognition of affective communicative intent in robot-directed speech // *Autonomous Robots* 12 1, 2002. pp. 83–104.
3. Recognition of Emotions in Interactive Voice Response Systems / Yacoub, Sherif; Simske, Steve; Lin, Xiaofan; Burns, John // *Proceedings of Eurospeech: 729–732*, 2003
4. Recognizing Emotion in Speech / Dellaert, F., Polzin, t., and Waibel, A. // *Proc. Of ICSLP 1996 pp. 1970–1973*.

5. Hudlicka, E. To feel or not to feel: The role of affect in human-computer interaction // *International Journal of Human-Computer Studies* 59, 2003.
6. Emotion Analysis in Man-Machine Interaction Systems / Balomenos, T.; Raouzaïou, A.; Ioannou, S.; Drosopoulos, A.; Karpouzis, K.; Kollias, S. // *Machine Learning for Multimodal Interaction* 3361, 2004, pp. 318–328.
7. Коловский Ю. В. Методология когнитивного контроля поведения сложных технических систем // *Сложные системы в экстремальных условиях: материалы XVIII Всеросс. симпозиума с междунар. участием*. Красноярск: СФУ. 2016. С. 46.
8. Ekman P, Friesen W. *Facial Action Coding System: A Technique for the Measurement of Facial Movement*. Palo Alto: Consulting Psychologists Press. 1998.
9. Коловский Ю. В. Автономный комплекс контроля и управления поведением технического объекта на примере антенной системы космического аппарата. / *Решетневские чтения*. 2013. Т. 1. С. 227–229.
10. Facial color is an efficient mechanism to visually transmit emotion / Carlos F. Benitez-Quiroz, Ramprakash Srinivasan, Aleix M. Martinez // *PNAS*, 2018.
11. Lie detection on pupil size by back propagation neural network / Fatih Veysel Nurçin, Elbrus Imanov, Ali Işn, Dilber Uzun Ozsahin // *9th International Conference on Theory and Application of Soft Computing, Computing with Words and Perception, ICSCCW 2017, 22-23 August 2017, Budapest, Hungary*
12. Коловский Ю. В. Критерии и эффективность природоподобия при моделировании неравновесных систем // *Нейроинформатика, ее приложения и анализ данных: материалы XXVII Всеросс. семинара*. Красноярск: ИВМ СО РАН, 2019. С. 45–49.

ПРИМЕНЕНИЕ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

К.Э. Гаипов, И.Л. Крикунов

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

Для построения телекоммуникационных сетей связи необходима оценка параметров качества обслуживания, одним из которых является время задержки сигнала. Особенностью использования известных аналитических выражений для времени задержек является наличие разрыва второго рода, устранение которого позволило бы сократить время поиска оптимального решения и уменьшить значение времени задержки, что способствует росту качества связи. Поэтому в данной работе рассмотрена кусочно-линейная аппроксимация как вариант устранения разрыва функции и выбран способ задания прямых, позволяющий более точно аппроксимировать исходную функцию.

Актуальность задачи оптимальной маршрутизации заключается в том, что на текущий момент отсутствуют механизмы и протоколы управления трафиком в зависимости от загрузки каналов связи.

Под оптимальной маршрутизацией будем понимать такой алгоритм выбора маршрутов между источником и получателем, при котором выполняется условие, что во всех интерфейсах маршрутизаторов и/или коммутаторов будет находиться минимальное число пакетов или суммарное время нахождения пакетов во всех интерфейсах будет минимально, что можно записать в виде целевой функции вида (1) или (2):

$$F_1 = \sum_i N_i(\lambda), \quad (1)$$

где $N_i(\lambda)$ – число пакетов на i -м маршрутизаторе и/или коммутаторе;

$$F_2 = \sum_i T_i(\lambda), \quad (2)$$

где $T_i(\lambda)$ – время нахождения пакетов на i -м маршрутизаторе и/или коммутаторе.

Данные задачи были решены в работах Галлагера [1], Гаипова [2], Пономарева [3; 4] и Вишневого [5]. Особенностью решения таких задач является то, что каждое слагаемое целевой функции (1) и (2) являет-

ся функцией, имеющей разрыв второго рода в точке, когда интенсивность поступления вызова равна интенсивности их обслуживания ($\lambda = \mu$), что позволяет решить эти задачи, предварительно вычислив систему линейных ограничений для определения начальной точки итерации, которая нужна для численных методов решения задач нелинейного программирования, к которым и относится задача поиска минимума целевой функции.

Решение задачи поиска начальной итерации увеличивает время решения задачи оптимальной маршрутизации, поэтому целью моего исследования является уменьшение времени нахождения минимума целевой функции. Для этого необходимо решить две задачи:

1) устранение разрыва в функциях (1) и (2) путем выбора оптимального метода аппроксимации;

2) анализ выигрыша времени и точности найденного решения с первоначальным алгоритмом.

Как было сказано ранее, функциональная зависимость вероятностно-временных характеристик различных систем массового обслуживания, таких как средняя длина очереди (\dot{N}) или среднее время нахождения вызова на ожидании (\dot{T}) в точке, когда интенсивность поступления вызова равна интенсивности их обслуживания, имеет разрыв второго рода.

В качестве примера приведем функциональную зависимость среднего времени ожидания, из которого явно видно, что при $\lambda = \mu$ имеет место разрыв. Далее в работе будет рассматриваться функциональная зависимость среднего времени ожидания в системе массового обслуживания M/M/1. Данная зависимость имеет вид

$$f(\lambda) = \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{\mu}},$$

где μ – скорость работы интерфейса маршрутизатора; λ – интенсивность поступления вызовов.

Для решения задачи оптимального распределения трафика в качестве критерия, как правило, выбирается сумма средних времен ожидания или сумма средних очередей. Для нахождения минимума таких целевых функций необходимо вначале найти область определения данной функции и в этой области выбрать точку начальной итерации для применения методов динамического программирования.

Для устранения этапа нахождения точки начальной итерации необходимо устранить разрыв второго рода и сделать так, чтобы функциональ-

ная зависимость средней длины очереди или среднего времени ожидания на всей области определения была монотонно возрастающей и выпуклой функцией. Для существующих зависимостей это условие выполняется в интервале $[0; \mu]$. Для преодоления этой проблемы в данной статье рассматривается аппроксимация вероятностно-временных характеристик для систем массового обслуживания.

Рассмотрим полиномиальную аппроксимацию. Разложим исходную функцию $f(x)$ в ряд Тейлора. Получаем сумму слагаемых, имеющих вид:

$$f(x)_{\text{пол}} = \sum_{i=0}^m \frac{x^i}{\mu^{i+1}},$$

где μ – скорость работы интерфейса маршрутизатора; m – количество слагаемых в ряду.

Если использовать этот вид аппроксимации, то он, конечно же, устранил разрыв второго рода, но не решается задача выпуклости функции на всей области допустимых значений (рис. 1).

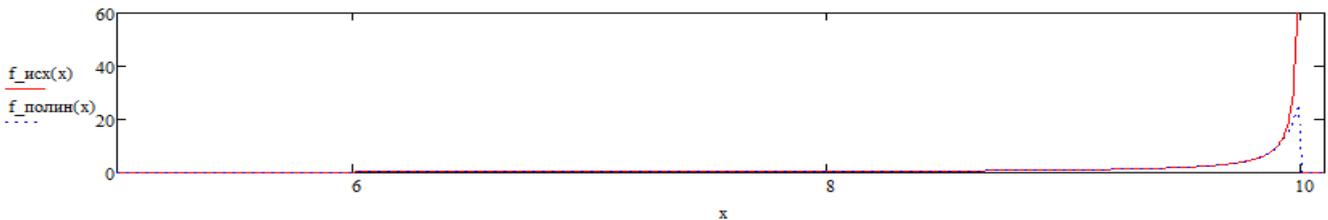


Рис. 1. Графики исходной функции и полиномиального ряда

Для кусочно-линейной аппроксимации рассмотрим два подхода, с помощью которых задаются прямые:

- прямая, касающаяся исходной функции;
- прямая, являющаяся хордой исходной функции.

Для выбора наилучшего сравним два метода, используя две, три и четыре прямые. В качестве критерия оценивания будем использовать ошибку аппроксимации, которая находится по формуле.

$$s(x_0, x_1, \dots, x_i) = \sum_i \int_{y_i}^{y^{(i+1)}} [f(x) - f_{\text{кля}}(x)]^2 dx, \quad (3)$$

где $f(x)$ – исходная функция; $f_{\text{кля}}(x)$ – кусочно-линейная аппроксимация исходной функции; i – количество прямых в КЛА.

**Значение ошибки аппроксимации для двух методов задания прямых
при разных значениях параметра μ**

Количество прямых	Касательная			Хорда		
	$\mu = 10$	$\mu = 30$	$\mu = 50$	$\mu = 10$	$\mu = 30$	$\mu = 50$
2	$s = 18,555$	$s = 20,894$	$s = 21,611$	$s = 9360$	$s = 9580$	$s = 9720$
3	$s = 5,845$	$s = 6,938$	$s = 7,311$	$s = 31.25$	$s = 68,863$	$s = 74,105$
4	$s = 2,612$	$s = 3,111$	$s = 3,276$	$s = 31.2$	$s = 50,91$	$s = 62,61$

Из табл. 1 видно, что метод с использованием касательных имеет значительно меньшую ошибку по сравнению с методом хорд при равных условиях. В дальнейших расчетах будет использовать именно этот подход. Также из таблицы видно, что при увеличении количества прямых ошибка аппроксимации уменьшается по некоторому закону.

Список литературы

1. Галлагер Р., Бертсекас Д. Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с.
2. Определение целевой функции для решения задачи оптимального распределения трафика тензорным методом / К. Э. Гаипов, Д. Ю. Пономарев, О. И. Подойницына, Е. А. Шиянов // Современные информационные технологии: тр. междунар. научно-технической конф. Пенза: Пензенская государственная технологическая академия. 2009. № 10.
3. Пономарев Д. Ю. О подходе к анализу сетей массового обслуживания с использованием тензорной методологии // Идентификация систем и задачи управления SICPRO '06: тр. V Междунар. конф. М.: ИПУ им. В. А. Трапезникова РАН. 2006.
4. Пономарев Д. Ю. Тензорный метод для телекоммуникационных сетей: труды КГТУ. 2006. № 2–3.
5. Вишнеvский В. М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛА СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ, ОРИЕНТИРОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В НЕФТЕДОБЫВАЮЩЕЙ ОТРАСЛИ

А.С. Селиванов, Д.Ю. Черников, И.А. Шакалов, В.Н. Якушев

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

Рассмотрены стандарты транковой связи Tetra и McWill, а также способы их интеграции и совместной работы как единой системы.

Темпы совершенствования ресурсодобывающих отраслей промышленности могут существенно сдерживаться отсутствием или недостаточным развитием технологий связи и телекоммуникации на осваиваемой территории.

В работе рассматривается возможность расширения функционала систем подвижной радиосвязи, применяемых в настоящее время при разработке нефтегазовых месторождений на территории РФ.

Для организации подвижной профессиональной радиосвязи на объектах нефтегазовой отрасли наиболее распространен стандарт Tetra. Этот стандарт не отличается высокой функциональностью и приравнивается к стандарту второго поколения. Количество каналов на одну базовую станцию – не более 16, скорость передачи данных ограничивается – 691,2 кбит/с [1].

Своеобразной альтернативой стандарту Tetra может служить стандарт McWill, активно внедряемый на территории Красноярского края в качестве перспективной технологии подвижной, профессиональной радиосвязи. Он отличается более высокой функциональностью и приравнивается к стандарту четвертого поколения. Количество каналов на одну базовую станцию – не более 200, скорость передачи данных достигает до 15 Мбит/с [2].

Одной из наиболее очевидных возможностей расширения информационного взаимодействия отдельных подразделений в нефтегазовой отрасли может быть интеграция стандартов Tetra и McWill. Подобный подход позволяет организовать передачу информации от одной системы в другую с использованием интерфейсных каналов связи. Для интеграции голосовой связи используется транковый шлюз с поддержкой стандарта SIP, а также E1, базовая станция системы McWill поддерживает передачу голоса SIP-пакетами, в то время как система Tetra пакетами E1 [3].

Структурная схема интеграции стандартов изображена на рис. 1. Схема подразумевает стандартное существующее оборудование и соединение его по средствам информационных интерфейсов. Так, E1, SIP шлюз SMG-2016 предназначен для сопряжения ТфОП (E1) и VoIP сетей, а также для работы в качестве IP-АТС. В данной схеме служит в качестве передачи голосовых пакетов из системы Tetra в систему McWill и обратно, а также организации IP-телефонии с выходом в ТфОП предприятия.

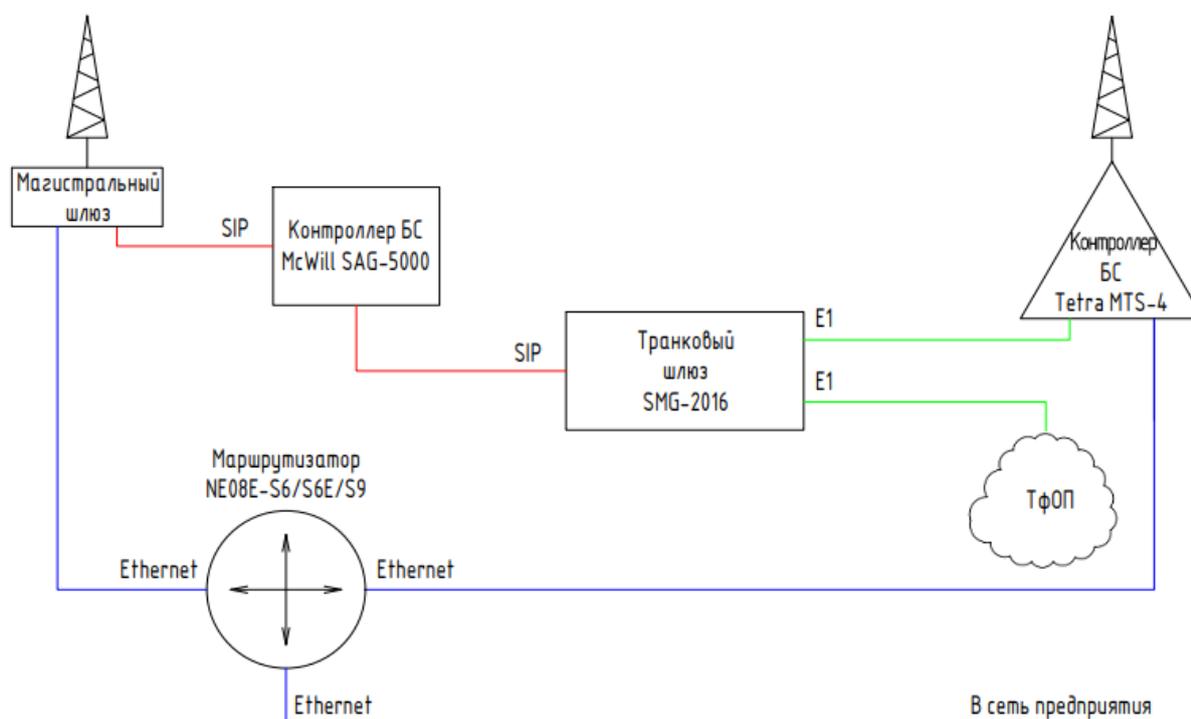


Рис. 1. Схема структурная организации интеграции стандартов *Tetra* и *McWill*

SAG-5000 используется в качестве контроллера базовой станции, в основном, отвечает за функции управления вызовами, управления соединением, маршрутизацией и биллинга, управлением мобильностью и логикой услуг и др., а также управлением в пакетной IP-сети для голосовых и мультимедийных услуг в реальном масштабе времени [4].

