Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Электронное издание

Научный редактор В. Н. Бондаренко

Красноярск
СФУ
2015

УДК 621.37/.39
С 56

С56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. В. Н. Бондаренко ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Электрон. дан. (32 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2015. – 628 с. – 1 электрон. опт. диск. – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 100 Мб свободного дискового пространства ; ОС *Windows* 98/XP/7 ; *Adobe Reader* 8.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*). – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-7638-3236-5

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 120-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 6–7 мая 2015 г.

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

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

Редакционная коллегия:

Б. А. Беляев – д-р техн. наук, проф.; В. Н. Бондаренко – д-р техн. наук, проф. (науч. ред.); А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф.; А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц. (отв. за вып.); С. В. Мисюль – д-р физ.-мат. наук, проф.; С. П. Панько – д-р техн. наук, проф.; В. В. Сухотин – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; П. П. Турчин – канд. физ.-мат. наук, доц.; С. А. Рябушкин; Д. Ю. Черников – канд. техн. наук, доц.; Г. Я. Шайдуров – д-р техн. наук, проф.; В. А. Юзова – канд. техн. наук, доц.

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-3236-5

© Сибирский федеральный университет, 2015
© Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ, 2015

Научное издание

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

Подписано к использов. 15.04.2015. Объем: 32 Мб. Заказ 1213.
Тиражируется на машиночитаемых носителях.

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

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

КОСМИЧЕСКИЕ ТЕХНОЛОГИИ – ОСНОВА ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЩЕСТВА

В. Е. Косенко, В. В. Попов, А. В. Кузовников,
В. Д. Звонарь, В. Е. Чеботарев

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»
Россия, 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
E-mail: chebotarev@iss-reshetnev.ru

Проведен анализ современных государственных программ развития космических систем информационного обеспечения, создаваемых АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва». Определены тенденции использования космических систем информационного обеспечения в промышленной и социальной сферах. Представлена информация о задачах, решаемых в государственных космических программах в области информационно-навигационного обеспечения.

Введение

Информационные космические системы с момента своего появления являются важным элементом обеспечения национальной безопасности, развития ряда высокотехнологичных отраслей и секторов экономики государства, эффективного управления развитием регионов государства. Космическая связь, навигация и мониторинг является стратегическим звеном геополитики любого крупного государства, ставящего цель сохранения суверенитета, технологической независимости и инновационного развития.

В настоящее время постоянно изменяются задачи и возникают новые сферы применения информационных космических систем. Прежде всего, в направлениях, где космические средства имеют явные преимущества перед наземными.

Ведущим отечественным предприятием по созданию национальных орбитальных группировок космических информационных систем на базе современных конкурентоспособных космических аппаратов (КА), а также по решению важнейших задач по обеспечению обороноспособности и национальной безопасности Российской Федерации является АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» (АО «ИСС») [1].

С участием специалистов АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» были созданы отечественные космические информационные системы:

– системы фиксированной спутниковой связи в диапазонах частот 6/4 ГГц, 14/11 ГГц;

– системы подвижной спутниковой связи в диапазонах 1,6/1,5 ГГц и 6/4 ГГц;

– системы спутникового телевещания в диапазонах 14/11 ГГц, 6/4 ГГц, 6/0,7 ГГц и непосредственного телевещания в диапазонах 18/12 ГГц;

– системы персональной спутниковой связи в диапазоне 0,3/0,4 ГГц;

– глобальные навигационные системы первого (доплеровские) и второго (дальномерные) поколения;

– космические геодезические комплексы.

В основе этих систем используются орбитальные группировки с КА на различных типах орбит: низкие круговые, высокоэллиптические, геостационарные, средние круговые.

В процессе создания космических информационных систем и их основного элемента – космического аппарата (КА) создавалась и совершенствовалась техническая и технологическая база предприятия, формировалась методология проектирования КА, основанная на использовании унифицированного ряда космических платформ с длительным ресурсом. К настоящему времени сформировались два унифицированных ряда

космических платформ: моноблочного и модульного конструктивного исполнения с герметичным или негерметичным приборным отсеком. При этом, КА адаптированы с различными средствами выведения его на орбиту, обеспечивают длительное функционирование на всех типах околоземных орбит и обладают большой автономностью и надежностью функционирования за счет применения бортовой ЦВМ на КА с перенастраиваемым программным обеспечением [2].

Все это обеспечивает конкурентоспособность космических систем информационного обеспечения на рынке информационных услуг и создает перспективу расширения области использования космических технологий в жизни общества.

1. Космическая связь

В рамках Федеральной космической программы на 2006–2015 годы (подпрограммы «Космические средства связи, вещания и ретрансляции») предусматривается проведение мероприятий по созданию:

– космических комплексов системы фиксированной связи, подвижной президентской связи и телерадиовещания;

– многофункциональной космической системы ретрансляции;

– многофункциональной космической системы персональной спутниковой связи и передачи данных;

– комплекса технических средств для экспериментальной отработки новых технологий спутниковой связи и вещания;

– космического комплекса цифрового радио- и телевещания с космических аппаратов на высокоэллиптической орбите.

При реализации Программы будут завершены разработка, модернизация и ввод в эксплуатацию космических систем и комплексов нового поколения, в том числе увеличена пропускная способность магистральных, внутризоновых, местных, корпоративных, ведомственных сетей связи и увеличены емкости сетей распределительного телерадиовещания, что обеспечит в необходимых объемах и с заданным качеством:

– глобальную, в реальном масштабе времени, устойчивую и абсолютно защищенную президентскую и правительственную связь;

– потребности федеральных органов исполнительной власти, органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации и органов местного самоуправления в современных средствах телекоммуникаций, включая конфиденциальную связь;

– потребности жителей всех регионов России, в том числе малонаселенных и удаленных в современных видах связи;

– потребности сухопутных, морских и воздушных абонентов в глобальной связи с использованием маломассогабаритных терминалов массовых потребителей, отвечающих современным требованиям по видам, качеству и объему услуг с учетом требований международных стандартов.

Проекты, выполняемые АО «ИСС» по заказу государственных учреждений (Роскосмос) и предприятий (ФГУП «Космическая связь», ОАО «Газпром-Космические системы») направлены на удовлетворение потребностей в космической связи (фиксированная и подвижная), вещании, ретрансляции.

АО «ИСС» имеет огромный практический опыт именно в области создания космических аппаратов для фиксированной спутниковой связи [1]. На данный момент в АО «ИСС» по заказу ФГУП «Космическая связь» создаются космические аппараты «Экспресс-АМ5», «Экспресс-АМ6», «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2». Данные КА войдут в состав орбитальной группировки аппаратов фиксированной связи и вещания ФГУП «Космическая связь», которое является национальным оператором спутниковой

связи. В состав полезной нагрузки вышеперечисленных КА входят ретрансляторы C-, Ku-, Ka-диапазонах. Данные ретрансляторы будут использоваться для организации сетей спутниковой связи по технологии DVB-S2/DVB-RCS, а также для резервирования магистральных линий связи.

Следует особо отметить, что одной из главных тенденций развития отечественных и зарубежных спутников фиксированной спутниковой связи является освоение Ka-диапазона частот. Использование Ka-диапазона несет несколько преимуществ: свободный частотно-орбитальный ресурс, возможность организации широкополосного доступа [3].

Среди систем персональной спутниковой связи выделяют системы на базе низкоорбитальных КА и на базе геостационарных КА. АО «ИСС» создает системы как первого, так и второго типа. На базе группировки КА на низких круговых орбитах высотой 1500 км создается многофункциональная система персональной подвижной спутниковой связи «Гонец-Д1М». Она обеспечивает передачу данных от абонентских терминалов на региональные станции, а также связь между абонентскими терминалами в пределах зону радиовидимости. На данный момент на орбите функционирует 12 космических аппаратов «Гонец-М», в развитие системы на данный момент происходит определение облика перспективного космического аппарата «Гонец М1».

Потребности в области ретрансляции информации (передачи данных) от объектов ракетно-космической техники на наземные пункты удовлетворяются отечественной многофункциональной космической системой ретрансляции (МКСР) «Луч» (головной разработчик – АО «ИСС»). Основной задачей МКСР «Луч» является ретрансляция информации с объектов ракетно-космической техники, в том числе с автоматических КА, пилотируемых космических кораблей и станций, ракет-носителей и разгонных блоков. Кроме того обеспечивается ретрансляция сигналов аварийных радиобуев системы на станции приема и обработки информации космической системы поиска и спасания «КОСПАС-САРСАТ», а также ретрансляция информации от платформ сбора данных на станции приема данных с платформ космической системы Росгидромета.

На данный момент запущены и проходят летные испытания три КА МКСР – «Луч-5А» (точка стояния 168° в.д.) и «Луч-5Б» (точка стояния 16° з.д.), «Луч-5В» (точка стояния 95° в.д.).

2. Космическая навигация

Отечественная космическая навигация создавалась поэтапно (первое и второе поколение), усилиями военных и гражданских специалистов из различных организаций и предприятий нашей страны [4].

В процессе реализации такого крупномасштабного проекта было преодолено множество научно – технических проблем и получено множество технических решений, защищенных авторскими свидетельствами и патентами. Космическая навигационная система второго поколения (система ГЛОНАСС) является национальным достоянием России и функционирует в штатном составе (24 КА), предоставляя услуги отечественным и зарубежным мобильным потребителям на бесплатной основе. Будущее системы ГЛОНАСС связано с повышением надежности и качества навигационных услуг, расширением номенклатуры решаемых задач, с эффективной интеграцией с зарубежными навигационными системами.