MTS-4 стандартная базовая станция стандарта Tetra, может обеспечить до четырех несущих Tetra и предоставлять до 16 логических каналов транковой связи [1].

Стандартный маршрутизатор NE08E на базе архитектуры SDN использует технологию жесткого IP-канала для обеспечения низкой задержки. Маршрутизатор выполняет роль шлюза данных от одной системы к другой.

Ожидаемый результат внедрения данной схемы повлечет положительное развитие подвижной транковой связи предприятия, ожидается

эффект суммирования систем. Увеличение числа каналов голосовой связи до 16 от стандарта Tetra и порядка 200 каналов связи от стандарта McWill, передача данных, организация АТС на базе SMG-2016 до 768 каналов VoIP-телефонии.

Значительно высокая скорость передачи данных стандарта McWill по сравнению со стандартом Tetra позволяет использовать систему для сбора информации с полевых устройств объектов и таких систем, как автоматизированные системы управления (АСУ), системы безопасности (видеонаблюдение, охранная сигнализация, пожарная сигнализация, системы контроля и управления доступом).

Результат расчета зоны покрытия базовой станции на одной и той же местности дал положительный результат, несмотря на то, что мощность передатчика антенн стандарта McWill составляет порядка 3 Вт, а стандарта Tetra – 25 Вт [4]. Зоны покрытия стандартов с использованием приведенных мощностей представлены на рис. 2.

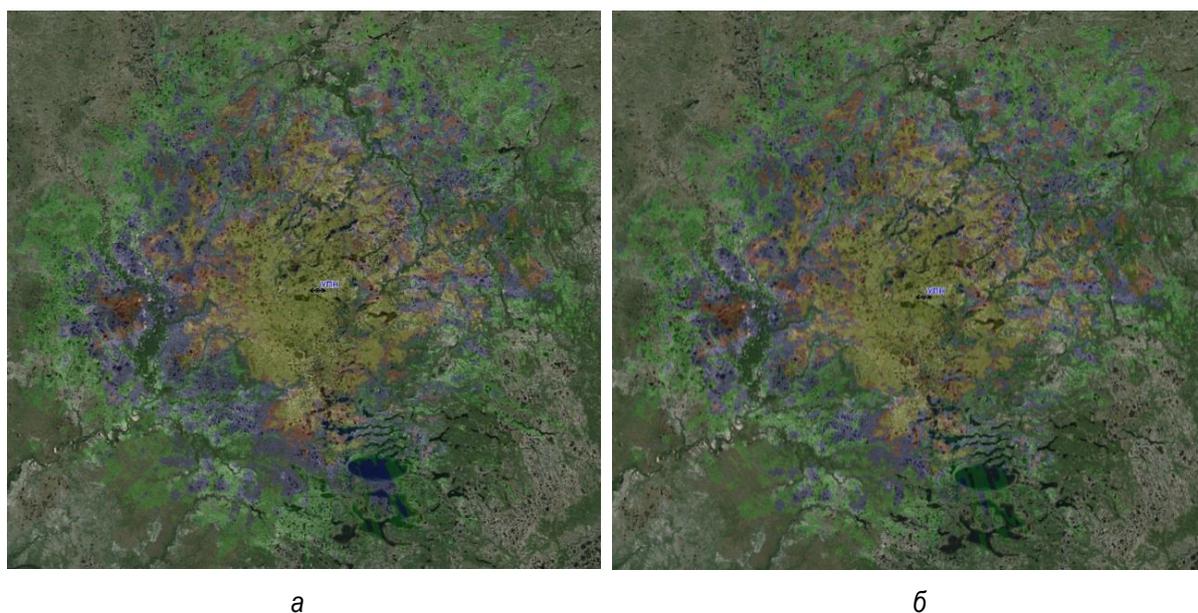


Рис. 2. Зоны покрытия базовой станции: а – стандарт Tetra с использованием передатчика мощностью 25 Вт, б – стандарт McWill с использованием передатчика мощностью 3 Вт

Результат представленного расчета показывает, что зона покрытия стандартов значительно не ухудшается при располагаемых мощностях передатчиков. Расчет выполнен при подвесе антенн на высоте 80 м с использованием программного обеспечения RadioPlaner [5]. Данная система рекомендуется к испытанию и дальнейшему применению по итогам положительных испытаний.

Список литературы

1. MotorolaSolutions, 2009: DIMETRAIP СТАНДАРТА ТЕТРА. URL: https://www.motorolasolutions.com/ru_ru/products/dimetra-tetra/discontinued/dimetra-ip.html [дата обращения: 13.04.2020].
2. BeijingXinweiTelecomTechnologyCo. Ltd Система мобильного широкополосного доступа McWILL // НИРИТ. 2011. 35 с.
3. Туров А. В., Девлишов А. Г., Черников Д. Ю. Использование оборудования широкополосного радиодоступа NG-1 в составе мультисервисных систем связи // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2017): сб. докл. IV Междунар. науч.-техн. конф. Омск, 2017. С. 339–347.
4. Хицунов Д. И., Черников Д. Ю. Формирование оценки качества радиопокрытия систем радиосвязи с использованием абонентского оборудования // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. тр. XX Всеросс. науч.-техн. информации. Красноярск, 2017. С. 680–684.
5. Стукалов Р. В., Черников Д. Ю., Тарбазанов К. В. Визуализация измерений качества радиопокрытия в зонах обслуживания абонентов широкополосного радиодоступа // Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: материалы 19-й Междунар. науч.-практ. конф. Новочеркасск, 2018. С. 174–178.

СПОСОБЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ БЕСКОНТАКТНЫХ СМАРТ-КАРТ С ПРОЦЕССИНГОВЫМ ЦЕНТРОМ В РЕЖИМЕ ONLINE

П.А. Долгий, М.С. Костерев, Д.Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: geimer89@mail.ru
E-mail: aspirationlevel_5@mail.ru

Произведено сравнение двух подходов к совершению операций по считыванию и передаче информации со смарт-карты в процессинговый центр. Указаны недостатки существующего метода проведения транзакции в режиме реального времени и предложен способ, в котором эти недостатки устранены и есть дополнительный потенциал.

В настоящее время во всей России, а в частности и у нас в Красноярске, активно используются карты доступа в различных сферах жизни, таких как общественный и частный транспорт, муниципальные предприятия и др. Смарт-карты считаются очень удобными в использовании, при этом они могут нести в себе различного рода информацию. Далее проанализируем работу карт в общественном транспорте, где их используют в роли проездных билетов и на которых хранится информация об остатках денежных средств. Будет подчеркнута важность в режиме реального времени изменять баланс карты, а также представлена оценка двух возможных подходов реализации данного процесса.

Оплата проезда с помощью бесконтактной смарт-карты, в блоках памяти которой хранится определенная информация о балансе, уже не является чем-то принципиально новым. Данный метод повсеместно внедрен в подавляющем большинстве городов нашей страны. Следующей ступенью данного способа является возможность оплаты напрямую с банковской карты пассажира при наличии на ней либо на смартфоне бесконтактного чипа технологии NFC. Однако до полного внедрения данного этапа и замещения текущего способа оплаты пройдет немало времени, поэтому сейчас будет целесообразно проанализировать и дать оценку текущим способам проведения транзакции.

Стоит упомянуть, что существует способ реализации считывания информации со смарт-карт в оффлайн режиме, т.е. информация о проведенных транзакциях поступает на сервер только в конце смены, при подключении валидатора к сетевому оборудованию с последующей выгрузкой информации в процессинговый центр. Данный метод имеет огромный минус, который заключается в том, что на момент совершения операции в транспортном средстве центр не может дать ответ, есть ли на

данной конкретной карте баланс, позволяющий произвести списание и совершить пассажиру поездку, тем самым открывается возможность проезда бесплатно для тех, кто к этому стремится. Исходя из вышеописанного все транспортные предприятия стараются максимально отказаться от оффлайн метода осуществления взаимодействия со смарт-картами, и на данный момент он практически нигде не применяется.

Технология проведения транзакции со смарт-карты в режиме реального времени требует выполнения ряда условий, таких как:

- наличие отказоустойчивого канала передачи данных;
- малое время задержки обработки сигнала;
- непрерывность;
- скорость передачи не менее 1 Мбит/с.

Есть различные технологии, которые удовлетворяют данным требованиям: LTE, McWILL, WiMAX, и активно развивающаяся технология 5G. Последняя, в свою очередь после полноценного внедрения во все отрасли нашей жизни, затронув и общественный транспорт, может попросту изменить представление о проведении оплаты поездок в нем. Как устарели бумажные билеты, так произойдет устаревание технологии бесконтактных смарт-карт. Но сейчас не об этом, на данном этапе развития существует два способа передачи данных в режиме реального времени – текущий и альтернативный. Сначала рассмотрим текущий подход, транспортные компании используют в большинстве случаев именно его (рис. 1).

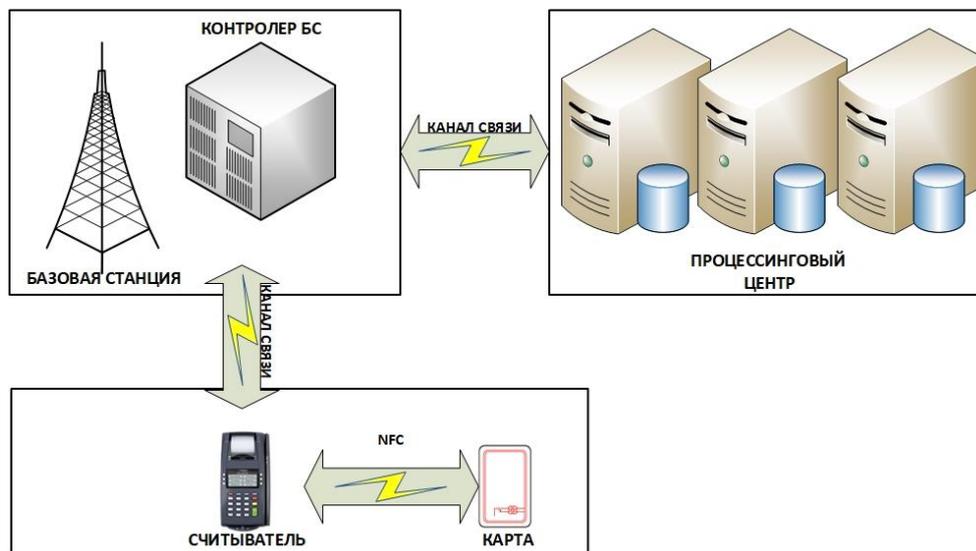


Рис. 1. Схема текущего подхода передачи данных в режиме реального времени

В данном случае считыватель читает информацию о балансе с карты и напрямую начинает передавать ее через базовые станции в процессинговый центр. При использовании такого подхода валидатор, помимо

способности считывать информацию с различных типов карт, должен еще обладать в своем наборе функций одной из перечисленных выше систем передачи данных в режиме реального времени [1].

Считыватель у нас является портативным устройством, а значит, работает от аккумуляторной батареи, заряда которой должно хватать как минимум на полноценный день работы во избежание различного рода неудобств.

Вместе с тем в современных реалиях сложно добиться идеальной зоны покрытия той или иной технологии по всей территории и всем маршрутам следования общественного транспорта, плюсом сюда можно отнести различные факторы, которые могут влиять на качество сигнала. В таких условиях приемопередающее устройство, находящееся внутри считывателя, начинает потреблять максимум возможной мощности с целью наладить качественный канал передачи данных, который удовлетворяет всем описанным выше требованиям. Здесь сталкиваемся с тем, что валидатор начинает крайне быстро расходовать заряд аккумулятора, что приводит к его полному разряду. Впоследствии на маршрутах, где это произошло, в различные временные отрезки дня может не оказаться возможности воспользоваться смарт-картой для оплаты поездки.

Из данной ситуации есть два возможных выхода. Первый связан с тем, чтобы увеличить внутреннюю емкость аккумуляторной батареи, тем самым увеличив время работы считывателя, однако в угоду времени работы он потеряет в портативности и удобстве использования. Есть второй способ решения данного вопроса, он связан с изменением подхода к передаче информации о транзакции. Разберем его подробнее. На рис. 2 представлена измененная схема последовательности передачи информации.

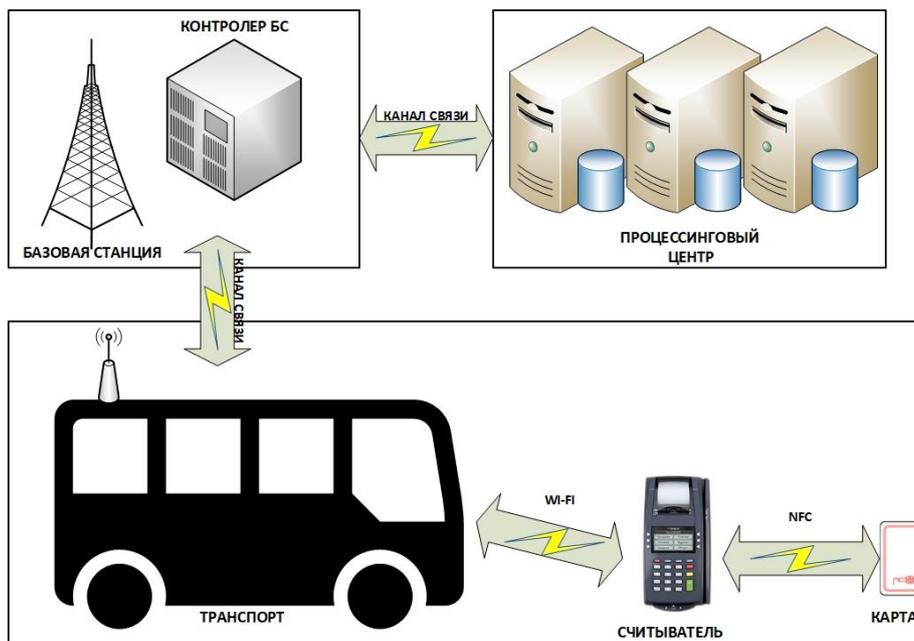


Рис. 2. Схема альтернативного подхода передачи данных в режиме реального времени

В данном способе передачи информации с бесконтактной смарт-карты в режиме реального времени появляется дополнительное звено – транспортное средство, внутри которого оборудована точка доступа Wi-Fi. Считыватель, после прочтения информации с карты сразу направляет ее в информационную систему транспортного средства. Далее эта же система, используя уже другую технологию передачи данных, например LTE, передает информацию через базовую станцию в процессинговый центр. Технология Wi-Fi крайне энергоэффективная, и считыватель, находясь постоянно в зоне уверенного приема сигнала, не будет тратить лишние ресурсы аккумулятора на попытки улучшения связи. Вместе с тем использование внутри транспортного средства такой информационной системы открывает новые возможности по ее применению, однако их не целесообразно рассматривать в данных условиях. Также отдельно хочется заострить внимание на том, что второй подход полностью удовлетворяет требованиям о технологии проведения транзакций в режиме реального времени.

Список литературы

1. Мещерин М. В., Попов М. А., Черников Д. Ю. Диагностика и контроль работоспособности бесконтактных смарт-карт в распределительных системах // Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: материалы 19-й Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск (27–28 фев. 2018 г.). Новочеркасск: Лик, 2018. С. 302–308.

СПОСОБЫ ПОДДЕРЖАНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ NS-2 ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЕКТОВ ТЕЛЕМЕДИЦИНЫ

М.К. Зеленская, В.С. Иванова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: vee.96@mail.ru

Телемедицина является способом реализации стратегии всеобщего охвата медицинской помощи. Это направление медицины предполагает использование телекоммуникационных и виртуальных технологий с целью оказания медицинской помощи вне медицинских учреждений. Реализация проектов сети телемедицины осложнена рядом факторов, одним из которых является поддержание качества обслуживания на регламентированном уровне. Растет сегмент задач, которые требуют работы с сетевой инфраструктурой в режиме реального времени. В статье представлены способы поддержания качества обслуживания имитационной модели дифференцированного обслуживания при помощи инструмента NSDH симулятора NS-2. В связи с этим актуальной задачей является моделирование и исследование сетей с целью поддержать определенные параметры сети.

В рамках политики Всемирной организации здравоохранения в области телемедицины было утверждено следующее определение: «Телемедицина – это предоставление услуг здравоохранения в условиях, когда расстояние является критическим фактором, работником здравоохранения, использующим информационно-коммуникационные технологии для обмена необходимой информацией в целях диагностики, лечения и профилактики заболеваний и травм, проведения исследований и оценок, а также для непрерывного образования медицинских работников в интересах улучшения здоровья населения и развития местных сообществ».

Согласно ВОЗ услуги телемедицины делятся на три типа:

- телеконсультация – это услуга, представляющая собой процесс обсуждения конкретного клинического случая между пациентом и врачом или между врачом и врачом, с целью оказания медицинской помощи;
- телемониторинг – это услуга, представляющая собой процесс удаленного измерения показателей функционального состояния пациента;
- телеобучение – это услуга, представляющая собой процесс обучение с использованием современных информационно-коммуникационных технологий, которая позволяет проводить обучение или повышение квалификации медицинского персонала без отрыва от места работы, дистанционно.

При проектировании сети телемедицины необходимо принимать во внимание характеристики медицинских данных, такие как средний объем данных, тип трафика, в каких режимах и какие показатели качества необходимо обеспечить. Отдельно необходимо рассматривать передачу потокового видео. Это связано с тем, что невозможно заранее определить, какой объем данных будет передан в процессе проведения видеоконференций (ВКС). Современное медицинское оборудование передают изображение в формате 3D, для которого требуется поддержка качества 4K. Для телемедицинских ВКС также важна возможность многосторонней голосовой связи без потери качества сигнала. Требования к каналу передачи данных, в случае ВКС, определяются форматом видео, которое будет передаваться. Сегодня в основном используют ВКС трех уровней качества: стандартного (SD) 10 Мбит/с, высокого (HD) 20 Мбит/с и ультравысокого (UHD) 100 Мбит/с.

Преимущества и перспективы развития сетей телемедицины неоспоримы, однако при реализации таких проектов возникает ряд сложностей, наиболее значимыми из которых является обеспечение качества обслуживания [1]. В табл. 1 представлены данные об уровне чувствительности трафика.

Таблица 1

Уровень чувствительности к сетевым характеристикам

Тип трафика	Уровень чувствительности к сетевым характеристикам			
	Полоса пропускания	Потери	Задержка	Джиттер
Голос	Очень низкий	Средний	Высокий	Высокий
Электронная коммерция	Низкий	Высокий	Высокий	Низкий
Транзакции	Низкий	Высокий	Высокий	Низкий
Электронная почта	Низкий	Высокий	Низкий	Низкий
Telnet	Низкий	Высокий	Средний	Низкий
Поиск в сети "от случая к случаю"	Низкий	Средний	Средний	Низкий
Постоянный поиск в сети	Средний	Высокий	Высокий	Низкий
Пересылка файлов	Высокий	Средний	Низкий	Низкий
Видеоконференция	Высокий	Средний	Высокий	Высокий
Мультикастинг	Высокий	Высокий	Высокий	Высокий

Поскольку Интернет и его инфраструктуры играют важную роль в успехе в области управляемого здравоохранения, не рекомендуется запускать некоторые критически важные приложения, такие как высококачественные аудио и видео, используемые в телемедицине, без надлежащего качества обслуживания (QoS), встроенного в сеть.

Качество обслуживания QoS (Quality of Service) – это способность сети обеспечивать необходимые условия при передаче трафика по средствам указания приоритетов обслуживания разным типам трафика. Тех-

нология QoS гарантирует пропуск в полном объеме определенному виду трафика в заданных технологических рамках. Основная задача QoS заключается в обеспечении гарантированной передачи определенных пакетов данных незаметно для пользователя. В методах обеспечения качества обслуживания используются различные механизмы, направленные на снижение негативных последствий пребывания пакетов в очередях с сохранением в то же время положительной роли очередей [2].

Качество обслуживания использует несколько основных параметров передачи данных:

- скорость передачи данных (Bitrate) – это величина, указывающая предельную минимальную ширину канала для передачи данных;
- пропускная способность (Bandwidth) – это наибольшая возможная в данном канале скорость передачи информации;
- задержка в процессе отправки/приема пакета данных (Delay) – описывает величину возможной задержки передачи пакета в сети;
- число потерянных пакетов (Packet loss) – количество пакетов, которые были утеряны в процессе их отправки/получения;
- дрожание (Jitter) – описывает диапазон возможных задержек при передаче пакета в сети.

Технология качества обслуживания обеспечивается различными сервисными моделями:

1. Best Effort Service – негарантированная доставка пакетов. Подразумевает обычное увеличение ширины канала. В процессе не используются какие-либо отдельные классы трафика и не выделяются никакие каналы под этот трафик. Негарантированная доставка – это абсолютное отсутствие механизмов QoS. При использовании этого механизма все категории трафика равны, никакому не отдается предпочтение. Соответственно, нет гарантий ни задержки или джиттера, ни полосы. Реализации Best Effort используется по умолчанию. Это простой в понимании и доступный в производстве способ, QoS в этом случае не поддается никакой настройке. Эта технология находит применение в сетях с высокой пропускной способностью, где отсутствуют перегрузки и всплески.

2. Integrated Service – интегрированный сервис. Обеспечивает лучший сервис сети, гарантируя определенную ширину канала передачи данных. Использует протокол RSVP (Resource ReSerVation Protocol), обеспечивающий соблюдение требований ко всем узлам инфраструктуры. Заблаговременное резервирование ресурсов для потока на всем протяжении от источника до получателя. Архитектура Integrated Services (IntServ) и реализующая эту архитектуру интегрированная служба включает ряд механизмов, которые дают требуемый уровень QoS при передаче пакетов определенных двухточечных или групповых сетевых соеди-

нений или микропотоков (совокупность пакетов с зафиксированными значениями IP-адресов отправителя, получателя и номерами соответствующих портов) для всего пути, по которому передается информация. Термином *Integrated Services* обозначается модель работы сети Интернет, которая включает в себя *best effort*, службу обеспечения пересылки пакетов с гарантированным соблюдением заданных параметров передачи и службу доставки, управляющую распределением пропускной способности каналов. От маршрутизаторов требуется хранение информации об активных потоках. Механизм данной архитектуры выражает стремление в одной сети одновременно предоставлять услуги для сетевых трафиков реального и отложенного во времени, при этом дает приоритетное право трафикам реального времени на использование ресурсов через резервирование полосы с возможностью переиспользования полосы.

3. *Differentiated Service* – дифференцированный сервис [3]. Это QoS, организованный путем распределения сетевых ресурсов и определения классов с ограничениями на границе сети, которые комбинируются для оказания необходимых услуг. *Differentiated Services (DiffServ)* является масштабируемой архитектурой, предназначенной для организации дифференцированного обслуживания нескольких агрегированных информационных потоков. Дифференцированный уровень обслуживания прослеживается в таких терминах, как относительные приоритеты одних служб по отношению к другим, и таких параметрах, как пропускная способность, допустимая величина задержки и потеря пакетов. Архитектура *DiffServ* характеризуется существованием связанных областями сети, стоящих рядом *DiffServ*-доменов. В пределах каждой области происходит предоставление определенного множества служб передачи пакетов, обеспечивающих соответствие параметров передачи тому или иному набору требований, которые называются классами обслуживания. Пограничные условия каждого трафика, поступающего в *DiffServ*-домен, определяют его класс обслуживания. Чаще всего классификация происходит после анализирования заголовка пакета, затем каждому пакету присваивается номер в соответствии с его классом обслуживания. Такой номер класса обслуживания называется *DiffServ CodePoint (DSCP)*. Выбранное значение *DSCP* записывается в заголовок IP-пакета, для чего используются 6 бит поля дифференцированной услуги (*DS*), которое входит в байт типа обслуживания (*Type of Service – ToS*) из заголовка пакета *Internet Protocol (IP) Version 4* или байт класса трафика (*Traffic Class*) пакета *IP Version 6*. В пределах *DiffServ* домена устанавливается набор требований, которым должен соответствовать входящий трафик. После проверки требований происходит функция выравнивания трафика либо функция отбрасывания пакетов. Функция выравнивания трафика (*traffic*

shaping) осуществляет задержку пакетов путем их буферизации с целью удовлетворения параметров заданного профиля. Функция отбрасывания пакетов или функция ограничения трафика (traffic policing) осуществляет отбрасывание всех пакетов, удовлетворяющих параметрам заданного профиля трафика. DiffServ-домен может гарантировать передачу информации с заданной задержкой только при условии, что интенсивность поступления информации не будет превышать некоторое пороговое значение, так как в противном случае ухудшатся параметры пересылки пакетов всех информационных потоков, а не только того, интенсивность которого превысила пороговое значение. Внутренние маршрутизаторы DiffServ-домена обрабатывают значение DSCP, записанное в поле DS заголовка пакета, и в соответствии с его конкретным значением пересылают пакет следующему маршрутизатору, обеспечивая при этом соблюдение того или иного набора характеристик. Набор таких характеристик, обеспечиваемых на участке передачи между двумя соседними маршрутизаторами, называется Per-Hop Behavior (PHB-политика). Каждый узел по пути трафика самостоятельно принимает решение о том, как вести себя относительно пришедшего пакета на основе его заголовков. Модель поведения определяется набором инструментов и их параметров. В первую очередь определяется, к какому классу сервиса относится трафик. Это называется классификация (Classification). После классификации происходит измерение (Metering), определяющее сколько битов/байтов трафика данного класса пришло на маршрутизатор. На основе результатов пакеты могут окрашиваться (Coloring) в зеленый (в рамках установленного лимита), в желтый (вне лимита), в красный (далеко за пределами установленного лимита). Далее определяется назначение действий к пакетам на основе их цвета (Policing). После этого пакет должен попасть в одну из очередей (Queuing) или быть отброшенным (Dropper), если очередь заполнена. Для каждого класса сервиса выделена отдельная очередь, что и позволяет их дифференцировать, применяя разные PHB. Условно, вероятность отбрасывания зависит от цвета пакета и наполненности очереди, куда он собирается попасть. Потом пакеты уже выходят на интерфейс, где происходит преобразование пакетов в поток битов (Serialization) и далее отправление адресату.

Архитектура DiffServ позволяет организовать внутри DiffServ-домена несколько виртуальных служб передачи информации, которые будут выполнять пересылку потоков данных, обеспечивая при этом максимально возможное соответствие параметров передачи соответствующим классам обслуживания (но не гарантируя полного соответствия).

Используя симулятор Network Simulator 2 (NS-2), с помощью которого можно описать топологию сети, конфигурацию источников и при-

емников трафика, параметры соединений, реализуем телекоммуникационную сеть (рис. 1).

Инструмент NSDH, разработанный в симуляторе NS-2, значительно упрощает реализацию моделирования типов DiffServ и позволяет оптимизировать параметры очереди. Настройка симуляции с использованием графического интерфейса значительно удобнее, чем написание отскриптов. Следовательно, конфигурация симуляции сохраняется в виде файла XML, в котором легко редактировать конфигурацию, используя внешние текстовые инструменты, если это необходимо. Результаты моделирования отображаются в виде графиков, что позволяет лучше визуализировать происходящие явления в моделируемых сетях.

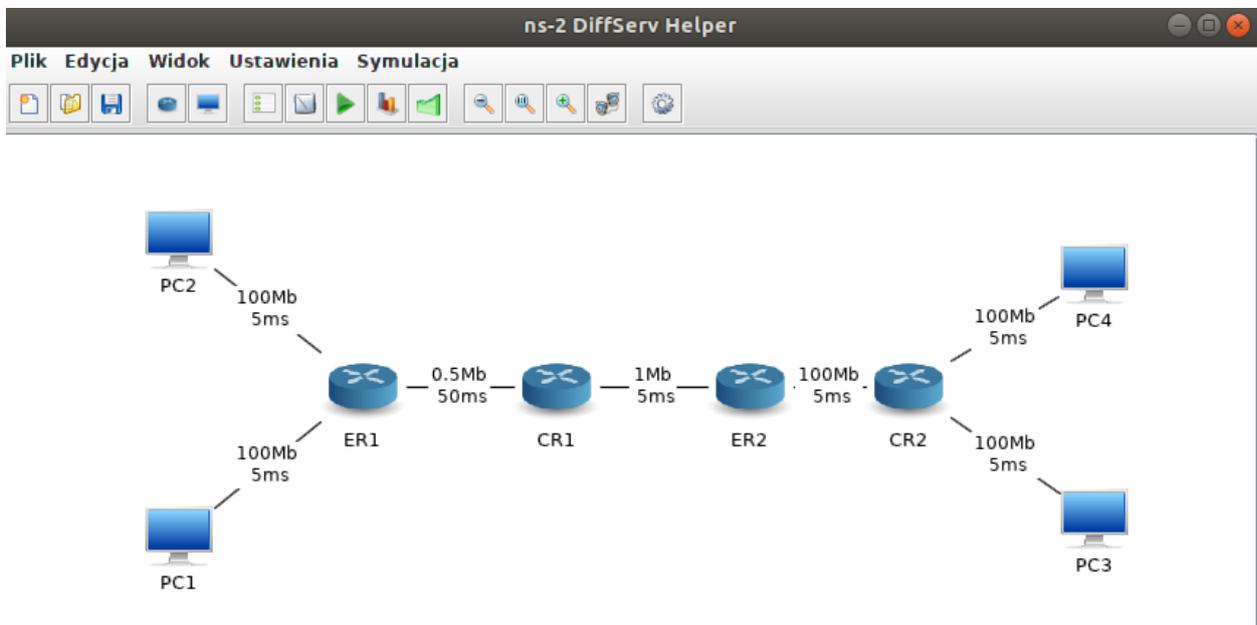


Рис. 1. Структура сети с поддержкой DiffServ в NS-2 с помощью инструмента NSDH

Результаты генерируются для каждого соединения сервер-клиент:

- средняя пропускная способность [кбит/с],
- средняя изменчивость пакета (джиттер) [мс],
- средняя задержка [мс],
- коэффициент потери пакетов.

В нижней части окна находится график, показывающий пропускную способность, задержку или изменчивость задержки во времени в зависимости от выбранной опции из списка.