В настоящее время работы по системе ГЛОНАСС проводятся в рамках Федеральной целевой программы «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 годы» (Постановление Правительства РФ от 03.03.12 г. № 189).

В рамках работ по этой Программе в части космического комплекса необходимо:

1. Разработать и провести летные испытания космического аппарата нового поколения «ГЛОНАСС-К2» с улучшенными тактико-техническими характеристиками и расширенными функциональными возможностями.

2. Провести обновление состава орбитальной группировки системы ГЛОНАСС космическими аппаратами «ГЛОНАСС-К2».

3. Завершить модернизацию наземного комплекса управления, комплексов средств формирования эфемеридной информации и синхронизации шкал времени и фундаментального сегмента системы ГЛОНАСС.

На космическом аппарате нового поколения «ГЛОНАСС-К2» проводится модернизация излучаемых КА радионавигационных сигналов в направлении расширения номенклатуры и повышения их характеристик (излучение сигналов с кодовым и частотным разделением в трех диапазонах L1 (1,6 ГГц), L2 (1,25 ГГц) и L3 (1,2 Ггц), как в интересах санкционированных (специальных), так и гражданских пользователей), а также обеспечения совместимости систем ГЛОНАСС, GPS, GALILEO: по системам координат и единому времени.

Интенсивное развитие различных сфер человеческой деятельности, связанных с решением пространственно-временных задач, диктует необходимость поддержания и развития в Российской Федерации собственных средств координатно-временного и навигационного обеспечения на высоком конкурентоспособном уровне.

В настоящее время большое внимание уделяется вариантам развития высокоорбитального навигационного космического сегмента ГЛОНАСС, который необходим для существенного улучшения характеристик навигации (точности и доступности) потребителя, включая условия высокого затенения навигационных спутников, которые имеют место в городских и горных условиях.

Высокоорбитальный сегмент может быть создан на основе геосинхронных орбит, в том числе геостационарной орбиты (ГСО), геосинхронных наклонных орбит (ГСНО) и высокоэллиптических орбит (ВЭО). Достоинством орбит этих типов являются повышение навигационных характеристик на территории Российской Федерации (включая северные территории) и Арктики, а также возможность на основе КА этого типа дополнительно осуществлять реализацию навигационных и связных услуг различного типа.

При этом навигационная система с высокоорбитальным сегментом должна обеспечивать, как минимум, двукратное покрытие территории России и Арктики, т. е. обеспечивать на этой территории видимость не менее 2-х КА высокоорбитального сегмента.

В качестве альтернативы исследуются расширенные ОГ (более 24 КА) на существующих типах орбит путем встраивания дополнительных КА между системными точками в каждой из трех плоскостей или организацией дополнительно трехплоскостной структуры, размещаемой между существующими плоскостями.

Следует отметить, что реализация орбитальной структуры с высокоорбитальным дополнением на геосинхронных или эллиптических орбитах потребует серьезной модернизации наземного комплекса управления (станций мониторинга и закладки), программы запусков и потребует создания КА нового типа.

3. Интегрированные космические системы наблюдения

Среди перспективных проектов, разрабатываемых АО «ИСС», стоит особо отметить проект многофункциональной космической системы «Арктика», включающая в себя орбитальную группировку КА на высокоэллиптических орбитах типа «Молния». Система предназначена для обслуживания регионов Крайнего Севера и должна обеспечивать: управление воздушным движением (Air Traffic Management); подвижную спут-

никовую связь с самолетами, фиксированную спутниковую связь между наземными станциями. При этом все подвижные потребители должны быть оснащены аппаратурой спутниковой навигации, работающей по сигналам систем ГЛОНАСС и GPS.

Регулярное поступление от спутниковых систем комплексной информации по северным регионам нашей страны является необходимым условием для эффективного решения гидрометеорологических, геофизических, геологических, экологических и других актуальных для арктической зоны задач, таких как контроль деятельности человека, мониторинг чрезвычайных ситуаций, развитие информационной инфраструктуры.

Многоцелевая космическая система должна обеспечивать:

– получение оперативных гидрометеорологических и гелиогеофизических спутниковых данных по северным территориям и «полярным шапкам» Земли;

– получение данных от высокоширотных дрейфующих платформ автоматических гидрометеостанций и аварийных буев системы поиска и спасения морских и воздушных судов КОСПАС-SARSAT по спутниковым каналам связи в круглосуточном режиме теледоступа;

– оперативное доведение до потребителя краткосрочных гидрометеорологических прогнозов и данных о ледовой обстановке по спутниковым каналам связи.

МКС «Арктика» состоит из трех специализированных космических подсистем:

1) подсистема «Арктика-М» для непрерывного гидрометеорологического мониторинга арктического региона и северных территорий, аварийной и служебной связи с использованием космических аппаратов «Арктика-М» на высокоэллиптических орбитах;

2) подсистема «Арктика-Р» для всепогодного мониторинга ледовой обстановки и контроля движения судов по трассе Севморпути, морских границ, крупномасштабных чрезвычайных ситуаций техногенного и природного характера в районах добычи нефти и газа (в том числе, на шельфе) с использованием космических аппаратов «Арктика-Р» на низких орбитах с многофункциональными многорежимными радиолокаторами бокового обзора Х-диапазона высокого разрешения с радиометрами;

3) подсистема «Арктика-МС» для цифрового теле и радиовещания, навигационной и мультисервисной связи в арктическом регионе и на северных территориях с использованием космических аппаратов связи «Арктика-МС» на высокоэллиптических орбитах.

4. Лунная информационно-навигационная обеспечивающая система

В рамках совершенствования космических информационных системы до 2030 года проводятся исследования принципов информационного обеспечения потребителей в зоне Луны и дальнего космоса с целью создания необходимых условий эффективного изучения и освоения Луны, других тел солнечной системы, телекоммуникационного и навигационного обеспечения процессов управления полетом лунных и межпланетных автоматических аппаратов и пилотируемых экспедиционных комплексов, координатно-временной привязки результатов космических исследований и экспериментов, координатно-временного и информационного обеспечения функционирования членов экспедиций и персонала постоянно действующих баз на поверхности Луны и планет.

Рассмотрены различные методы глобальной, непрерывной навигации и обеспечивающие их окололунные орбитальные группировки, а также возможность возложения на них также задач информационного обеспечения, т. е. создание навигационно-связного спутника, искусственного спутника Луны (ИСЛ). Для решения задачи баллистико-навигационного и временного обеспечения ИСЛ предлагается разместить на поверхности Луны средства контура управления и триангуляционной селенодезической сети пунктов.

По результатам проведенных исследований сформулированы следующие выводы:

1. Глобальная оперативная навигация запросным дальномерным методом (определение плановых координат) и дуплексная связь мобильных потребителей на поверхности Луны обеспечивается многоспутниковой ОГ (8–10 НКА в двух плоскостях), использующей круговые орбиты высотой около 4260 км и наклонением 58°.

2. Стабильность окололунных ОГ поддерживается периодической коррекцией орбит с ежегодными затратами характеристической скорости 3 м/с.

3. Оперативная спутниковая навигация и связь окололунных космических потребителей с помощью окололунной ОГ обеспечивается при реализации радиоконтакта для любого взаимного положения потребителя и НКА (в верхней и нижней полусферах), что связано с необходимостью применения следящих лучевых антенных систем на НКА и у потребителя, или организация изотропного излучения.

4. Предложено для целей навигации и связи использовать единый - радиоканал на частотах «потребитель - КА» – 11 ГГц, «КА-потребитель» – 14 ГГц.

5. Рассматривается групповая схема выведения блока КА на рабочие окололунные орбиты с помощью РН «Союз 2.1б» выводит головной блок, состоящий из блока КА и межорбитального транспортного буксира, выполненного на основе разгонного блока «Фрегат».

По результатам баллистического анализа определена масса выводимого блока КА, длительность режима выведения каждого КА на рабочие окололунные орбиты. На основании проведенных исследований разработана концепция создания лунной информационно-навигационной обеспечивающей системы (ЛИНОС) и сформулированы требования к ее составным частям, в т. ч. к навигационно-связному КА на окололунных орбитах.

Выводы

1. Современные государственные программы развития космических систем связи, навигации и наблюдения, реализуемые АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» совместно с кооперацией, обеспечивают национальную безопасность и экономическую независимость России.

2. Отечественные космические системы информационного обеспечения развиваются в направлении освоения высокочастотного диапазонов связи, интеграции орбитальных группировок, комплексирование отечественных и зарубежных навигационных систем.

3. Одним и важнейших путей комплексного использования космических систем связи и навигации является решение задач наблюдения за перемещением транспортных средств диспетчерскими службами в обширных районах северных и восточных регионах России, где практически отсутствуют наземные средства связи.

4. Для обслуживания окололунных потребителей потребуется создание лунной информационно-навигационной обеспечивающей системы.

Список литературы

1. Козлов А. Г. Академик Михаил Федорович Решетнёв / Науч.-произв. об-ние прикл. механики. – Железногорск, 2006. – 334 с.

2. Чеботарев, В. Е. Основы проектирования космических аппаратов информационного обеспечения: учеб. пособие / В. Е. Чеботарев, В. Е. Косенко; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2011. – 488 с., 24 с. ил.

3. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

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

ОПЫТ СОВМЕСТНОЙ РАЗРАБОТКИ МОРСКОЙ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ РАДИОНАВИГАЦИИ

А. М. Алешечкин[1], В. Г. Коннов[2]

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: AAleshechkin@sfu-kras.ru
[2]*АО «НПП «Радиосвязь»*
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19
E-mail: valkon25@mail.ru

Приведены сведения об этапах разработки морской радионавигационной системы (РНС) «Крабик-БМ». Разработка РНС была начата НПО «Сибцветметавтоматика» в 1981 г. для нужд геологии, затем были проведены испытания системы для ее использования управлением навигации и океанографии МО РФ. В начале 2000-х гг. разработка РНС «Крабик-БМ» была передана в АО «НПП «Радиосвязь» г. Красноярска. Результаты совместной разработки РНС силами АО «НПП «Радиосвязь» и Сибирского федерального университета привели к тому, что данная РНС в настоящее время стала весьма востребованной для решения задач морской навигации и определения параметров движения объектов, о чем свидетельствуют планы по ее очередной модернизации.

Работы по созданию высокоточной радионавигационной системы (РНС) «Крабик-Б» диапазона ультракоротких волн были начаты в НПО «Сибцветметавтоматика» (г. Красноярск) в 1981 г. [1, 2]. Следует отметить, что высокие технические параметры РНС были заложены еще в 1982 г. на этапе эскизного проекта, когда было принято решение о выборе сигналов и принципа измерения задержек сигналов РНС.

Система «Крабик-Б» была предназначена для точного определения координат места на поверхности моря при выполнении различного рода работ. Примерами такого рода работ являются: изучение подводных месторождений геофизическими методами; подготовка площадей под бурение; вывод плавучих буровых установок в точку бурения; прокладка подводных трубопроводов и кабелей; установка навигационных знаков; добыча твердых полезных ископаемых с помощью земснарядов, дноуглубительные работы и др.

После 1987 г. завод НПО «Сибцветметавтоматика» выпустил серию, которая состояла из шести РНС «Крабик-Б» (рис. 1). В состав каждой РНС входили три бортовых станции (БС) и три опорных станции (ОС) [2].

В 1989 г. по инициативе капитанов первого ранга управления навигации и океанографии (УНиО) МО РФ В. Н. Калашникова и Н. Н. Ставцева были проведены испытания серийного образца РНС «Крабик-Б», в результате которых было установлено, что по основным характеристикам РНС превосходит отечественные аналоги и сравнима с аналогичной модификацией РНС «Syledis» (Франция) [1, 3].

С 1989 по 1991 г. в НПО «Сибцветметавтоматика» была проведена еще одна опытно-конструкторская работа (ОКР) «Разработка РНС «Крабик-БМ» для обеспечения морских сейсморазведочных работ». В результате этой ОКР появился новый режим работы РНС – дистанционный, обеспечивающий определение местоположения станции, установленной в конце сейсмоакустической косы [2].

Силами Сибирского федерального университета (СФУ) и АО «НПП «Радиосвязь» в 2000–2002 гг. РНС была переведена на новую элементную базу, благодаря чему значительно уменьшились размеры и вес изделия. В тот же период было разработано программное обеспечение вторичной обработки результатов измерений корабельной станции с использованием языка высокого уровня С++, также существенной доработке было подвержено программное обеспечение первичной обработки приемопередатчиков, которое также было разработано на языке высокого уровня С++.

Проведенные работы привели к выпуску в 2002 г. опытного образца данной РНС, вид бортовой станции (БС) которой приведен на рис. 2.

Рис. 1. Внешний вид бортовой станции серийного радиогеодезического комплекса «Крабик-Б»

а *б*

Рис. 2. Внешний вид опытного образца бортовой станции РНС «Крабик-БМ», изготовленного в 2002 г.: *а* – приемопередатчик; *б* – пульт управления и индикации

На рис. 2 приведен вид БС системы, в состав которой входит блок приемопередатчика (ППРД) и пульт управления и индикации (ПУИ). Следует отметить, при создании опытного образца было разработано две версии программы вторичной обработки информации БС: первая версия предназначалась для работы в составе пульта управления и индикации, вторая версия была предназначена для работы в составе ПК типа NoteBook под управлением операционной системы DOS или Windows 95/98.

В 2002 г. при участии представителей УНиО МО РФ, АО «НПП «Радиосвязь» и СФУ были проведены Государственные испытания опытного образца РНС «Крабик-БМ», выпущенного АО «НПП «Радиосвязь» при активном участии специалистов СФУ.

Главным конструктором разработки был профессор СФУ, с.н.с., проф. В. И. Кокорин. Испытания проходили в Беринговом море в сентябре 2002 г.

По результатам проведенных испытаний РНС была рекомендована к серийному выпуску на предприятии «Радиосвязь». Сразу после окончания испытаний на предприятии была начата подготовка к серийному выпуску, при этом при разработке конструкторской документации и подготовке производства были учтены замечания и рекомендации, полученные в ходе испытаний РНС.

Выпуск РНС был начат в 2003 г. В серийных образцах, по сравнению с опытным образцом, была существенно изменена схема и конструкция прибора ППРД, в результате чего при запуске системы в серию появился ряд проблем и особенностей, которые не возникали при изготовлении опытного образца. Однако возникшие трудности были успешно преодолены и в октябре 2003 г. первый серийный образец РНС «Крабик-БМ» был отправлен заказчику.

Общий вид первого серийного образца РНС приведен на рис. 3.

а *б* *в*

Рис. 3. Общий вид первого серийного образца бортовой станции РНС «Крабик-БМ»:
а – приемопередатчик; *б* – антенна; *в* – пульт управления и индикации

В изготовленном серийном образце была проведена замена пульта управления и индикации, что привело к необходимости доработки его программного обеспечения. Кроме того, существенной доработке и совершенствованию подверглось и программ-

ное обеспечение приемопередатчиков. В частности, были приняты решения, позволяющие программным способом снизить значение потребляемой БС и ОС мощности от источников питания. Кроме того, в состав РГК был введен программатор для программирования сменных картриджей, предназначенных для переноса программ и результатов измерений с пульта управления и индикации на персональный компьютер и обратно. Это позволяло осуществлять ввод исходных данных, требуемых для работы БС, до выхода в море. Кроме того, после выполнения работ, это позволяло переносить записанные результаты измерений на персональный компьютер для последующей дальнейшей обработки и интерпретации.

В таком виде серийные образцы выпускались в период 2003–2007 гг. и были поставлены подразделениям гидрографической службы Тихого океана и Каспийского моря.

В 2007 г. «НПП «Радиосвязь» была начата модернизация РНС «Крабик-БМ», обусловленная необходимостью перехода к новым значениям рабочих частот. При этом была осуществлена доработка конструкции комплекса с целью упрощения извлечения и установки блоков устройства цифровой обработки (УЦО), приемника (ПРМ) и передатчика (ПРД) в общую панель прибора ППРД при проведении ремонта. Также была проведена доработка программного обеспечения ПУИ для обеспечения выдачи информации на цифровую карту и в другие внешние бортовые устройства и поддержки новых микросхем дискретной автоматической регулировки усиления, устанавливаемых в блоки ПРМ.

Осенью 2007 г. в Финском заливе Балтийского моря были проведены межведомственные испытания РНС «Крабик-БМ», в результате которых были подтверждены заявленные технические характеристики системы, и модернизированная РНС была рекомендована к дальнейшему серийному выпуску.

После этого, в период 2008–2014 гг. проводились дальнейшие работы по совершенствованию РНС. Так, в состав бортовой станции (БС) была введена метеостанция, результаты измерений которой используются для повышения точности радиодальномерных измерений. Изменилась также комплектность поставки РНС с целью повышения удобства использования системы при эксплуатации и расширения сервисных и функциональных возможностей.

Новые серийные образцы РНС эксплуатируются в настоящее время на Белом море. Специалисты АО «НПП «Радиосвязь» и СФУ дважды принимали участие в оплавывании РНС на Белом море, что позволило устранить ряд недостатков, выявленных в процессе эксплуатации РНС.

На сегодняшний день в целях повышения конкурентоспособности поставлена задача по очередной модернизации аппаратного и программного обеспечения РНС «Крабик-БМ» [2]. Необходимость осуществления модернизации является следствием ряда причин:

– использование устаревших технологий и элементной базы, которую стало невозможно приобретать вследствие прекращения выпуска;

– необходимость сопряжения с современными внешними устройствами, используемыми для вывода навигационной информации и повышения точности определения места объектов;

– необходимость использования возросших возможностей современных операционных систем и вычислительной техники для повышения удобства разработки и использования программного обеспечения, расширения сервисных и функциональных возможностей аппаратуры.

Модернизация аппаратной части планируется путем замены нескольких устаревших ПЛИС блоков УЦО, ПРД и ПРМ на единую систему на кристалле (СНК) Zynq-

7000, что приведет к повышению надежности всего прибора ППРД в целом. При этом СНК Zynq-7000 на едином с ПЛИС кристалле имеет высокопроизводительный микропроцессор ARM Cortex A9, что позволяет использовать его для выполнения программ первичной обработки измеренной информации и управления блоками ППРД.

Другим направлением модернизации РНС является замена используемого в бортовой станции (БС) данной системы пульта управления и индикации на мобильный персональный компьютер типа NoteBook. При этом ставится задача разработки новой версии программного обеспечения вторичной обработки информации БС, использующей возросшие функциональные возможности вычислительной техники и операционных систем.