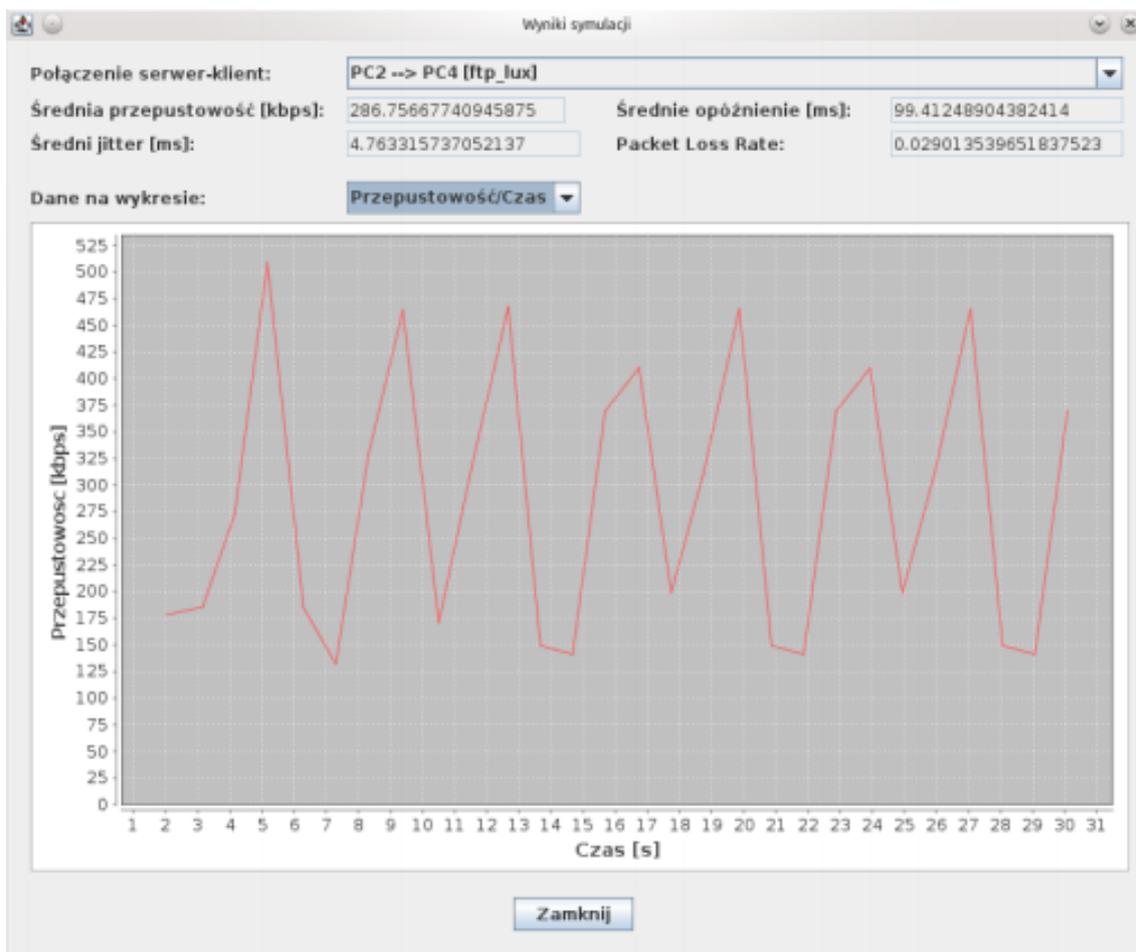


Рис. 2. Результаты моделирования в NS-2 с NSDH

Исходя из изложенного выше материала, можно сделать вывод о том, что моделирование необходимо проводить с целью определения параметров качества обслуживания. По результатам исследования в среде NS-2 (рис. 2) наглядно видно, что архитектура дифференцированных услуг (DiffServ) с использованием инструмента NSDH позволяет упростить реализацию моделирования, поэтому их использование в проектах телемедицины целесообразно.

Список литературы

1. Кох Р., Яновский ГГ. Эволюция и конвергенция в электросвязи. М.: Радио и связь, 2001.
2. S. Blake et al. Architecture for Differentiated Services // RFC-2475. 1998.
3. Кучерявый Е. А. Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет. СПб.: Наука и техника, 2004.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ В ТЕХНОЛОГИИ 5G-NR И ПРОТОКОЛЕ SIP

В.М. Дроньк¹, Р.М. Сукнева², Д.Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

¹E-mail: dr_vasili@mail.ru

²E-mail: sukneva96@inbox.ru

Проведен сравнительный анализ установления соединения абонентов в технологии 5G-NR в режиме двойного подключения EN-DC (E-UTRAN New Radio - Dual Connectivity) и в протоколе установления соединения (SIP – Session Initiation Protocol) с участием прокси-сервера.

Появление технологии 5G позволяет существенно увеличить пропускную способность и скорость каналов, уменьшить задержки сигналов. Для того чтобы у пользователей не сложилось плохое впечатление от технологии, переход от традиционных сетей 4G к сетям 5G должен происходить плавно, с использованием технологии 5G-NR (New Radio). Как же будет устанавливаться соединение для обычных пользователей с базовой станцией 5G-NR? Установление соединения в технологии 5G-NR очень схоже с протоколом установления соединения SIP с участием прокси-сервера.

Для начала рассмотрим протокол SIP (рис. 1). Вызывающий пользователь передает запрос INVITE (1) на адрес прокси-сервера и порт 5060, используемый по умолчанию [1]. Пользователь в своем запросе указывает известный ему адрес вызываемого пользователя. Прокси-сервер запрашивает текущий адрес вызываемого пользователя у сервера определения местоположения (2). Сервер определения местоположения сообщает ему адрес (3). После этого прокси-сервер отправляет запрос INVITE напрямую вызываемому оборудованию (4). В этом запросе находятся данные о функциональных возможностях вызывающего терминала, но при этом в данный запрос добавляется поле Via с адресом прокси-сервера для того, чтобы ответы на обратном пути шли через него. После того как вызываемое оборудование обработало запрос, оно сообщает своему пользователю о входящем вызове, а встречной стороне передает ответ 180 Ringing (5), копируя в него из запроса поля To, From, Call-ID, CSeq и Via. После приема вызова пользователем встречной стороне передается сообщение 200 OK (6), в котором содержится информация о функциональных возможностях вызываемого терминала в формате протокола SDP. Терминал вызывающего пользователя подтверждает

прием ответа запросом АСК (7). После этого фаза установления соединения закончена и начинается разговорная фаза.

По завершении разговорной фазы одной из сторон передается запрос ВУЕ (8), который подтверждается ответом 200 ОК (9).

Все сообщения проходят через прокси-сервер, который может модифицировать в них некоторые поля.

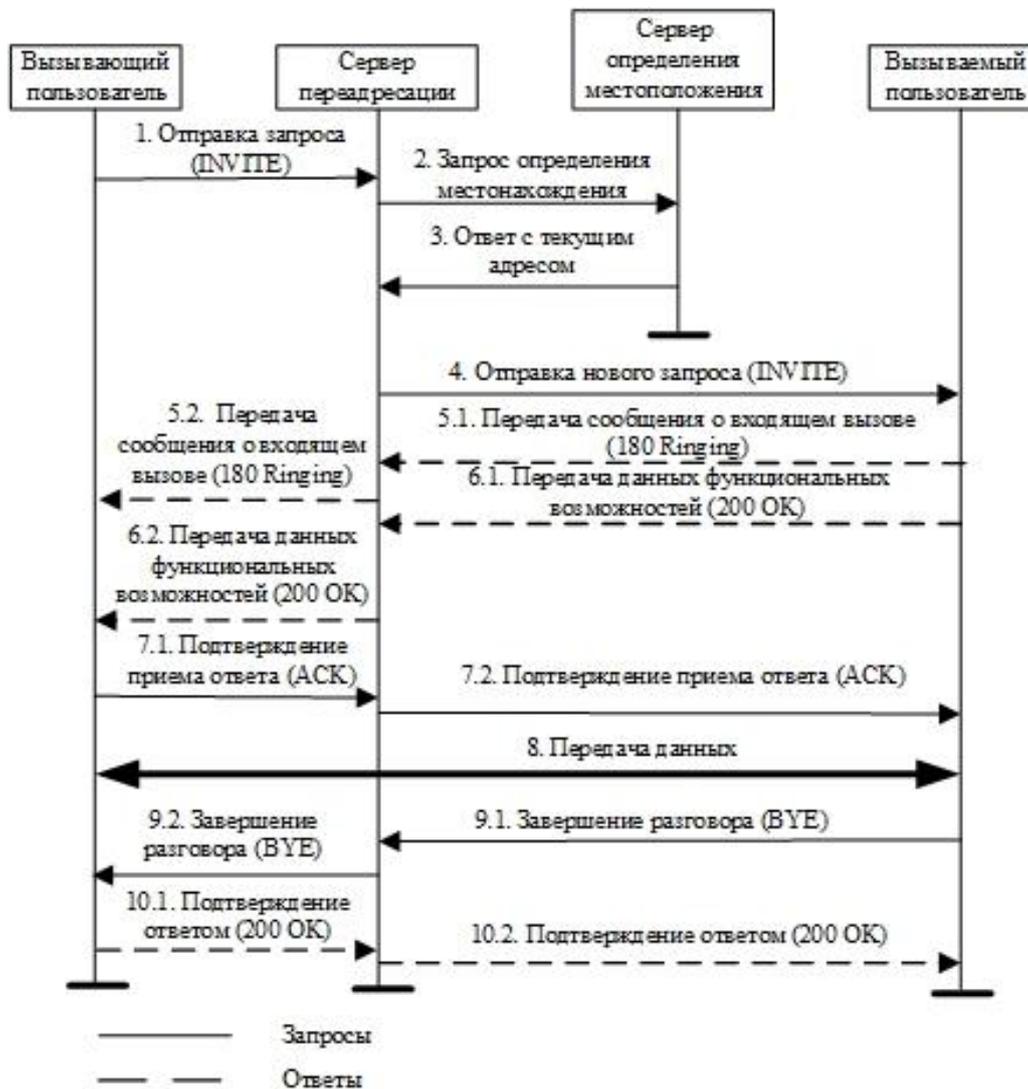


Рис. 1. Установление соединения в протоколе SIP с участием прокси-сервера

Рассмотрим концепцию установления соединения в технологии 5G-NR (рис. 2). В данной концепции используется технология двойного подключения EN-DC (E-UTRAN New Radio - Dual Connectivity). Это технология, специфицированная 3GPP и позволяющая внедрять локальные сервисы 5G в глобальные сети 4G-LTE [2]. Пользовательские терминалы, поддерживающие режим EN-DC, могут одновременно подклю-

чаться к LTE eNB и 5G-NR gNB. Такой подход позволяет сотовым операторам на первом этапе разворачивать услуги 5G в высоконагруженных зонах без затрат на строительство полноценного ядра сети 5G Core.

Установление соединения в данной технологии можно разделить на четыре этапа, подробно рассмотрим каждый из этапов.

Этап 1. Подключение абонента к сети 4G-LTE. Пользовательский терминал (UE) инициирует новую сессию с сетью 4G-LTE, используя случайным образом выбранную преамбулу (1). Базовая станция (БС) отвечает на эту преамбулу, выделяя при этом пользовательскому терминалу ресурс физического канала PUSCH и временный идентификатор пользователя (2). UE создает запрос установления RRC-соединения в рамках сообщения процедуры случайного доступа (3). Базовая станция посылает команду установки RRC (4). UE сигнализирует об успешном завершении процедуры установления RRC-соединения (5). Базовая станция LTE отправляет запрос на регистрацию в сети на узел управления мобильностью (ММЕ) (6). Происходит выполнение процедуры взаимной аутентификации, инициируемой узлом ММЕ (7). Активируются механизмы безопасности на уровне NAS-сигнализации (между UE и ММЕ). С данного момента в отношении всех NAS-сообщений будут выполняться функции шифрования и контроля целостности. Узел ММЕ генерирует в сторону MN-eNB запрос S1AP на установление начального UE-контекста, включающий в себя NAS-подтверждение завершения процедуры регистрации пользовательского терминала в сети, а также NAS-запрос на активацию дефолтного виртуального канала (9). Базовая станция LTE запрашивает у пользовательского терминала его функциональные возможности (10). Активируются механизмы безопасности на уровне RRC-сигнализации (между UE и MN-eNB) (11). С данного момента в отношении всех RRC-сообщений выполняются функции шифрования и контроля целостности. Происходит реконфигурация RRC-соединения и создание виртуального сигнального канала SRB2, а также виртуального трафикового канала DRB (12). БС LTE подтверждает узлу ММЕ выполнение полученного на шаге 9 запроса на установление начального UE-контекста (13). UE сигнализирует узлу ММЕ о завершении регистрации в сети и активацию дефолтного виртуального канала (14). Узел ММЕ создает на обслуживающем шлюзе (SGW) виртуальный канал с идентификатором GTP туннеля TEID для передачи пользовательского трафика (15).

Этап 2. Реконфигурация RRC-соединения и добавление вторичной 5G-NR базовой станции. Пользовательский терминал проводит измерения на сетях 4G-LTE и 5G-NR, передавая отчеты о результатах измерений подключенной базовой станции MN-eNB сети 4G-LTE (16).

БС LTE, к которой подключен UE, выполняет проверку требований к пропускной способности со стороны UE, а также наличие радиопокрытия и качество радиосигнала сети 5G-NR в точке нахождения пользователя и принимает решение добавить базовую станцию SN-gNB в качестве вторичного узла (17). БС LTE направляет запрос на активацию вторичного узла к БС 5G-NR (18). Запрос содержит конфигурацию RRC-соединения, конфигурацию виртуального радиоканала, функциональные возможности пользовательского терминала и параметры безопасности. Происходит назначение радиоресурсов на БС сети 5G-NR (19). БС 5G отвечает на запрос активации вторичного узла (20). Отклик содержит информацию о назначенных пользовательскому терминалу ресурсов в сети 5G. Происходит реконфигурация RRC соединения, включая создание виртуального сигнального радиоканала SRB3 и модификацию виртуального радиоканала передачи данных DRB (21). БС LTE информирует БС 5G-NR о завершении реконфигурации (22). БС LTE информирует БС 5G-NR о значении счетчиков протокола PDCP всех виртуальных каналов, переключаемых из 4G-LTE в 5G-NR (PDCP SN, HFN) (23). С этого момента устанавливается следующий путь передачи нисходящего трафика в направлении пользовательского терминала (UE): обслуживающий шлюз SGW передает пакеты данных на первичную БС сети 4G-LTE (MN-eNB); MN-eNB транслирует их вторичной базовой станции сети 5G-NR (SN-gNB); SN-gNB осуществляет буферизацию полученных пакетов данных, так как пользовательским терминалом еще не установлено соединение с сетью 5G-NR (24).

Этап 3. Процедура переключения пути. БС LTE информирует узел MME о переключении виртуальных каналов пользовательского трафика (DRB) с сети 4G-LTE на сеть 5G-NR (25). MME модифицирует контексты виртуальных каналов пользовательского трафика на шлюзе SGW и переключает трафик с БС 4G-LTE на БС 5G-NR (26). SGW информирует MN-eNB о завершении передачи данных через сеть 4G-LTE. Последующие пакеты данных будут транслироваться через SN-gNB сети 5G-NR (27). Узел MME подтверждает MN-eNB сети 4G-LTE о получении и обработке индикации переключения виртуальных каналов пользовательского трафика (DRB) с сети 4G-LTE на сеть 5G-NR (28). С этого момента устанавливается передача нисходящего трафика в направлении пользовательского терминала (UE) от шлюза SGW напрямую на вторичную базовую станцию сети 5G-NR (29).