Следует отметить, что выполнение модернизации РНС в соответствии с рассмотренными выше направлениями дает основания ожидать не только повышения надежности и снижения массогабаритных показателей ППРД РНС, но и появления новых возможностей для дальнейшего совершенствования алгоритмов обработки информации, измерения параметров сигналов и расширения функциональных возможностей РНС, появляющихся за счет существенного возрастания используемых вычислительных мощностей и емкости элементной базы.

В частности, в перспективе планируется выполнить следующие работы по модернизации РНС:

– совершенствование тестовых программ для контроля метрологических характеристик комплекса не только на этапе его производства, но и при эксплуатации;

– разработка имитатора сигналов РНС;

– исследование возможностей использования новых сигналов, обеспечивающих устойчивость к воздействию многолучевости;

– реализация новых алгоритмов разрешения неоднозначности фазовых измерений;

– использование новой элементной базы для построения радиопередающего тракта и фильтров с повышенной избирательностью.

Все это позволит и далее успешно использовать РНС «Крабик-БМ» для решения возложенных на нее задач, тем более, что многолетний опыт серийного выпуска и эксплуатации системы показывает, что она является весьма востребованной для решения задач определения координат и параметров движения объектов в морских условиях.

Список литературы

1. Кокорин, В. И. Радионавигационные системы и устройства : учеб. пособие / В. И. Кокорин. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2006. – 175 с.

2. Направления модернизации радиогеодезического комплекса «Крабик-БМ» / П. А. Лопардин, А. М. Алешечкин, В. Г. Коннов и др. // Сб. тр. Всерос. НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. – С. 114–115.

3. Кокорин, В. И. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в Красноярском государственном техническом университете / А. М. Алешечкин, В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 5. – С. 62–73.

4. Алешечкин, А. М. Радионавигационная система для определения точных координат акваториальных геологоразведочных и горных выработок / А. М. Алешечкин, В. И. Кокорин // Маркшейдерский вестник. – 2003. – № 2. – С. 54–57.

5. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А. М. Алешечкин, П. Н. Иванов, В. И. Кокорин и др. // Научно-технический журнал «Гироскопия и навигация». – 2004. – № 2(45). – С. 5–12.

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТАМ ДАЛЬНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ

Л. А. Алиметов, Е. В.Чесноков, Н. Н. Андреев

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а

Рассмотрены основные требования, предъявляемые к беспилотным летательным аппаратам дальнего радиуса действия при решении задач по поражению разнотипных наземных и воздушных объектов на дальностях стратегического удаления.

Говоря о существующих современных беспилотных летательных аппаратах большого радиуса действия, можно с уверенностью заявлять, что они являются наиболее крупным достижением в военной авиации за последнее десятилетие, и продолжают совершенствоваться в своем развитии, как новый вид эффективного оружия. Они коренным образом меняют представление о ведении боевых операций, а также привычный общечеловеческий взгляд на окружающее пространство, энергетические и информационные возможности.

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) дальнего радиуса действия рассматриваются военным руководством ведущих иностранных государств в качестве одного из важнейших средств повышения боевых возможностей Вооруженных сил.

Анализ тенденций совершенствования способов в сфере ведения боевых действий показывает, что БЛА дальнего радиуса действия планируется использовать не только для ведения воздушной разведки, но и при решении наиболее сложных задач по поражению разнотипных наземных и воздушных объектов на дальностях стратегического удаления [1].

Для выполнения этих задач БЛА дальнего радиуса действия должны быть обеспечены современными средствами разведки, связи, локации, навигации, РЭБ, оснащены управляемыми АСП, способными уничтожать, как точечные, так и площадные цели, а также иметь низкую радиолокационную заметность. Еще одной отличительной особенностью аппаратов этого типа является длительное время пребывания в воздухе (от 8 до 20 часов). Для достижения такого долгого времени полета необходимо высокое аэродинамическое качество планера, большое удлинение крыла и значительный запас топлива.

Если рассматривать общую тенденцию развития БЛА дальнего радиуса действия, то можно выделить две ветви – аппараты-аналоги пилотируемых самолетов (ударные БЛА) и сверхдальние стратегические разведчики (БЛА большой продолжительности полета).

Наибольший интерес вызывают сегодня экспериментальные аппараты «X-47 Pegasus» (США) и «Скат» (Россия), которые по своему строению соизмеримы с размерами современных летательных аппаратов. Оба прототипа БЛА построены по принципу летающего крыла, что в свою очередь позволяет достичь высокого аэродинамического качества планера и снизить их заметность в радиолокационном диапазоне длин волн. На рис. 1 и 2 представлены фотографии экспериментальных прототипов БЛА «X-47 Pegasus» и «Скат».

Рис. 1. БЛА «Скат»

Рис. 2. БЛА «X-47 Pegasus»

В табл. 1 представлены основные летно-технические характеристики БЛА «X-47 Pegasus» и «Скат».

Таблица 1

Летно-технические характеристики БЛА

Наименование параметра	X-47 Pegasus	Скат
Длина, м	11,64	10,25
Размах крыла, м	11,50	18,93
Высота, м	2,7	3,17
Крейсерская скорость	0,9 М	0,8 М
Дальность полёта, км	-	4000
Боевой радиус, км	-	2000
Практический потолок, м	12 190	12000
Боевая нагрузка, кг	-	2000
Максимальная взлетная масса, кг	20 215	-
Макс. продолжительность полета, ч	6	-

Помимо комплексной системы управления и системы навигации данные БЛА будут оснащаться автономными прицельными системами для обнаружения и распознавания целей и применения по ним оружия, а также средствами разведки и радиоэлектронного противодействия для обеспечения собственной выживаемости в бою.

Учитывая летно-технические характеристики БЛА дальнего радиуса действия, возможности и задачи, возлагаемые на них, следует, что требования, предъявляемые к данным БЛА, должны соответствовать требованиям, которые предъявляются к летательным аппаратам пятого поколения.

Таким образом, в соответствии с вышеизложенным можно сформулировать следующие требования к БЛА дальнего радиуса действия:

низкая заметность БЛА в радиолокационном и инфракрасном диапазонах в сочетании с переходом бортовых датчиков на пассивные методы получения информации, а также на режимы повышенной скрытности;

высокая боевая эффективность (многофункциональность) поражения воздушных, наземных и надводных целей;

наличие круговой информационной системы;

способность осуществлять всеракурсный обстрел целей в ближнем воздушном бою, а также вести многоканальную ракетную стрельбу при ведении боя на большой дальности;

автоматизация управления бортовыми информационными системами и системами постановки помех;

использование систем телекодового обмена информацией с внешними источниками;

БЛА должен быть прост в управлении ручного пилотирования в широком диапазоне условий полета;

БЛА должен быть оснащён автоматизированной системой управления на уровне решения тактических задач, имеющей экспертный режим «в помощь оператору».

Список литературы

1. Федосова, Е. А. Современное состояние и перспективы развития БПАС XXI века / Е. А. Федосова. – М.: НИЦ ГОС НИАС, 2012. –195 с.

2. Ильин, В. Боевые беспилотные летательные аппараты / В. Ильин // Аэрокосмическое обозрение: Аналитика, комментарии, обзоры. – 2008. – № 1. – С. 54–57.

РАЗРАБОТКА ГЕОФИЗИЧЕСКОГО ДВУХДИАПАЗОННОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ИЗ НИЗКОЧАСТОТНЫХ СЕЙСМИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

К. А. Артемьев[1], В. С. Потылицын[2], Д. С. Кудинов[2] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: KArtemevSFU@gmail.com
[2]*Военно-инженерный институт ФГАОУ ВПО СФУ, НИЛ Радиофизики*
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: kudinovdanil@yandex.ru

Описывается устройство двухдиапазонного дифференциального приемника на основе инструментального усилителя INA128 и эллиптических фильтров на переключаемых конденсаторах MAX293 и MAX7490. Приведена структурная схема и внешний вид устройства. Предлагаемый приемник может быть использован в системах электроразведки и сейсмической связи.

В настоящее время в геофизике активно используются низкочастотные сейсмические и электромагнитные сигналы. Они используются при разведке полезных ископаемых и при исследовании строения земли.

Известны способы электроразведки полиметаллических месторождений, основанные на методе вызванной поляризации (ВП), которые заключаются в возбуждении геологического разреза импульсными или гармоническими токами низких частот в диапазоне от 0-20 Гц и регистрации переходной характеристики электрического поля. Дальнейшим развитием данного метода можно назвать метод извлечения информации ВП из естественного электромагнитного поля Земли, который основан на том, что производится вычисление взаимнокорреляционной функции (ВКФ) шумовых сигналов флуктуаций теллурических токов Земли с использованием дифференциального канала в диапазоне частот 0–20 Гц [1–3].

На основании существующих эффектов взаимодействия акустических и электромагнитных колебаний [4], разрабатывается дифференциальный метод извлечения информации из ВКФ естественного электромагнитного и сейсмического шумов.

Применение сейсмических волн не ограничивается сейсморазведкой и исследованиями строения земли. Ведутся поиски способов передачи информации с помощью сейсмических сигналов. Разрабатывается способ аварийной шахтной связи, основанный на передаче сообщений с помощью сейсмических колебаний в диапазоне 60–200 Гц.

Таким образом обуславливается необходимость создания низкочастотного приемника для исследований перспективных технологий, а также практического применения в электроразведке и сейсмической связи.

Приведенные выше технологии требуют низкочастотный приемник, обеспечивающий следующие технические параметры:

чувствительность: 1 мкВ;

диапазон частот: 0–20 Гц, 60–200 Гц;

динамический диапазон: 120 дБ;

подавление промышленных помех: 40 дБ;

тип приемника: дифференциальный.

Измерение электромагнитного поля осуществляется симметричной трёхэлектродной электрической линией MON, перемещаемой вдоль профиля наблюдений. Информация о ВП содержится в величине отношения корреляционной функции сигнала разности процессов, наблюдаемых по отдельности в линиях OM и ON к корреляционной функции одного из процессов (рис. 1).

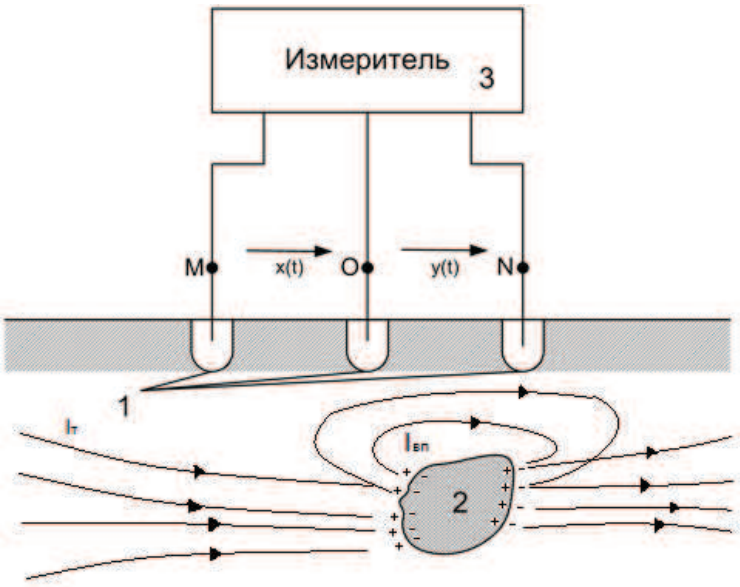


Рис. 1. Дифференциальная измерительная установка (1 – неполяризующиеся электроды; 2 – рудное тело; 3 – измерительный прибор)

Прием сейсмических сигналов производится с помощью сейсмоприемника (геофона). В зависимости от расстояния между приемником и передатчиком будет изменяться уровень принимаемого сигнала, следовательно, необходима возможность изменения коэффициента усиления.

В качестве усилителей применяется инструментальный операционный усилитель INA128, особенностью которого является подавление синфазного сигнала 120 дБ, управление коэффициентом усиления одним внешним сопротивлением, что позволяет изменять коэффициент усиления от 1 до 10000. Управление усилением осуществляется цифровым потенциометром, программируемым микроконтроллером (МК). Между каскадами усилителей установлен режекторный фильтр с частотой задерживания 50 Гц для подавления промышленных помех, чтобы не перегружать второй каскад [5].

Для выделения диапазона 0–20 Гц применяется ФНЧ реализованный на микросхеме MAX293. Эта микросхема представляет собой эллиптический фильтр 8-го порядка на переключаемых конденсаторах. Он обеспечивает затухание 82 дБ при частоте в полтора раза больше частоты среза. Подстройка частоты среза осуществляется изменением тактовой частоты с помощью микроконтроллера. Полосовой фильтр для выделения диапазона 60–200 Гц построен на микросхемах MAX7490. Особенностью этой микросхемы является то, что её можно использовать не только как ФНЧ, но и как фильтр верхних частот. Это позволяет построить полосовой фильтр 4-го порядка при помощи двух микросхем [6, 7].

Цифровая часть приемника представлена микроконтроллером STM32F103 на базе ядра Cortex-M3. МК представляет собой 32 битный микроконтроллер со встроенными: аналого-цифровым преобразователем; 32 разрядными счетчиками; встроенными интерфейсами: UART/USART, CAN, USB, SPI. МК осуществляет аналого-цифровое преобразование сигналов, управление усилением, а также он формирует тактовые сигналы для фильтров. После аналого-цифрового преобразования сигнал передается через интерфейс USB на персональный компьютер для дальнейшей обработки. На рис. 2 представлена структурная схема приемника.

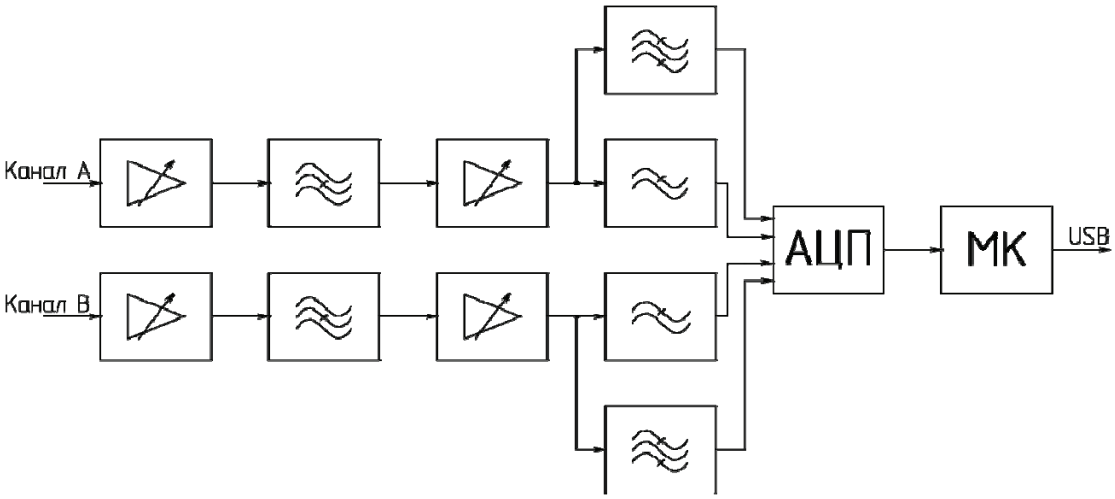


Рис. 2. Структурная схема приемника

Питание аналоговой части приемника двухполярное ±3 В. Микроконтроллер питается от шины USB. На рис. 3 приведен внешний вид платы приемника.

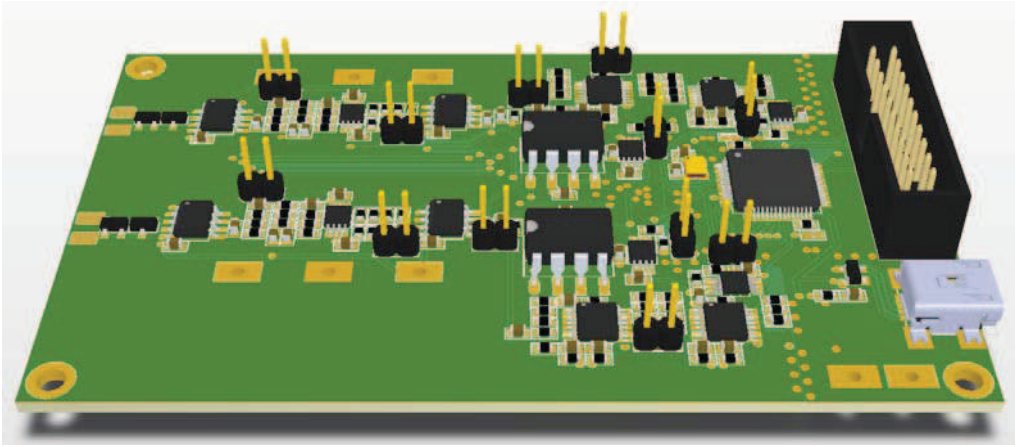


Рис. 3. Внешний вид приемника

Список литературы

1. Потылицын, В. С. Прибор для поиска полиметаллических на основе ВП ЕЭМПЗ / В. С. Потылицын, Г. Я. Шайдуров // Современные проблемы радиоэлектроники. – 2009. – С. 29−32.

2. Потылицын, В. С. Метод дифференциальной идентификации инерциальных объектов в случайных полях / В. С. Потылицын // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. –2013. – Т 6. – № 2. – С. 178–182.

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

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

5. INA128 // Texas Instruments. URL: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf

6. MAX293 // Maxim Integrated. URL: http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/ MAX293-MAX297.pdf

7. MAX7490 // Maxim Integrated. URL: http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/ MAX7490-MAX7491.pdf

ДИРИЖАБЛЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

А. С. Артюх, К. А. Малугин, Р. Ю. Вахтин, В. О. Пономарев

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: artyukh@list.ru

Приводится описание дирижабля радиолокационного обнаружения, оснащенного радиолокационной станцией (РЛС) *P*-диапазона с крупноапертурной конформной нежесткой активной фазированной антенной решеткой (АФАР) с нелинейно-дифракционным способом фазирования (НДСФ).

Анализ современного состояния информационно-управляющих систем военного назначения показывает такие недостатки, как отсутствие сплошного информационного (радиолокационного) поля над территорией РФ; низкую эффективность наземных систем противовоздушной обороны (ПВО) при обслуживании малозаметных, низколетящих и загоризонтных целей [1].

Перспективным направлением устранения отмеченных недостатков является использование авиационных комплексов дальнего радиолокационного обнаружения (АК ДРЛО), оснащенных РЛС с АФАР, являющихся одним из наиболее эффективных средств разведки воздушных и наземных целей. Принимая во внимание такие недостатки АК ДРЛО, как высокая стоимость производства и эксплуатации самолета-носителя; большая эффективная площадь отражения радиоволн; относительно непродолжительное время патрулирования воздушного пространства, требовательность к характеристикам взлетно-посадочной полосы, целесообразно рассмотреть в качестве носителя аппаратуры ДРЛО аэростаты и дирижабли.