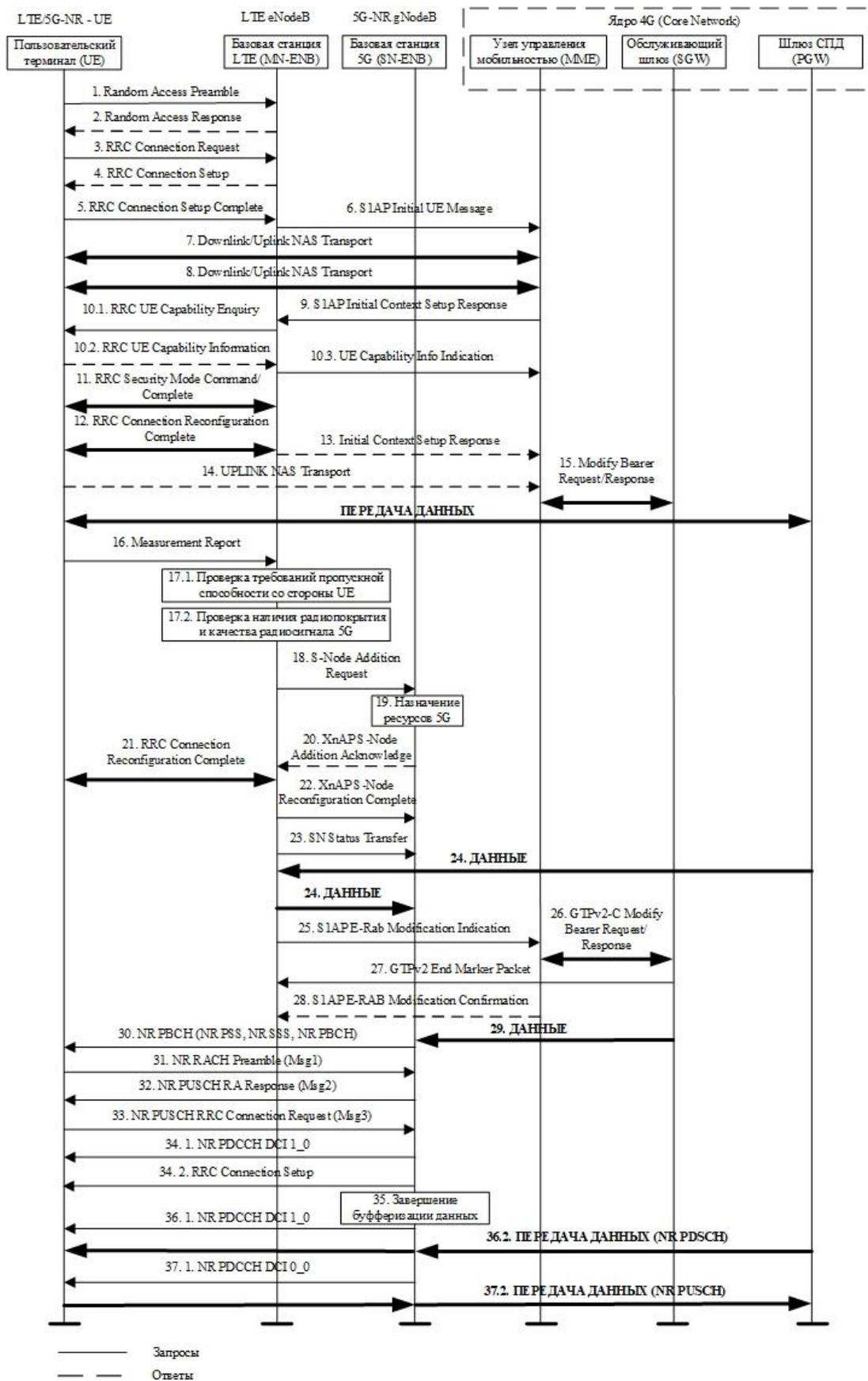


Рис. 2. Установление соединения в технологии 5G-NR

Этап 4. Присоединение абонента к сети 5G-NR. Терминал UE обнаруживает сигналы первичной и вторичной синхронизации сети 5G-NR, осуществляет синхронизацию с сетью радиодоступа и детектирование широкополосного канала NR PBCH (30). UE инициирует non-contention (т.е. без возможности коллизии) процедуру случайного доступа в сеть 5G-NR (31). Вторичная базовая станция сети 5G-NR направляет UE ответ на полученный запрос случайного доступа, содержащий выделенный ресурс восходящего канала для передачи сообщения (32). UE направляет сообщение msg3, содержащее запрос установления RRC-соединения (33). SN-gNB через физический канал PDCCH назначает ресурс в нисходящей линии связи (DCI 1_0) и передает в рамках назначенного ресурса сообщение конфигурации RRC-соединения (34). SN-gNB останавливает буферизацию пакетов данных, начатую на шаге 24, и начинает передавать данные пользовательскому терминалу (шаг 36) и принимать данные от пользовательского терминала (шаг 37) в рамках установленного соединения с сетью 5G-NR.

Таким образом, проведя сравнительный анализ установления соединения каждого из протоколов по отдельности можно сказать, что они имеют общий принцип работы. В 5G-NR абонент сначала обращается к базовой станции, а в протоколе SIP к прокси-серверу. Далее от базовой станции LTE или прокси-сервера отправляется запрос с определением местоположения к узлу управления мобильностью в 5G-NR или к серверу определения местоположения в SIP. Получив запрос, они генерируют ответ с текущим адресом вызываемого абонента и отправляют его обратно. Получив ответ, БС LTE или прокси-сервер пытаются установить соединение с вызываемым абонентом, но при этом при вызове в протоколе 5G-NR, абонент сначала переходит на базовую станцию 5G, при условии, что радиоканал доступен, а потом только соединяется с абонентом.

Список литературы

1. Б.С. Гольдштейн, А.В. Пинчук, А.Л. Суховицкий. IP-телефония. М.: Радио и связь, 2001.
2. Подключение терминала к сети 5G (режим EN-DC). URL: https://itechinfo.ru/content/lte-5g_en-dc

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

В.А. Киселев, Л.А. Клизубова, Д.Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: grobenkrieger@yandex.ru,
E-mail: klizubova1993@gmail.com

Проведен сравнительный анализ технологий профессиональной цифровой радиосвязи, основанный на современных потребностях пользователей с учетом обстановки на рынке услуг профессиональной радиосвязи. Рассмотрены основные преимущества и недостатки данных технологий. Обоснован выбор технологии McWiLL как наиболее перспективной для применения в профессиональной радиосвязи.

На сегодняшний день большую часть рынка служебной радиосвязи занимают аналоговые системы передачи. К причинам подобной свободной ниши в сфере радиосвязи можно отнести консервативность основных потребителей служебной радиосвязи, а также большой ряд требований и ограничений по безотказной работе предполагаемой системы радиосвязи и низкой помехозащищенности предлагаемых решений, основанных на базе массовых сегментов. При этом растет потребность в поддержке требований к пропускной ширине организуемых каналов передачи данных сервисов и приложений (видеоконференции, видеонаблюдение) [1]. В связи с этим при создании служебной радиосвязи приходится использовать несколько технологий для организации связи на больших объектах, что сказывается на суммарной безотказности сети, времени обработки и установления соединения, значительного набора используемого оборудования. Цифровые системы передачи в основном представлены стандартами DMR и TETRA, способными работать как с аналоговыми, так и с цифровыми оконечными устройствами. Тем не менее данные системы ограничены низкой эффективностью использования ресурса и могут лишь заменить аналоговые сервисы голосовой передачи данных, не предполагают возможность предоставления широкого спектра цифровых услуг как таковых. Также при выборе системы служебной радиосвязи значительную роль играет занятость радиочастотного плана.

Основные характеристики современных систем цифрового радиодоступа представлены в табл. 1. В стандартах LTE и McWiLL скорость обмена данными и полоса радиоканала зависят от выбранной частоты и модуляции. Пиковые значения указаны при идеальных условиях передачи. От выбранного частотного диапазона также зависит зона покрытия.

К примеру, базовая станция LTE на частотах выше 2,6 МГц способна обеспечивать покрытие с радиусом до 3,2 км, а на частотах в диапазоне от 450 до 900 кГц радиус варьируется от 10 до 15 км в идеальных условиях прямой видимости [2]. Для технологии McWiLL максимальный радиус действия ограничен 50 км. Также стоит учесть, что изначально LTE не поддерживает передачу голоса, как правило, большинство оборудования переходит в сети второго и третьего поколения для осуществления голосовых вызовов. Для LTE уже разработана технология VoLTE, обеспечивающая голосовую связь посредством SIP-телефонии без перехода на старые сети. Однако на данном этапе лишь ограниченное количество абонентских устройств поддерживает данную технологию, также имеется ряд ограничений, связанный с безопасностью использования VoLTE. Технология VoLTE имеет некоторые уязвимости, воздействующих на абонентское устройство, например запрет передачи, видоизменение передаваемых пакетов. В связи с указанными недостатками и недоработками LTE не рассматривается в дальнейшем как сеть профессиональной радиосвязи.

Таблица 1

Основные характеристики технологий цифровой радиосвязи

	Tetra	DMR	McWiLL	LTE
Рабочий диапазон, МГц	380–400, 410–430, 450–470, 806–870	136–174, 403–470, 450–527	337,5–341, 417,75–421,75, 1785–1805	43 набора частот в диапазоне от 450 до 3590 [3]
Полоса радиоканала	25 кГц	6,25 кГц, 12,5 кГц	62,5кГц, 4750 кГц	5–90 МГц
Модуляция	$\pi/4$ DQPSK	4FSK	QPSK, PSK8, QAM16, QAM64	QPSK, 16QAM, 64QAM
Скорость обмена данными в абонентском канале	до 28,8 кбит/с	до 7,2 кбит/с	до 8716 кбит/с	1,728–345,6 Мбит/с для DL 1,728–86,4 для UL
Мощность трансляции абонентской станции	от 32 МВт до 1,8 Вт	1, 2, 3, 4 Вт	от 0,05 МВт до 1,26 Вт	200 МВт
Средняя задержка IP-пакета	до 500 мс	до 5 с	до 200 мс (стандартный пакет) до 26 мс (укороченный пакет)	100–300 мс в зависимости от класса QoS
Безопасность и криптозащита	E2EE с открытым интерфейсом алгоритмов, аутентификация	16-битовые и 40-битовые ключи шифрования, аутентификация	Внутренний алгоритм шифрования с ключом 128 бит, E2EE с открытым интерфейсом алгоритмов, аутентификация	Внутренний алгоритм шифрования с ключом 128 бит, AES, аутентификация

Основным решением, способным ответить всем указанным выше требованиям и проблемам в данной сфере, является технология McWiLL, поскольку Tetra и DMR не удовлетворяют современным требованиям к скорости передачи данных. Данная технология имеет достаточный пакет международных патентов, а также является единственным китайским стандартом, включенным в рекомендации Международного союза электросвязи. Архитектура сети, построенной по технологии McWiLL, представлена на рис. 1. В качестве контроллеров базовой станции используется шлюз SAG, который реализует предоставление как голосовых сервисов в пределах базовых станций, так и передачу данных. При этом имеется возможность организации передачи как между внутренними потребителями без участия внешних ресурсов в режиме автономной работы базовой сети McWiLL, так и доступность внешних интернет ресурсов и телефонии общего пользования.

При использовании данной архитектуры имеется возможность предоставления доступа к широкополосной передаче данных для потребителей сервисов triple-play без потерь для служебного трафика специализированных узконаправленных приложений служебной радиосвязи. Предполагается агрегация доступа в единую, защищенную сеть передачи данных.

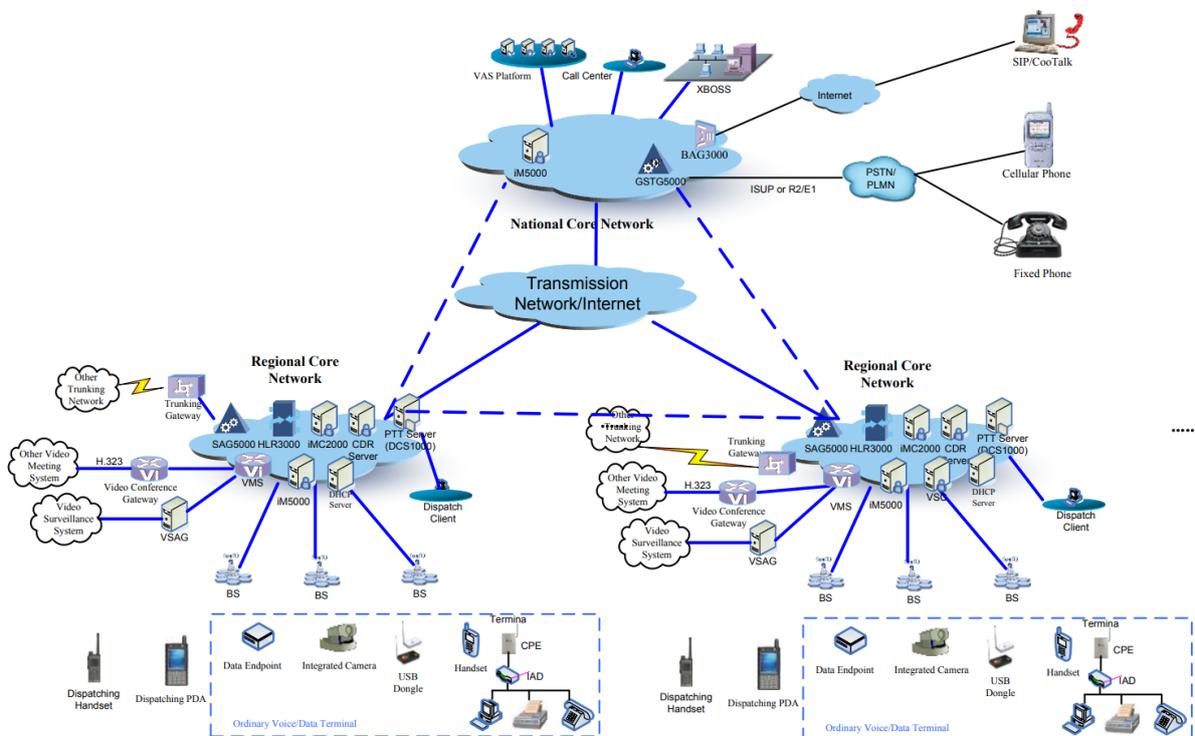


Рис. 1 Архитектура сети на базе технологии McWiLL

Данная архитектура сети предполагает возможность работы как с единичными оконечными устройствами, так и с целыми локальными подсетями, что позволяет создать кластеры абонентских устройств по принципу mesh-сетей. Также следует отметить, что технология McWiLL использует свободные с точки зрения радиопланирования на территории РФ частоты в двух диапазонах: 300 и 400 МГц. При помощи моделирования для технологии McWiLL была разработана уникальная система кольцевых адаптивных антенн, способных динамически изменять диаграмму направленности антенных решеток.

Также значительным преимуществом McWiLL является адаптивная модуляция. McWiLL использует следующие виды модуляции: QPSK, 8PSK, QAM 16 и QAM64. Эти виды модуляции применяются в зависимости от состояния каналов, имеющейся мощности, а также уровня помех и шума с тем, чтобы обеспечить оптимальное использование спектра и мощности [4].

Таким образом, из цифровых систем служебной радиосвязи наиболее перспективной технологией является McWiLL. Данная технология имеет широкий спектр применения, может удовлетворить потребности пользователей рынка профессиональной радиосвязи. В выборе нельзя не учесть возможность организации покрытия на больших территориях за счет наибольшего радиуса охвата одной базовой станцией по сравнению с прочими технологиями, что в значительной мере скажется на рентабельности и простоте развертывания подобных сетей. Возможность организации Triple Play услуг также является преимуществом.

Список литературы

1. Анализ перспектив внедрения технологий McWILL на российском телекоммуникационном рынке: тез. докл. XXXVIII Междунар. конф. / О. А. Шорин, М. И. Косинов, Р. Ю. Каспари [и др.]. М.: РАЕН, 2016.
2. Шорин О. А., Аверьянов Р. С. Сравнение канального ресурса стандартов LTE и MCWILL (NG-1) // Экономика и качество систем связи, 2016.
3. URL: http://anisimoff.org/lte/lte_bands.html
4. Шорин А. О., Аверьянов Р. С. Особенности радиointерфейса стандарта NG-1 (McWiLL): тез. докл. XXXVIII Междунар. конф. РАЕН, 2016.

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА МОБИЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ВИДЕОКОНТРОЛЯ ТЕРРИТОРИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ IP-КАМЕР

А.С. Селиванов, Д.Ю. Черников, И.А. Шакалов, В.Н. Якушев

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

Рассмотрена возможность использования системы мобильного комплекса дистанционного видеонаблюдения на основе IP-камер для контроля территории. Рассмотрены особенности предлагаемой системы

Видеонаблюдение (CCTV) – одна из основ современных систем безопасности. Оно обеспечивает непосредственный мониторинг территории, помогает предотвратить проникновение злоумышленников, выявить подозрительную деятельность, обнаружить ЧП, расследовать происшествие.