Основными преимуществами радиолокационного комплекса на основе дирижабля являются: практически неограниченный по длительности контроль воздушного пространства при минимальной стоимости жизненного цикла (создания, применения и технической эксплуатации); размер оболочки допускает размещение антенной решетки больших размеров; малая заметность в инфракрасном и радиолокационном диапазонах волн; большая грузоподъемность; возможность посадки на необорудованные площадки; высокая экологичность; относительная простота и быстрота подготовки летчиков. Например, по оценкам экспертов [2], стоимость эксплуатации аэростатного комплекса в течение года может быть на порядок меньше эксплуатации комплекса типа AWACS, а стоимость обеспечения зоны обзора протяженностью 1000 км – в три раза меньше.

Известно, что типовые воздушные цели (самолеты, беспилотные летательные аппараты (БЛА), крылатые ракеты) имеют эффективную площадь рассеивания (ЭПР) σ от 0.1 до 125 м^2 в X-диапазоне. С увеличением длины волны РЛС ЭПР воздушных судов большого размера уменьшается, среднего – практически не изменяется, а для малоразмерных целей ЭПР увеличивается. При облучении БЛА и крылатых ракет в переднем секторе и изменении длины волны РЛС от λ_1 к λ_2 ЭПР возрастает по закону

$$\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \sqrt{\frac{\lambda_2}{\lambda_1}}, \qquad (1)$$

т. е. при увеличении длины волны РЛС от λ_1 = 3 см (*X*-диапазон) до λ_2 = 70 см (*P*-диапазон) ЭПР малоразмерной цели увеличивается более чем в 4 раза.

Кроме того, в длинноволновых *L*-, *P*-диапазонах резко снижается эффективность радиопоглощающих покрытий, выполненных по технологии СТЭЛС. Актуально ис-

пользование *P*-диапазона длин волн и для радиолокационного наблюдения наземных целей, так как ЭПР наземных малоразмерных целей в *P*-диапазоне возрастает в два-три раза по сравнению с *X*-диапазоном [2].

Обеспечение высокой разрешающей способности антенной системы по угловым координатам в *L*- или *P*- диапазоне требует существенного увеличения геометрических размеров апертуры АФАР. Размеры дирижабля позволяют разместить излучающее полотно АФАР достаточно больших размеров, но при этом возникают проблема обеспечения жесткости конструкции и, как следствие, сложность формирования узкого луча диаграммы направленности (ДН). Увеличение апертуры АФАР приводит к существенному повышению ее массы, так как масса конструктивных элементов жесткости пропорциональна третьей степени линейных размеров раскрыва решетки, тогда как масса приемопередающих модулей (ППМ) пропорциональна квадрату ее линейных размеров [3]. Следовательно, существенное снижение массы крупноапертурной антенны может быть достигнуто только за счет облегчения конструктивных элементов жесткости, то есть за счет увеличения допустимых деформаций полотна АФАР.

Если положение всех ППМ АФАР задано, то задача о требуемых управляемых фазах, обеспечивающих ориентацию ДН антенны, имеет однозначное решение. Однако любое изменение взаимного положения ППМ АФАР ведет к искажению ДН, причем эти изменения существенны уже при отклонениях ППМ на расстояние более четверти длины волны. Искажение ДН АФАР при смещении хотя бы одного из её ППМ объясняется тем, что фаза парциальной волны, соответствующей переместившемуся излучателю, приобретает в дальней зоне наблюдения дополнительный фазовый сдвиг, определяемый изменением расстояния от излучателя до точки наблюдения. В случае крупноапертурной нежесткой АФАР, когда обеспечить постоянство взаимного положения ППМ с точностью до долей длины волны невозможно, для каждого нового положения ППМ необходимо формировать новое фазовое распределение, обеспечивающее требуемую ориентацию ДН.

При традиционном способе управления ДН нежесткой АФАР с использованием фазовращателей для управления фазами сигналов в отдельных ППМ необходимо в каждый момент времени или достаточно часто измерять с точностью до долей длины волны координаты каждого излучателя, вычислять новые управляемые фазы и выставлять их с точностью до долей π . В результате названных операций погрешность фазы должна быть скомпенсирована изменением управляемой фазы в сигнале, излучаемым переместившимся ППМ.

Известен НДСФ, не связанный с измерением координат ППМ и применением фазовращателей [3]. Сущность данного способа заключается в использовании специальным образом сформированного вспомогательного амплитудно-модулированного излучения, зависимость интенсивности которого от пространственных координат и времени совпадает с зависимостью от тех же аргументов плосковолнового электромагнитного поля, распространяющегося в направлении фазирования со скоростью света. Вспомогательное излучение носит название аналога плоской волны. Характеристикам плоской электромагнитной волны соответствуют биения, возникающие в результате суперпозиции двух и более близких по частоте монохроматических волн на выходе нелинейного элемента. С целью формирования биений используется внешний облучатель, состоящий из двух слабонаправленных антенн. Каждый ППМ для приема аналога плоской волны должен содержать вспомогательную приемную антенну и амплитудный детектор с квадратичной характеристикой.

Исходя из вышесказанного, предлагается разместить крупноапертурную нежесткую АФАР *P*-диапазона на одной из боковых поверхностей оболочки дирижабля и для

управления ДН АФАР использовать НДСФ. Достоинства нежесткой выпуклой конформной АФАР с НДСФ заключаются в следующем.

1. Универсальность системы фазирования АФАР к форме излучающей поверхности, в связи с чем ППМ АФАР можно размещать неэквидистантно на оболочке дирижабля произвольных размеров, кривизны и формы.

2. Так как длина существующих дирижаблей достигает 260 м, площадь оболочки позволит разместить требуемое количество ППМ *P*-диапазона с шагом, обеспечивающим формирование одного главного максимума ДН требуемой мощности.

3. Благодаря возможности формирования выпуклого конформного излучающего раскрыва реализуется большой сектор сканирования – до $\pm 90^0$ в любой плоскости.

4. Существенное снижение массы и стоимости АФАР в связи с уменьшением числа конструктивных элементов жесткости антенного полотна и отсутствием измерительных датчиков смещения, спецвычислителей и фазовращателей в ППМ.

На рис. 1 и 2 представлены виды сбоку и спереди дирижабля радиолокационного обнаружения с нежесткой конформной АФАР, где цифрами обозначены: 1 – оболочка дирижабля-носителя АФАР, заполненная инертным негорючим газом (например, гелием); 2 – гондола дирижабля; 3 – движитель; 4 – винт; 5 – ППМ АФАР; 6 – площадка для БЛА; 7 – блоки РЛС; 8 – канал радиоуправления (КРУ); 9 –БЛА вертолетного типа; 10 – вибраторные антенны внешнего облучателя.

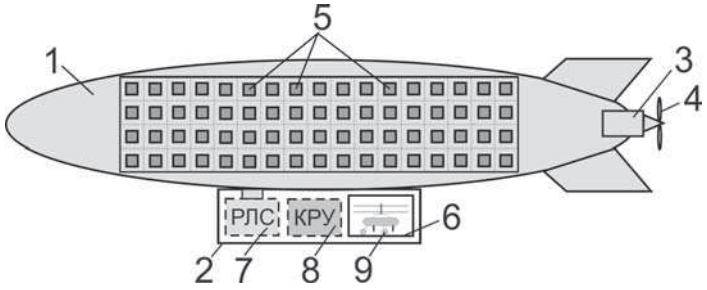


Рис. 1. Дирижабль радиолокационного обнаружения (вид сбоку)

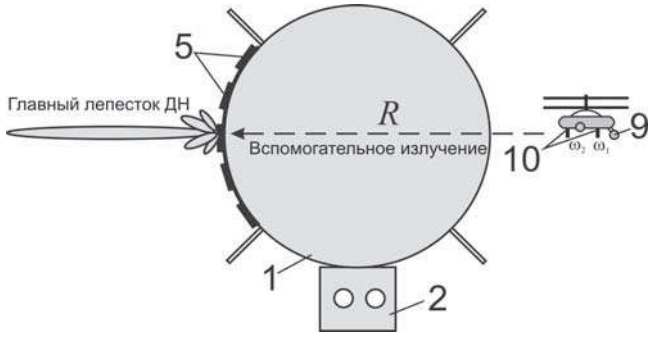


Рис. 2. Дирижабль радиолокационного обнаружения (вид спереди)

Конструктивно нежесткая конформная АФАР с НДСФ подобна антенной решетке со схемой питания проходного типа. ППМ АФАР крепятся на боковой поверхности оболочки дирижабля посредством гибкой сетчатой конструкции. Внешний облучатель размещается на БЛА вертолетного типа с соосным несущим винтом. Выбор типа БЛА определяется такими его качествами, как способностью взлетать и садиться с ограниченной площадки в гондоле дирижабля, высокой маневренностью (небольшой инерционностью) при изменения положения внешнего облучателя в пространстве.

Внешний облучатель представляет собой два нессиметричных вибратора 10, выполненных по стандартной схеме [4], жестко закрепленных на строительной оси БЛА, разнесенных на расстояние ρ. Вибраторы излучают сигналы с разными, но близкими по значению частотами ω_1 и ω_2, разность которых равна рабочей частоте АФАР $\Omega_p = \omega_1 - \omega_2$. Сканирование ДН нежесткой АФАР осуществляется путем передачи управляющих сигналов на БЛА по КРУ с борта дирижабля, в результате чего БЛА перемещается по заданному алгоритму в азимутальной и угломестной плоскостях на расстоянии R от оболочки дирижабля, достаточном для возбуждения полотна антенной решетки. Расстояние R, определяющее центр области формирования аналога плоской волны, можно определить из выражения:

$$R = \frac{\rho\omega_1}{\Omega_p}. \qquad (2)$$

Сигнал внешнего облучателя проходит через радиопрозрачную оболочку дирижабля 1 и поступает на вход ППМ АФАР 5, где с помощью квадратичного амплитудного детектора и фильтра выделяется сигнал биений с частотой Ω_p, используемый далее как сигнал возбуждения в режиме передачи или как гетеродинный сигнал в режиме приема. Сканирование лучом ДН осуществляется по заданной программе, заложенной в цифровой вычислительной машине (ЦВМ) БЛА, путем его качания по азимуту и углу места, при этом максимум излучения формируется в направлении оси, проходящей через антенны внешнего облучателя, в сторону вибратора с меньшей частотой ω_2. Расстояние между полотном нежесткой АФАР и внешним облучателем (фокусное расстояние) должно соответствовать радиусу кривизны боковой поверхности оболочки дирижабля, поскольку при таких условиях профиль полотна АФАР будет совпадать с поверхностью нулевой фазовой погрешности области формирования аналога плоской волны, что обеспечивает максимальную площадь синфазного возбуждения ППМ [5].

На рис. 3 представлена структурная схема канала радиоуправления, поясняющая принцип управления БЛА с внешним облучателем. Оператор РЛС с помощью пульта управления и индикации (ПУИ) задает необходимый режим работы РЛС, при этом ЦВМ бортовой РЛС формирует команды запуска и управления БЛА $K_{упр}$, передаваемые передатчиком КРУ (ПРД КРУ) по радиоканалу на борт БЛА. Данные команды через приемник КРУ (ПРМ КРУ) поступают в ЦВМ БЛА, где по их адресному коду происходит выбор программы работы внешнего облучателя (движения БЛА), соответствующие выбранному режиму РЛС.

Сравнивая текущие угловые координаты БЛА $\theta_т$; $\varphi_т$, поступающие в ЦВМ от инерциальной навигационной системы (ИНС), с угловыми координатами, заданными программой полета, ЦВМ формирует сигналы рассогласования Δ, поступающие в систему автоматического управления (САУ) автоматом перекоса несущего винта (АПВ) БЛА. Кроме того, текущие угловые координаты $\theta_т$; $\varphi_т$ БЛА, несущие информацию о направлении излучения АФАР, с ИНС по отдельному радиоканалу передаются в ЦВМ бортовой РЛС дирижабля для формирования радиолокационного изображения на индикаторе РЛС (ПУИ). Для осуществления передачи координат $\theta_т$; $\varphi_т$ в состав бортовой РЛС включена система передачи координат (СПК), состоящая из передатчика (ПРД СПК) и приемника (ПРМ СПК), расположенных на борту БЛА и дирижабля соответственно.

Обеспечение режима «висения» БЛА в точке фокуса антенной решетки осуществляется с помощью лазерно-телевизионной системы (ЛТС) слежения, состоящей из

круглосуточной оптико-электронной системы (ОЭС) и лазерного дальномера (ЛД). При нахождении БЛА в точке фокуса антенной решетки включается ОЭС, формирующая текущее изображение контрольной разметки, нанесенной на оболочке дирижабля. Данное изображение поступает в ЦВМ БЛА, где сравнивается с эталонным изображением контрольной разметки, хранящимся в постоянном запоминающем устройстве ЦВМ. В результате сравнения формируется двумерная корреляционная функция эталонного и текущего изображения, определяющая рассогласование текущего местоположения БЛА и точкой фокуса антенной решетки. Слежение за фокусным расстоянием R осуществляется в ЦВМ путем сравнения значения R с текущим расстоянием БЛА относительно оболочки дирижабля, измеряемым ЛД.

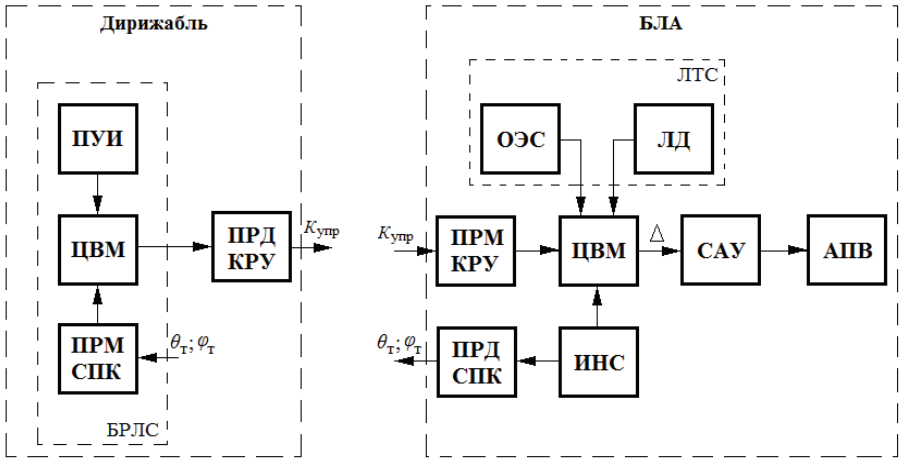


Рис. 3. Структурная схема канала радиоуправления

Таким образом, для повышения эффективности обнаружения малозаметных воздушных и наземных целей актуально использование дирижабля радиолокационного обнаружения, оснащенного РЛС *P*-диапазона с крупноапертурной нежесткой АФАР, размещенной на поверхности оболочки. Управление излучением в такой антенной системе осуществляется с помощью НДСФ.

Список литературы

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

2. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2008. – 432 с.

3. Степаненко С. Н. Нелинейная дифракция и нелинейно-дифракционное фазирование крупноапертурных антенных решеток // Антенны. – 2009. – № 7. – С. 55–59.

4. Вибраторные антенны систем навигации и радиосвязи военных самолетов и вертолетов / Г. В. Зибров, А. В. Леньшин, А. С. Артюх, А. А. Неудакин // Антенны. – 2012. – № 4. – С. 4–10.

5. Неудакин А. А., Малугин К. А. Конформная фазированная антенная решетка с нелинейно-дифракционным способом фазирования // Антенны. – № 5. – 2012. – М.: Радиотехника. – С. 3–10.

ПРИМЕНЕНИЕ АСИМПТОТИЧЕСКИ РОБАСТНЫХ ИНВАРИАНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ БОРЬБЫ С ИМПУЛЬСНЫМИ ПОМЕХАМИ

В. А. Богданович[1], А. Г. Вострецов[2], Н. С. Хайло[2]

[1]ОАО «ВНИИРА»
199106, г. Санкт-Петербург, Шкиперский проток, 19
[2]Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
Email: xfront17@bk.ru

Рассматривается применение асимптотически робастных инвариантных (АРИ) алгоритмов для обнаружения широкополосного сигнала в условиях действия собственных шумов приемника и импульсных помех, создаваемых объединенной системой распределения тактической информации (JTIDS). В работе показано, что в случае, когда отношение помеха/шум превышает 30 дБ АРИ-алгоритм, разработанный с использованием q-точечной модели обеспечивает значительный энергетический выигрыш по сравнению инвариантным линейным корреляционным алгоритмом.

Введение

Одним из неблагоприятных факторов, оказывающих влияние на надежность приема информации в системах радиосвязи, является воздействие импульсных помех, вызванных грозовыми разрядами, системами зажигания автомобилей и шумами как атмосферного, так и промышленного характера [1]. Также источником импульсных помех могут быть сторонние системы связи, работающие в этом же частотном диапазоне.

В основе традиционных методов борьбы с импульсными помехами (ИП) лежит защита входа демодулятора от их воздействия путем ограничения амплитуды сигнала или запирание входа схемы принятия решений на интервале действия ИП. При этом для обнаружения импульсного шума вектор отсчетов сигнала сравнивается с порогом до демодуляции. При обнаружении помехи соответствующие отсчеты либо ограничиваются по амплитуде, либо обнуляются [2, 3].

Также известен метод компенсации импульсных помех. Сущность данного подхода заключается в том, что в компенсационном тракте формируется копия помехи, которая затем вычитается из принятого сигнала [4]. Недостатками способа является сложность формирования копии ИП в компенсационном тракте и оценки ее параметров, что существенно снижает эффективность компенсации.

В данной работе для борьбы с импульсными помехами предлагается использовать асимптотически робастные инвариантные (АРИ) алгоритмы [5]. Рассматривается обнаружение широкополосного сигнала в канале с аддитивным гауссовым шумом неизвестной мощности и интенсивной квазидетерминированной импульсной помехой. В качестве помехи используется сигнал объединенной системы распределения тактической информации JTIDS [6]. Также в работе проводится сравнительный анализ эффективности АРИ-алгоритма, синтезированного с использованием q-точечной модели распределений и инвариантного линейного корреляционного алгоритма [7].

Модель сигнала на входе приемника

Наблюдаемый процесс представляет собой комплексную огибающую процесса на выходе линейного тракта приемника с полосой пропускания ΔF, и является аддитивной смесью либо полезного сигнала, гауссова шума и квазидетерминированной импульсной помехи, либо только гауссова шума и импульсной помехи. Помеха обусловлена внеполосной составляющей сигнала, излучаемого системой JTIDS, уровень которой может быть соизмеримым или превосходить уровень полезного сигнала.