Цифровые системы наблюдения на основе IP-камер используют передачу сжатого видео через проводные и беспроводные сети связи, в том числе интернет. Такие системы легко масштабируются, имеют множество настраиваемых параметров и широкий функционал [1].

Связь с сетевыми видеорежистраторами (англ. Network Video Recorder, NVR) может осуществляться через интернет, т.е. на основе IP-камер можно построить распределенную систему видеонаблюдения, которая будет передавать данные видеозаписи через интернет на удаленный NVR (рис. 1). Такую систему можно контролировать удаленно, в том числе и с мобильных устройств, а сетевой накопитель физически недоступен для потенциальных злоумышленников, так как может находиться за сотни километров от контролируемого объекта.

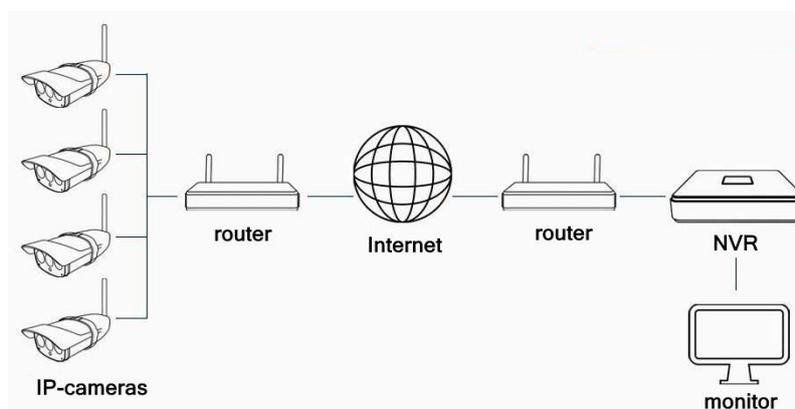


Рис. 1. Функциональная схема дистанционного видеонаблюдения с использованием IP-камер

В настоящее время Wi-Fi-камеры используются все чаще, поскольку их можно быстро устанавливать и быстро менять конфигурацию, например, добавлять или менять местоположения камер.

В связи с этим предлагается использование комплекса видеонаблюдения на основе мобильной переносной Wi-Fi-системы (рис. 2), который может применяться для территорий, где необходимо временно организовать видеонаблюдение для контроля обстановки.

Данные задачи оказываются крайне актуальными при проведении праздничных мероприятий, концертов, фестивалей, выставок и т.д. Система отлично подходит для работы на строительных площадках, а также для применения при проведении различных работ на железнодорожном транспорте.

Система монтируется временно и при необходимости меняется или переустанавливается.

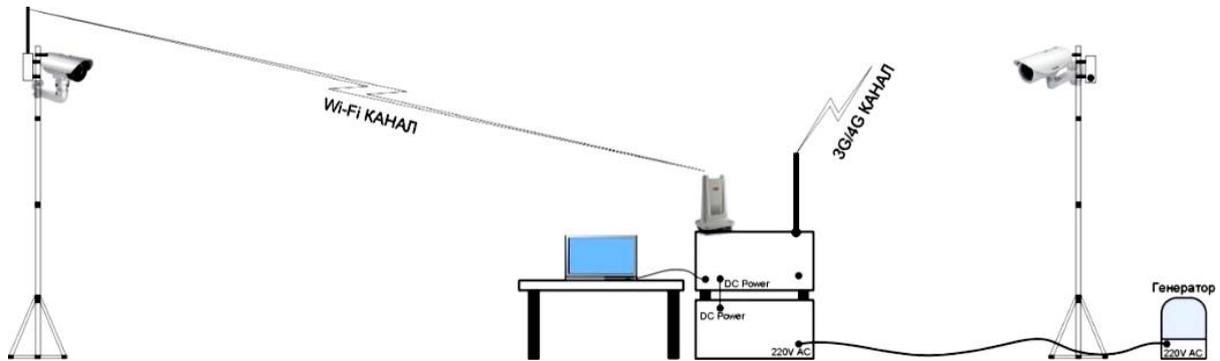


Рис. 2. Схема системы мобильного комплекса видеонаблюдения с применением Wi-Fi технологий

Особенности системы:

1. IP-видеокамеры устанавливаются на быстровозводимых телеметрических мачтах. Количество мачт ограничивается возможностями основного маршрутизатора, оптимальное количество – четыре мачты (плюс одна резервная).

2. Мачта с видеокамерой и Wi-Fi-модулем обеспечивается аккумуляторным электропитанием.

3. Трансляция видеопотока на NVR осуществляется посредством UMTS/LTE-каналов с суммарной средней скоростью не более 5 мбит/с.

4. Электропитание основного комплекса осуществляется от переносного карбюраторного генератора мощностью не более 1 кВт. При этом шкаф электропитания обеспечивается аккумуляторной батареей емкостью 150–200 А/ч.

5. Основной комплекс оборудования разворачивается в быстровозводимой аппаратной палатке.

6. Ориентировочное время развертывания – 1,5–2 ч. Время непрерывной работы – 48 ч (ограничивается временем работы Wi-Fi-модулей автономных видеокамер и самих автономных видеокамер). Предусматривается возможность местной зарядки аккумуляторов.

Организованный таким образом фрагмент Wi-Fi сети может быть блокирован DDoS-атаками, в первую очередь в направлении шлюза в сети оператора сотовой связи. Это может привести к прерыванию потока видеoinформации, который идет от камеры на сетевой видеорегистратор. Существенный рост устойчивости к подобным блокировкам можно обеспечить за счет использования дополнительного канала связи, построенного, например, по технологии широкополосной служебной радиосвязи McWill [2], где зона радиопокрытия значительно больше, чем для уже упомянутых сетей UMTS/LTE.

Однако даже полное отключение организованного фрагмента сети от NVR не означает прекращение видеонаблюдения – современные видеокамеры имеют встроенные карты памяти, которые позволяют впоследствии «вручную» просмотреть видеозапись.

В систему на основе IP-камер легко интегрируются другие сетевые устройства, например датчики дыма, огня, утечки воды и газа, тепловизоры и др. Это позволяет быстро расширить ее функциональность за счет самых передовых технологий.

Список литературы

1. Современные беспроводные решения, 2015: Использование Wi-Fi для сети видеонаблюдения. Насколько это обоснованно с точки зрения цены решения и безопасности?! URL: <https://wifi-solutions.ru/ispolzovanie-wifi-dlya-seti-videonabludenia/> [дата обращения 14.04.2020].

2. Шорин А. О., Девлишов А. Г., Туров А. В., Черников Д. Ю. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа // Исследования. Научноград, 2016. № 3–4(18). С. 39–44.

INDOOR-НАВИГАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ WI-FI

Н.С. Зеленков, Д.Ю. Черников

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: nikolayzelenkov007@gmail.com

Радионавигационные системы бытового пользования все больше входят в нашу жизнь. Говоря о навигационных системах, большинство представляют себе навигацию на местности (в лесу, поле, городе и т.д.), такие системы относятся к Outdoor Navigation, т.е. навигация снаружи зданий. Но также существует потребность рядового пользователя смартфона в навигации внутри зданий Indoor Navigation, например для ориентации в большом торговом центре, институте или больнице. Для этих целей не подходит метод навигации с использованием искусственных спутников земли (системы ГЛОНАСС, GPS). Для Indoor-навигации необходима сеть беспроводных точек доступа Wi-Fi и устройство расчета положения по ближайшим источникам сети Wi-Fi.

Стоит отметить, что определение положения именно по сети Wi-Fi выбрано не случайно, тому есть ряд причин:

- распространенность сетей. Сети Wi-Fi есть везде, ими окутан каждый метр современного города;
- устройством для подключения к сети Wi-Fi оборудован каждый современный смартфон и ноутбук;
- это самый доступный и гибкий в работе метод для Indoor-позиционирования, работы в этой сфере ведутся компанией Cisco с 2007 г., но массового использования данная технология не получила до сих пор.

Методы Indoor-навигации. Навигацию в помещении можно реализовать несколькими методами:

Метод определения по точке доступа. С помощью этого метода определяют, к какой сети Wi-Fi подключен пользователь, но так как зона действия беспроводной сети ограничена диаметром примерно в 50 м, то этот метод скорее позволяет определить наличие абонента в данной сети, а не его местоположение. Местоположение объекта будет соответствовать координатам точки доступа, к которой он подключен.

Метод распознавания шаблона. Суть метода заключается в том, чтобы от нескольких точек доступа собрать информацию (название точек, уровень сигнала от них), сверить с набором шаблонов и найти координату устройства в помещении. Задача этого метода – получить радиокарти-

ну помещения, но из-за ее постоянной нестабильности метод является неточным.

Триангуляция (рис. 1). Для реализации этого метода необходимо иметь как минимум три точки Wi-Fi. Суть заключается в том, чтобы найти силу сигнала от источников Wi-Fi и в зоне покрытия всех точек определить местоположение объекта. Также необходимым условием является то, что клиент должен «видеть» эти сети со своего устройства доступа. Препятствия на пути сигнала будут приводить к ошибкам определения положения. Отсюда следует, что необходимо много точек доступа, чтобы в каждом месте помещения можно было видеть минимум три сети. Точность позиционирования в основном определяет количество развернутых в помещении точек Wi-Fi.

Мощность сигнала в точке покрытия сетей можно найти по формуле передачи Фрииса:

$$\frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{пр}}} = \frac{(4 \cdot \pi \cdot R)^2}{G_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пр}} \cdot \lambda^2} \quad (1)$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность сигнала передающей антенны; $P_{\text{пр}}$ – мощность сигнала поступающего на приемную антенну; λ – длина волны несущего колебания, $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающей антенны; $G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления приемной антенны; R – расстояние между приемной и передающей антенной.

После вычисления расстояния R составляется система уравнений, из которой находят координаты (X, Y) :

$$\begin{cases} (X - X_1)^2 + (Y - Y_1)^2 = R_1^2; \\ (X - X_1)^2 + (Y - Y_1)^2 = R_1^2; \\ (X - X_n)^2 + (Y - Y_n)^2 = R_n^2. \end{cases} \quad (2)$$

Дальнейшее решение системы уравнений приведет к результату для R_1 :

$$R_1^2 + 2XX_1 + 2YY_1 - X_1^2 - Y_1^2 = X^2 - Y^2 \quad (3)$$

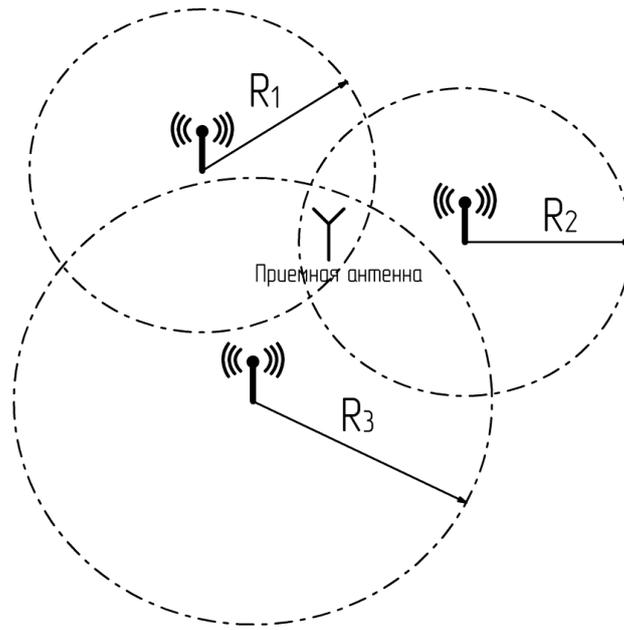


Рис. 1. Метод триангуляции

Осуществим преобразование уравнения для R_2 аналогично:

$$R_2^2 + 2XX_2 + 2YY_2 - X_2^2 - Y_2^2 = X^2 - Y^2. \quad (4)$$

Приравняем левые части уравнений (3) и (4):

$$R_1^2 + 2XX_1 + 2YY_1 - X_1^2 - Y_1^2 = R_2^2 + 2XX_2 + 2YY_2 - X_2^2 - Y_2^2. \quad (5)$$

Затем получаем

$$R_1^2 - X_1^2 - Y_1^2 - R_2^2 + X_2^2 + Y_2^2 = 2XX_2 + 2YY_2 - 2XX_1 - 2YY_1. \quad (6)$$

Теперь можно выразить X для роутеров 1 и 2:

$$X = \frac{R_1^2 - X_1^2 - Y_1^2 - R_2^2 + X_2^2 + Y_2^2 - 2YY_2 + 2YY_1}{2(X_2 - X_1)}; \quad (7)$$

для роутера 2 и 3:

$$X = \frac{R_2^2 - X_2^2 - Y_2^2 - R_3^2 + X_3^2 + Y_3^2 - 2YY_3 + 2YY_2}{2(X_3 - X_2)}; \quad (8)$$

для роутера 1 и 3:

$$X = \frac{R_1^2 - X_1^2 - Y_1^2 - R_3^2 + X_3^2 + Y_3^2 - 2YY_3 + 2YY_1}{2(X_3 - X_1)}. \quad (9)$$

Значение Y находится путем решения уравнения с двумя неизвестными, для этого всегда нужно знать два выраженных X . Например, уравнения (7) и (8).

Метод позиционирования с определением угла входящего сигнала или метод ангуляции. Данный метод разработан компанией Cisco, позволяет определить положение объекта с помощью измерения угла, под которым пришел сигнал. Метод является дополнением к классическому способу триангуляции, что значительно увеличивает точность. Данный метод реализуется с помощью внешнего модуля Cisco Aironet, на котором установлена специальная группа из 32 антенн, каждая из которых принимает сигнал под углом, отличающимся от остальных, и на основе собранных данных с этих антенн определяется положение объекта. Внешний вид модуля представлен на рис. 2. Устройство работает в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц.



Рис. 2. Cisco Aironet серии 3600

Достижение необходимой частоты обновления координат. Плотность размещения точек доступа Wi-Fi в современном мире не является главной проблемой для Indoor-навигации, количество точек доступа растет. Для точного позиционирования главное требование – достаточная частота обновления координат.

Достичь ее можно следующим образом: устройство, которое пока не подключено к сети Wi-Fi, рассылает пробные сигнал (probe requests) в определенные промежутки времени. Пробные сигналы рассылаются бродкастом, т.е. широковещательно, чтобы все точки доступа, которые находятся в зоне видимости, их поймали. Главная проблема в том, с какой частотой посылаются пробные сигналы. Слишком частые посылки будут нагружать процессор устройства, которое необходимо спозиционировать, редкие посылки приведут к тому, что позиционирование между отправками пакетов будет невозможно.

Новый стандарт Huawei Wi-fi 6. Новый стандарт Wi-Fi 6 демонстрирует 4-кратное увеличение пропускной способности сети и числа параллельно подключаемых пользователей в сравнении с Wi-Fi 5. Алгоритмы и антенны 5G Huawei AirEngine Wi-Fi 6 позволяют снизить задержку в сети с 30 мс до 10 мс.

Продукты AirEngine Wi-Fi 6 станут основой строительства сетей Wi-Fi 6 без «дыр» в покрытии, благодаря алгоритмам и антеннам Huawei для сети 5G. Сервисы будут работать без длительных задержек, а пакеты во время роуминга не будут теряться.

Также данная технология дает надежду на развитие Indoor-навигации.

Список литературы

1. Игнатенко П. А. Разработка системы позиционирования в закрытых помещениях с использованием метода ангуляции источников Wi-Fi-сигнала / Ухтинский гос. техн. ун-т. Ухта, 2016.
2. Ревва И. Л, Богданов А. А., Малахова Е. А. Применение точек доступа Wi-Fi для регистрации движения объектов // Научный вестник НГТУ. Т. 68. № 3. 2017. С. 104–125.

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ

ВЛИЯНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПРОСЛОЙКИ НА ОБМЕННОЕ СМЕЩЕНИЕ В ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛЕНКАХ CoNi/Si/FeNi

Я.А. Живая, Г.С. Патрин

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

Ионно-плазменным распылением синтезированы пленочные структуры CoNi/Si/FeNi/Si. Проведены температурные и полевые исследования магнитных свойств пленочных структур с различной толщиной кремния. Обнаружена зависимость формы петли намагничивания от толщины полупроводниковой прослойки, зависимость знака поля смещения от температуры и толщины кремниевой прослойки.

Наномагнитные материалы в силу специфики своего строения обладают набором необычных свойств [1], что вызывает к ним интерес как в плане фундаментальных исследований, так и возможных практических применений. Слоистые структуры с разными магнитными слоями наноразмерного масштаба в различных сочетаниях являются удобными объектами для устройств спинтроники, в частности пленочные системы, состоящие из чередующихся слоев магнитомягкого и магнито жесткого материалов. В некоторых случаях обменное взаимодействие магнитных слоев приводит к появлению обменного смещения, а ответственным за формирование магнитного состояния является межслоевое взаимодействие в таких системах. В случае когда имеет место сопряжение ферромагнитного и антиферромагнитного слоев, как правило, реализуется эффект обменного смещения [2] и весь наблюдаемый процесс намагничивания связан с поведением ферромагнитного слоя (рис. 1).

Выяснение фундаментальной роли эффекта обменного смещения в спиновом клапане и туннельных устройствах привело к исследованию бинарных систем «ферромагнетик – антиферромагнетик». Однако эффекты положительного и отрицательного обменного смещения обнаружены и в структурах с ферримагнитными слоями [3], а также при замене антиферромагнитного слоя на магнитотвердый ферромагнитный слой. Многие свойства такой системы будут похожи на свойства системы «ферромагнетик – антиферромагнетик».

Второй, не менее значимый вариант сопряжения слоев, – это сопряжение ферромагнитных магнитомягкого и магнитожесткого слоев, когда может возникать новое состояние типа магнитной пружины. В этом случае процесс намагничивания проходит через определенные стадии, и петля гистерезиса имеет характерную ступенчатую форму (рис. 2) [1].

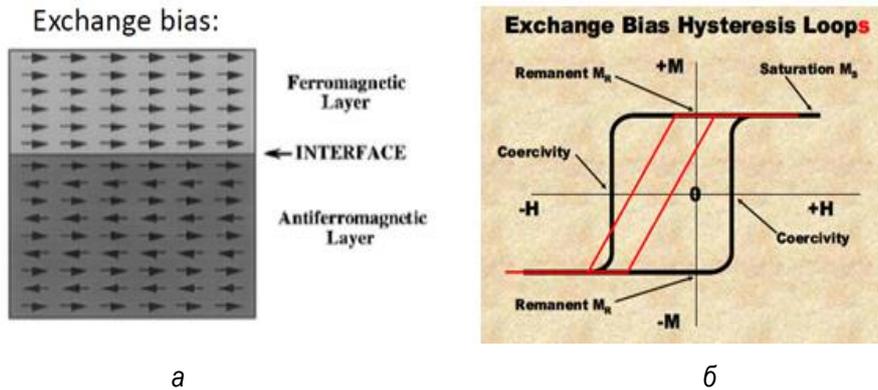


Рис. 1. Схема обменно-смещенной пленочной структуры (а), вид петли намагничивания при обменном смещении в пленочной структуры (б)

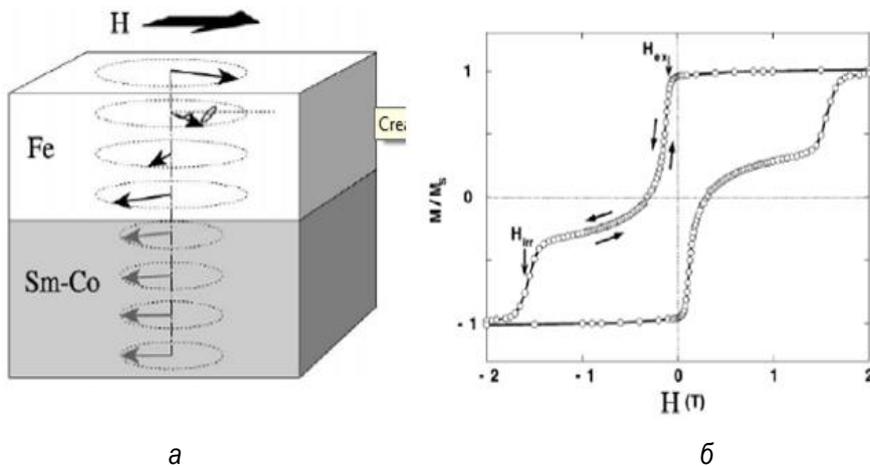


Рис. 2. Распределение намагниченности для обменной пружины (а), характерная петля намагничивания для обменной пружины (б)

Изначально такие системы изучались в связи с исследованием многокомпонентных постоянных магнитов [4]. Затем были изучены особенности намагничивания слоисто-неоднородных структур в зависимости от толщины магнитомягкого и магнитожесткого слоев, межслоевого взаимодействия и анизотропии слоев [5] применительно к проблемам спинтроники.

Ранее нами была получена трехслойная структура CoNi/Si/FeNi. Обнаружен эффект положительного обменного смещения. Межслоевое

взаимодействие ферромагнетиков зависит от толщины полупроводникового слоя [4]. Исследования были продолжены с целью определения влияния полупроводникового слоя на положительное обменное смещение и парциальные вклады от сильномагнитных и магнитномягких слоев.

Экспериментальная часть. Методом ионно-плазменного распыления синтезированы пленки композиции CoNi/Si/FeNi/Si на стеклянную подложку при базовом давлении $\sim 10^{-8}$ Торр. Содержание никеля в слое CoNi составляло 19,5 ат. %, а в слое FeNi было 84 ат. %. Толщина магнитотвердого слоя (CoNi) составляла $t_h \sim 25$ нм, а магнитномягкого слоя (FeNi) была $t_s \sim 25$ нм. Толщина промежуточного немагнитного полупроводникового слоя (Si) была переменной и менялась в диапазоне $t_{Si} \sim 3-9$ нм. Измерения намагниченности проводились на установке MPMS-XL в. Последний слой кремния толщиной 3 нм используется для предотвращения окисления железа. Толщины слоев контролировалась на электронном микроскопе JEOL JEM-2100 (при подготовке образца на установке Gatan PIPS). Поперечный срез пленки показывает наличие отчетливой границы раздела между слоем кремния и обоими магнитными слоями в диапазоне температур от гелиевой до комнатной.

Результаты и обсуждения. Было обнаружено, что форма петли намагничивания зависит от толщины слоя Si. Во всех исследованных пленках наблюдается двухступенчатая петля гистерезиса (рис. 3). Такое поведение намагниченности может соответствовать поведению, характерному для магнитной пружины с умеренной межслоевой связью. Смещение петли гистерезиса в отрицательном направлении наблюдалось для структуры с толщиной слоя кремния менее 5 нм при температуре менее 100 К.

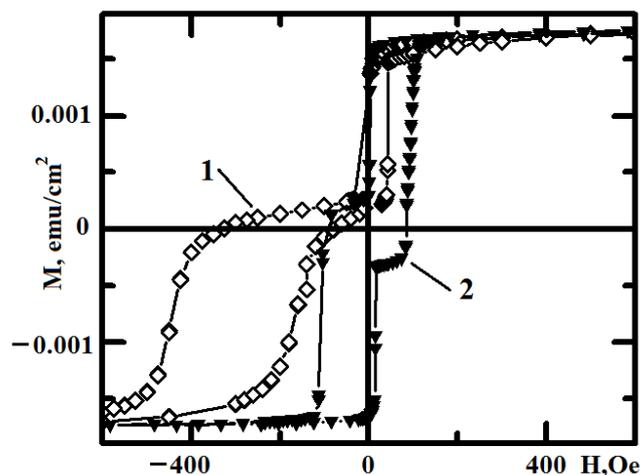


Рис. 3. Полевые зависимости намагниченности для пленки с $t_{Si} = 5$ nm: 1, 2 – $T = 25, 100$ К

Как было получено ранее [6], для пленок с той же толщиной кремния CoNi(53 nm)/Si(5 nm)/FeNi(72 nm) при больших толщинах магнитомягкого и магнитожесткого слоев наблюдается положительное смещение петель при температуре менее 100 К. В данном случае эффект положительного смещения при меньших толщинах магнитожесткого и магнитомягкого слоев проявляется при температурах более 75 К. Температурное поведение поля обменного смещения (H_E) для пленок с разной толщиной кремния дано на рис. 4. Как видно, помимо общей осцилляции величины поля обменного смещения от толщины кремниевой прослойки, на общем фоне кривой $H_E(T)$ наблюдаются слабые осцилляции. Последний факт указывает на осцилляции межслоевого взаимодействия в зависимости от температуры.

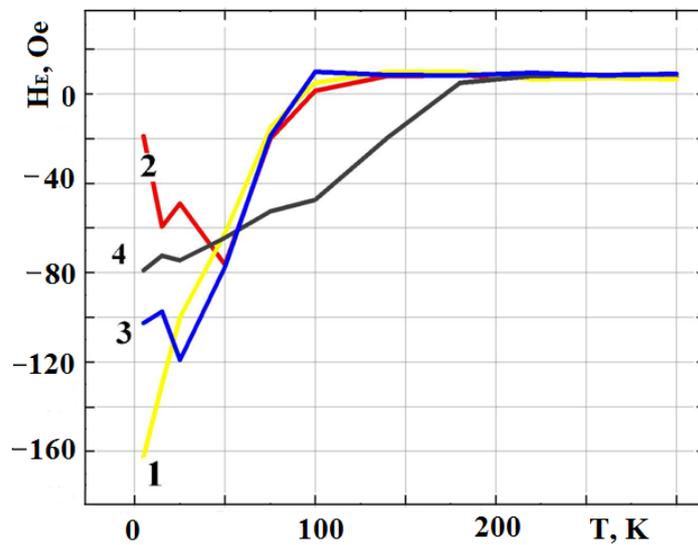


Рис. 4. Температурные зависимости поля обменного смещения пленок CoNi/Si/FeNi/Si. 1, 2, 3, 4 – t_{Si} = 3, 5, 7, 9 nm соответственно

Наличие максимума на зависимости $H_E(T)$ указывает либо на конкурирующий характер механизмов, определяющих эффект обменного смещения, либо на активационный механизм, ответственный за формирование магнитного состояния. Вероятно, на технологической стадии формируется несимметричный двухминимумный потенциал относительно поворота вектора намагниченности. Ситуация в какой-то мере подобна суперпарамагнетизму ансамбля одноосных частиц с одноосной анизотропией. Здесь основным настраиваемым по температуре параметром является константа анизотропии. В нашем случае добавляется и играет важную роль температурно зависимое межслоевое обменное взаимодействие. Знак константы межслоевого взаимодействия будет определять направление смещения кривой намагничивания.

Таким образом:

а) в системе «магнито жесткий – магнитомягкий материал с полупроводниковой прослойкой» создана структура с управляемым межслоевым взаимодействием;

б) межслоевое взаимодействие зависит от толщины полупроводниковой прослойки и соотношения доли магнитомягких и магнито жестких слоев;

в) обнаружен эффект положительного обменного и отрицательного смещения от толщины кремния.

Исследования проводятся при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 18-02-00161-а).

Список литературы

1. Bader S. D. Colloquium: Opportunities in nanomagnetism //Reviews of modern physics. 2006. Т. 78. №. 1. С. 1.
2. Nogués J. et al. S. Surin ach, JS Munoz, and MD Baro // Phys. Rep. 2005. Т. 422. №. 3.
3. F. Canet, S. Mangin, C. Bellourd, et al. Appl. Phys. 89, 6916 (2001).
4. Liu J. P. et al. (ed.). Nanoscale magnetic materials and applications. – Springer Science+ Business Media, LLC, 2009.
5. Suess D. Micromagnetics of exchange spring media: Optimization and limits // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2007. Т. 308. №. 2. С. 183–197.
6. Scholl A. et al. Creation of an antiferromagnetic exchange spring //Physical review letters. 2004. Т. 92. №. 24. С. 247–201.

МАГНИТНЫЕ И РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК В СИСТЕМЕ Fe-VI

Г.С. Патрин, В.П. Фурдык

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

Представлены результаты экспериментальных исследований пленочных структур в системе Fe-Vi. Методом электронного магнитного резонанса показано, что для двухслойных структур магнитное состояние зависит от очередности напыления магнитного и немагнитного слоев. В трехслойных структурах обнаружен эффект обменного смещения, величина которого зависит от толщины висмутовой прослойки.

Магнитные наноразмерные слоистые структуры с полуметаллической прослойкой являются слабо изученными объектами и представляют значительный интерес для физики конденсированного состояния. В этом направлении продолжают работы как в плане разработки технологии, так и изучения фундаментальных свойств, в частности влияния интерфейса на магнитные и транспортные свойства. В ряду полупроводниковых и полуметаллических элементов висмут выделяется тем, что он практически не образует химических соединений с 3d-металлами [1], что делает его удобным материалом при создании слоистых структур с резкой границей раздела. В зависимости от технологии получают либо твердые растворы [2] при больших скоростях и высоких температурах напыления (пленки Fe_xVi_{1-x}), либо пленочные структуры при малых скоростях напыления (Fe/Vi) [3]. В первом случае, как правило, реализуется магнитное состояние типа «спиновое стекло», а во втором случае спектр проявлений гораздо шире.

Пленки были получены методом термического испарения при базовом вакууме $P \sim 10^{-6}$ Тор. В качестве магнитного материала было выбрано железо в силу того, что в нашем случае легко контролировать образование метастабильных модификаций железа, чтобы не затушевывать межслоевое взаимодействие. Были синтезированы пленки Fe/Vi, Vi/Fe, Fe/Vi/Fe и реперная пленка Fe. Толщина железного слоя t_{Vi} составляла около 10 нм, а толщина висмутового слоя была 15 нм. В случае структуры Fe/Vi/Fe пленки имели различные толщины висмутовой прослойки.

Толщины слоев определялись методами рентгеновской спектроскопии. Электронно-микроскопические измерения показали, что слои являются сплошными по площади и их состав соответствует номинальному. Никаких следов наличия соединений 3d-металл – висмут не обна-

ружено. Присутствие окисла железа также не обнаружено. Структура поверхности пленок исследовалась на атомном силовом микроскопе Veeco Multi Mode (разрешение 1 нм). Получено, что высота шероховатости поверхности не превышает 2,5 нм. Это значит, что при использованных толщинах немагнитной прослойки контактных «закороток» между соседними магнитными слоями быть не может. Намагниченность измерялась на СКВИД-установке MPMS-XL. Магнитное поле лежало в плоскости пленки.

При магнитостатических измерениях в двухслойных пленках обнаружена зависимость коэрцитивной силы от очередности нанесения слоев висмута и железа (рис. 1).

Кривая 3 на рис. 2 показывает, что при нанесении магнитного слоя поверх немагнитного слоя висмута появляется интерфейсная магнитная анизотропия. Таким образом верхний и нижний (M_1) магнитные слои становятся неэквивалентными и в случае 3 верхний магнитный слой разбивается на два подслоя с намагниченностями M_2 и M_3 .

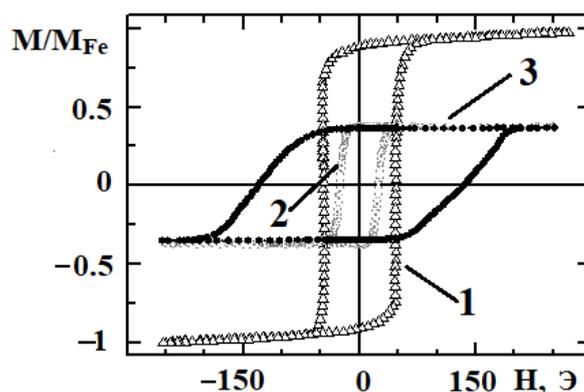


Рис. 1. Полевые зависимости намагниченности пленок:
1 – Fe/Fe, 2 – Fe/Bi, 3 – Bi/Fe, $T = 300\text{K}$

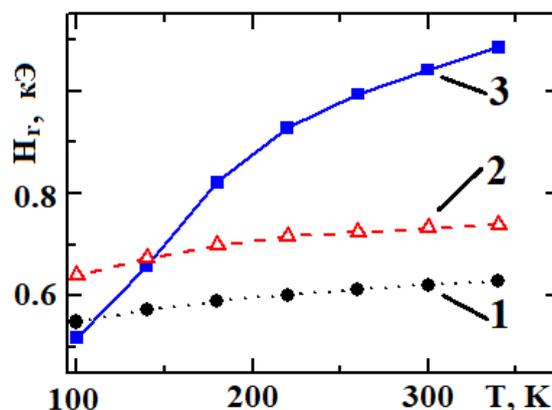


Рис. 2. Температурные зависимости резонансного поля пленок:
1 – Fe/Fe, 2 – Fe/Bi, 3 – Bi/Fe

В случае трехслойных пленок Fe/Bi/Fe обнаружены зависимость коэрцитивной силы от толщины висмута и эффект обменного смещения, также зависящий от толщины немагнитной прослойки (рис. 3). Температурные зависимости намагниченности, снятые в разных полях, также показывают необычное поведение. При охлаждении в слабом магнитном поле и дальнейшем измерении в поле возникает наведенная отрицательная намагниченность. Этот эффект связывается с образованием на интерфейсе сильно анизотропного подслоя, антиферромагнитно связанного со слоем железа и разделенного слоем висмута.

Полученные результаты можно интерпретировать следующим образом. При охлаждении в нулевом магнитном поле и магнитной анизотропии интерфейсной гранулярной подсистемы (M_2), превышающей по абсолютной величине отрицательное межслоевое взаимодействие через висмутовую прослойку, реализуется состояние типа обменного смещения. При этом анизотропная часть намагниченности гранулярной подсистемы в малых полях будет подмагничивать третий слой сильнее, чем магнитное поле намагничивает первый слой. В этом случае температура перехода через нуль намагниченности будет зависеть от магнитного поля в силу зависимости $M_1(H)$. Заметим, что для пленки с толщиной висмута $t_{Bi} = 3,5$ нм обмен между подсистемами M_1 и M_2 является ферромагнитным и ситуация аналогична той, что наблюдается в двух фазных пленках кобальта [4] и никакого обменного смещения нет.

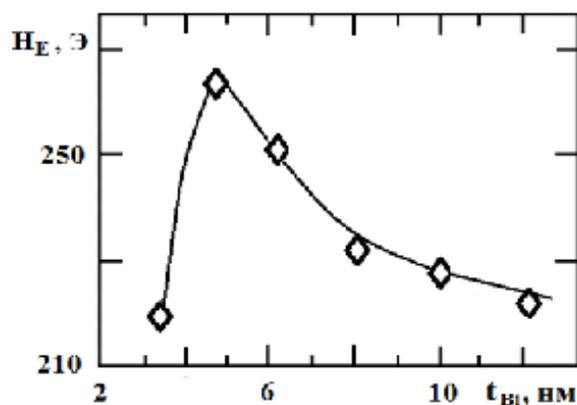


Рис. 3. Зависимость обменного смещения H_E от толщины немагнитной прослойки в пленках Fe/Bi/Fe при $T = 4,2$

Таким образом, в силу того что висмут поверхностно-активное вещество и на его реакционную способность влияет температура подложки, в приповерхностном слое реализуется подсистема сильно анизотропных наногранул железа. Как следствие этого, реализуется фрустрирован-

ное состояние при наложении магнитного поля и возникает эффект обменного смещения.

В результате проведенных исследований установлено, что в двухслойных пленочных структурах магнитное состояние зависит от очередности нанесения ферромагнитного слоя железа и немагнитного слоя висмута. При этом для структур композиции Bi/Fe образуется подсистема гранулированного железа, обладающая сильной магнитной анизотропией. Существование такой гранулированной подсистемы приводит к неэквивалентности магнитных слоев в многослойных пленочных структурах. Одним из проявлений такого эффекта является возникновение обменного смещения, зависящее от толщины немагнитной полуметаллической прослойки.

Список литературы

1. Висмутсодержащие материалы: строение и физико-химические свойства / В.М. Денисов, Н. В. Белоусова, Г. С. Моисеев [и др.]; под ред. Э. А. Пастухов Екатеринбург: УрО РАН, 2000. 525 с.
2. Q.M. Chen, F.Z. Cui, Y.D. Fan A new magnetic multilayer system: Iron-bismuth // *Journal of Applied Physics*. 1998. №63. С. 2452.
3. F.Z. Cui, Y.D. Fan, Y. Wang, et all A new magnetic multilayer system // *Journal of Applied Physics*. 1994. №68. С. 701.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»

- Зандер Ф.В., Петровский Н.Ю.
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОПРОСОВ СОЗДАНИЯ НАВИГАЦИОННО-ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ УЧЕНИЙ С ИМИТАЦИЕЙ СТРЕЛЬБЫ 3
- Асадулина С.М., Кузьмин Е.В.
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ОТНОШЕНИЯ «СИГНАЛ/ШУМ» 7
- Крат Н.М.
ПРИМЕНЕНИЕ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ЦЕПЕЙ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ЗАДЕРЖКИ В ИМИТАТОРАХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ 11

Секция «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

- Орешкина М.В.
ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭХОСИГНАЛА НАЗЕМНОЙ РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА 17
- Кашкин В.Б., Киселев В.А., Клизубова Л.А.
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЦОС В БЛОКАХ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА 22

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

- Валиханов М.М., Верещагин А.Н., Гурин А.С.
АПРОБАЦИЯ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛОВ ОСЦИЛЛОГРАФА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ 26
- Камышникова А.С., Ольшевский В.В., Сухотин В.В.
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ 31
- Сенченко А.А., Царев С.П.
ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ К ЗАДАЧЕ ИНТЕРПОЛЯЦИИ КООРДИНАТ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ 37
- Ермолаев М.В., Марарескул Д.И., Джуманова К.Д., Гулина Ю.С.
ПРОГРАММНЫЙ ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ ГНСС С УСТРОЙСТВОМ RTL–SDR BLOG V3 44
- Кирьянов В.В., Копылова А.Д., Сухотин В.В.
РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ 50
- Басков А.П., Сухотин В.В.
ТЕХНОЛОГИИ ДУПЛЕКСНОЙ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ 54

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Аливаиви М.М.Д., Дмитриевцев А.Ю., Макрам О.Г.О.М., Скоморохов К.В. АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА	60
Дмитриевцев А.Ю., Майоров М.А., Скоморохов К.В. АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ СОВМЕЩЕННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕОРИИ ДИФРАКЦИИ В СУБМИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ	66
Грушевский Е.О., Денисенко В.С., Савишников М.О., Сержантов А.М. ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В МОНОЛИТНОМ ИСПОЛНЕНИИ	72
Афонин А.О., Говорун И.В., Лексиков Ан.А., Лексиков А.А., Угрюмов А.В., Сержантов А.М. ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ	76
Беляев Б.А., Боев Н.М., Бурмитских А.В., Клешнина С.А. ИЗМЕРЕНИЕ МНИМОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНОЙ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК МЕТОДОМ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА.....	81
Грушевский Е.О., Денисенко В.С., Савишников М.О., Сержантов А.М. ИССЛЕДОВАНИЕ НОВОЙ КОНСТРУКЦИИ ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНОГО ПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА ВЕРХНИХ ЧАСТОТ	86
Афонин А.О., Говорун И.В., Лексиков Ан.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Угрюмов А.В. ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ С ВХОДНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ КАНАЛОВ В МИКРОПОЛОСКОВОМ ДИПЛЕКСЕРЕ	90
Беляев Б.А., Молчанов К.В. НЕЛИНЕЙНЫЙ АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ.....	100
Балландович С.В., Любина Л.М., Сугак М.И. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ НА НЕПЛОСКИХ ПОВЕРХНОСТЯХ	106
Белоусов О.А., Кудряшов М.А., Майоров М.А. ПОСТРОЕНИЕ ФЕНОМЕНОЛОГИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОЛУВОЛНОВОЙ И ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ КВАДРИФИЛЯРНОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С МНОГОПРОВОДНЫМИ СПИРАЛЬНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ДЛЯ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КОМПЛЕКСОВ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ	112
Гошин Г.Г., Трубачев А.А. РАДАРНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	120
Литинская Е.А., Худоногова А.Д. РАЗРАБОТКА ПОДРЕШЕТКИ ДЛЯ АНТЕННЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ ТИПОМ СКАНИРОВАНИЯ.....	130

Лемберг К.В., Ступницкий Д.А. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ПЕРЕНОСА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ БЛИЖНЕЙ ЗОНЫ АНТЕННЫ С ПЛОСКОСТИ НА ПЛОСКОСТЬ	136
Бабкин С.В., Белоусов О.А., Кирюпин М.М. СИНТЕЗ ФРАКТАЛЬНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ГЛОБАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ MATLAB	141
Ерохин А.А., Саломатов Ю.П. ЧАСТОТНО-НЕЗАВИСИМОЕ ЦИФРОВОЕ ДИАГРАММОФОРМИРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК	145
Копылов А.Ф., Огородников Д.К., Саломатов Ю.П., Харитонова Н.А. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ МЕМБРАНЫ С П-ОБРАЗНОЙ ФОРМОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЩЕЛИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИЯХ	153
Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»	
Ахметов Р.П., Винниченко М.В., Носкова Е.Е. АВТОМАТИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ СБОРКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ	159
Носкова Е.Е., Худяков С.В. ИНФОРМАЦИОННОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ПРОЕКТА ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ	164
Бахтина В.А., Лесной М.А., Парошин Н.А., Томилина Н.П. ОБРАБОТКА ДАННЫХ ИНЕРЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА СГИБА КОНЕЧНОСТИ	169
Ноговицина К.В., Юзова В.А. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРИСТОСТИ КРЕМНИЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ IMAGE J	175
Цыганков А.С., Шрамов А.А. РАЗРАБОТКА ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО СТЕНДА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ И ИХ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ НА БАЗЕ ПЛИС DE2-115	180
Зухуров А.Ш., Носкова Е.Е., Паршинцев И.В. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ РАЗМЕЩЕНИЯ ПРИ ЦИФРОВИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ	185
Казанцев Р.Ю., Юзова В.А. ТРЕБОВАНИЯ К МАТЕРИАЛАМ ПРОТОНПРОВОДЯЩИХ МЕМБРАН ВОДОРОДНО-ВОЗДУШНЫХ МИКРОТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	190
Клешнина С.А., Боев Н.М., Бурмитских А.В., Горчаковский А.А. УСТАНОВКА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТОНКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ПЛЕНОК	194

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

Алдонин Г.М., Маринушкин П.С., Черепанов В.В. ВЕЙВЛЕТ-ИНТРОСКОПИЯ БИОСИСТЕМ ОРГАНИЗМА ЧЕЛОВЕКА	200
Горбачев И.В., Куликов И.Н. ЗАДАЧИ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ПЛИС DE2-115.....	207
Селиванов А.С., Черников Д.Ю., Шакалов И.А., Якушев В.Н. ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ В ТЕХНОЛОГИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛЕННОГО СБОРА ИНФОРМАЦИИ НА ПРИМЕРЕ ОБЪЕКТОВ НЕФТЕГАЗОВОЙ ОТРАСЛИ	211
Копылова Н.Г., Черников Д.Ю. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭМУЛЯТОРА eNSP В КОНФИГУРАЦИИ КЛИЕНТ-СЕРВЕР	214
Липковская В.С., Лупачева М.А. КОМПОНОВКА И НАСТРОЙКА СИСТЕМНЫХ ПАРАМЕТРОВ eNSP-МОДЕЛЕЙ ОБОРУДОВАНИЯ HUAWEI	221
Бабкин С.В., Белоусов О.А., Кирюпин М.М. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С КОНЕЧНЫМ ЧИСЛОМ ОЧЕРЕДЕЙ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ В ПРОГРАММНОМ ПРОДУКТЕ MATLAB	227
Петровский Н.Ю., Черников Д.Ю. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАГМЕНТА ПАКЕТНОЙ СЕТИ С АГРЕГАЦИЕЙ КАНАЛОВ НА УРОВНЕ L2.....	234
Аристова А.А., Черников Д.Ю. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛА DHCP-СЕРВЕРА СРЕДСТВАМИ ЭМУЛЯТОРА eNSP	240
Зеленская М.К., Серебрякова А.С. СТЕК ПРОТОКОЛОВ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СИСТЕМ VoIP И ОКС № 7	248
Смирнов Д.В. МОДИФИЦИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ГАЛЛАГЕРА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ	253
Селиванов А.С., Черников Д.Ю., Шакалов И.А., Якушев В.Н. МОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ЛЭП С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОПТОВОЛОКОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	258
Селиванов А.С., Коловский Ю.В., Шакалов И.А., Якушев В.Н. ОБЗОР МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ИЗУЧЕНИИ ПОВЕДЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА	264

Гаипов К.Э., Крикунов И.Л. ПРИМЕНЕНИЕ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ	269
Селиванов А.С., Черников Д.Ю., Шакалов И.А., Якушев В.Н. РЕАЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛА СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ, ОРИЕНТИРОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В НЕФТЕДОБЫВАЮЩЕЙ ОТРАСЛИ	273
Долгий П.А., Костерев М.С., Черников Д.Ю. СПОСОБЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ БЕСКОНТАКТНЫХ СМАРТ-КАРТ С ПРОЦЕССИНГОВЫМ ЦЕНТРОМ В РЕЖИМЕ ONLINE	277
Зеленская М.К., Иванова В.С. СПОСОБЫ ПОДДЕРЖАНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ NS-2 ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЕКТОВ ТЕЛЕМЕДИЦИНЫ	281
Дронык В.М., Сукнева Р.М., Черников Д.Ю. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ В ТЕХНОЛОГИИ 5G-NR И ПРОТОКОЛЕ SIP	288
Киселев В.А., Клизубова Л.А., Черников Д.Ю. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ	294
Селиванов А.С., Черников Д.Ю., Шакалов И.А., Якушев В.Н. ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА МОБИЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ВИДЕОКОНТРОЛЯ ТЕРРИТОРИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ IP-КАМЕР	298
Зеленков Н.С., Черников Д.Ю. INDOOR-НАВИГАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ WI-FI	301
Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ	
Живая Я.А., Патрин Г.С. ВЛИЯНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПРОСЛОЙКИ НА ОБМЕННОЕ СМЕЩЕНИЕ В ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛЕНКАХ CoNi/Si/FeNi	306
Патрин Г.С., Фурдык В.П. МАГНИТНЫЕ И РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК В СИСТЕМЕ FE-VI	311

Научное издание

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции
с международным участием,
посвященной 125-й годовщине Дня радио

Красноярск, 14–15 мая 2020 г.

Редактор *Т. И. Тайгина*
Компьютерная верстка *Д. Р. Мазай*

Иллюстрация с обложки: Designed by rawpixel.com / Freepik

Подписано в печать 29.07.2020. Печать плоская. Формат 60×84/16
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 20,0. Тираж 100 экз. Заказ № 11532

Библиотечно-издательский комплекс
Сибирского федерального университета
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а
Тел. (391) 206-26-16; <http://bik.sfu-kras.ru>
E-mail: publishing_house@sfu-kras.ru