Широкополосность сигнала обеспечивается методом прямого расширения спектра с помощью псевдослучайных последовательностей (ПСП) достаточно большой длины. В качестве расширяющей спектр ПСП принята бинарная *M*-последовательность $\left\{M_j, j=0,\ldots,L_{\text{псп}}-1\right\}$, M_j – элементы *M*-последовательности, принимающие значения $\{\pm 1\}$, $L_{\text{псп}}$ – длина ПСП. Комплексная огибающая полезного сигнала с учетом начальной фазы ϕ имеет вид:

$$S_{\text{с}}(t) = \lambda_{\text{с}}\, \mathrm{e}^{i\phi} \sum_{j=0}^{L_{\text{псп}}-1} M_j s_{\text{э}}(t - j\tau_{\text{э}}),\ t \in [0, T_{\text{с}}], \tag{1}$$

где $\lambda_c = \sqrt{E_{cc}/L_{ncn}}$ – энергетический параметр; $E_{\text{сс}}$ – энергия сигнала; $s_{\text{э}}(t)$ – сигнал, задающий форму чипа, $\left\|s_{\text{э}}(t)\right\|^2 = 1$; $T_{\text{с}}$ – длительность сигнала; $\tau_{\text{э}}$ – длительность чипа. Величины $\lambda_{\text{с}}$ и ϕ полагаются априорно неопределенными соответственно на множествах $(0,\infty)$ и $[0,2\pi)$.

В качестве квазидетерминированной импульсной помехи рассматривается сигнал объединенной системы распределения тактической информации (JTIDS) на выходе линейного тракта приемника. В системе JTIDS используется частотная манипуляция с минимальным сдвигом (ЧММС). Сложный ЧММС сигнал формируется на основе циклических сдвигов 32-символьной нелинейной псевдослучайной последовательности $\left\{d_j, j=0,\ldots,31\right\}$, где d_j принимают значения из множества $\{\pm 1\}$. Величина циклического сдвига ПСП несет 5 бит информации, т. е. обеспечивается передача пяти двоичных символов информации на один базовый импульс.

Базовые импульсы длительностью 6.4 мкс разделяются паузами длительностью 6.6 мкс. Таким образом, каждому элементу ПСП соответствует передача частотной посылки длительностью $T_{\text{э}} = 200$ нс. Частота заполнения такого импульса изменяется методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты в заданной полосе частот *W* с шагом 3 МГц [6].

В общем случае сигнал ЧММС можно представить следующим образом:

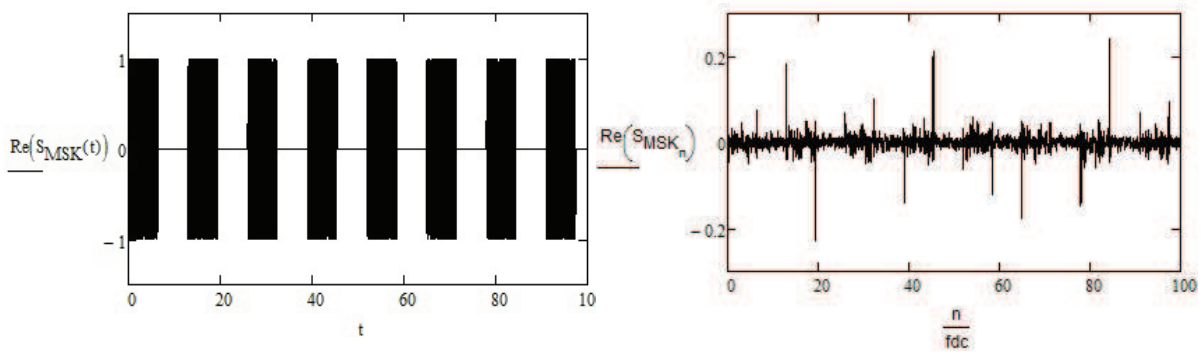
$$S_{MSK}(t) = \cos\left(2\pi f_{0p} t + \frac{d_k}{4T_{\text{э}}} t + \gamma_k + \varphi_p\right),\ kT_{\text{э}} < t < (k+1)T_{\text{э}}$$

Здесь $f_{0p} = f_0 + F_p$ – несущая частота сигнала помехи; F_p – сдвиг несущей частоты помехи относительно несущей частоты полезного сигнала f_0; φ_p – неизвестная начальная фаза помехи; $d_k = \pm 1$ – элементы ПСП для данного циклического сдвига; γ_k – фазовая постоянная. Значение γ_k в течение каждого интервала передачи элемента ПСП длительностью $T_{\text{э}}$ постоянно, т. е. $\gamma_k = 0$ или π, что диктуется требованием непрерывности фазы сигнала в моменты времени $t = kT_{\text{э}}$. Это требование накладывает ограничение на фазу, которое можно представить следующим соотношением для γ_k:

$$\gamma_k = \begin{cases} \left[\gamma_{k-1} + \dfrac{\pi k}{2}\left(d_{k-1} - d_k\right)\right], \text{ по модулю } 2\pi,\ k \neq 0; \\ 0,\ k = 0. \end{cases}$$

В линейном тракте приемника для выделения полезного сигнала применяется полосовой фильтр 5-го порядка с аппроксимацией частотной характеристики эллиптическим полиномом и полосой пропускания $\Delta F = 0.02 f_0$ в пределах $\Delta F = 0.99 f_0 .. 1.01 f_0$ (f_0 – несущая частота полезного сигнала).

На рис. 1 представлены реализации сигнала системы JTIDS в ее рабочей полосе частот и на выходе линейного тракта приемника после фильтрации.



a *b*

Рис. 1. Реализация одной квадратуры сигнала помехи в рабочей полосе системы JTIDS (a) и на выходе линейного тракта приемника (b)

Согласно рис. 1 помеху можно рассматривать как случайный процесс с априорно неизвестным распределением, которое существенно отличается от гауссовского. Поэтому при разработке алгоритма обнаружения смесь гауссова шума и импульсной помехи на выходе приемника рассматривалась как шум с непараметрической априорной неопределенностью – неопределенностью формы распределения.

Алгоритм обнаружения

Исходными данными для синтеза алгоритм является выборка $\vec{x} = (x_0, ..., x_{n-1})^T$, состоящая из отсчетов комплексной огибающей наблюдаемого процесса, взятых в моменты времени $t_i = \dfrac{i}{f_d}$, где f_d – частота дискретизации.

В работе [5] показано, что решающая функция асимптотически робастного инвариантно алгоритма обнаружения сигнала, разработанного с использованием q-точечной модели, имеет вид:

$$\varphi(\vec{x}) = \begin{cases} 1, & \left| \left\langle \psi\left(\dfrac{\vec{x}_n}{\hat{\sigma}(\vec{x}_n)} \right), \vec{S} \right\rangle \right| > C(\alpha) \left\| \psi\left(\dfrac{\vec{x}_n}{\hat{\sigma}(\vec{x}_n)} \right) \right\|; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \qquad (2)$$

где $\langle \cdot, \cdot \rangle$ – скалярное произведение векторов; $\vec{S} = (S_0, S_1, \ldots, S_{N-1})^T$ – опорный вектор корелятора, образованный из отсчетов исходного сигнала (1) с параметрами $\lambda_c = 1$, $\phi = 0$; $C(\alpha)$ – регулируемый параметр, с помощью которого устанавливается заданный уровень α вероятности ложной тревоги; $\hat{\sigma}(\vec{x}_n) = \dfrac{1}{2}\left[z_{(p)}(\mathrm{Re}\,\vec{x}_n) + z_{(p)}(\mathrm{Im}\,\vec{x}_n) \right]$ – квантильная оценка параметра масштаба; $z_{(p)}(\mathrm{Re}\,\vec{x}_n)$ и $z_{(p)}(\mathrm{Im}\,\vec{x}_n)$ – p-ые порядковые статисти-

ки векторов $\vec{z}\left(\mathrm{Re}\,\vec{x}_n\right)=\left(\left|\mathrm{Re}\,x_1\right|,\ldots,\left|\mathrm{Re}\,x_n\right|\right)^T$ и $\vec{z}\left(\mathrm{Im}\,\vec{x}_n\right)=\left(\left|\mathrm{Im}\,x_1\right|,\ldots,\left|\mathrm{Im}\,x_n\right|\right)^T$, $p=\mathrm{int}\{nq\}+1$, $\mathrm{int}\{t\}$ – целая часть числа t; q – параметр q-точечной модели.

$$\psi\left(\frac{x_i}{\widehat{\sigma}\left(\vec{x}_n\right)}\right)=\psi_0\left(\frac{\mathrm{Re}\,x_i}{\widehat{\sigma}\left(\vec{x}_n\right)}\right)+j\psi_0\left(\frac{\mathrm{Im}\,x_i}{\widehat{\sigma}\left(\vec{x}_n\right)}\right),$$

где

$$\psi_0(t)=\begin{cases}B, & t\geq 1,\\ A\tan\left[At\right], & |t|<1\\ -B, & t\leq -1.\end{cases} \qquad (3)$$

В выражении (3) параметры A и B зависят от параметра модели q [5]. Функция $\psi_0(t)$ представляет собой функцию нелинейного преобразования наблюдаемого вектора отсчетов.

Таким образом, обработка сигналов с помощью алгоритма (2) основана на нелинейном преобразовании принимаемого сигнала в соответствии с функцией (3) и вычислении взаимной корреляции отсчетов преобразованного и опорного сигналов. Это обеспечивает робастность алгоритма при непараметрической априорной неопределенности шумовой составляющей наблюдаемой выборки.

Результаты моделирования

В работе проведено сравнение эффективности АРИ-алгоритма и инвариантного линейного корреляционного алгоритма, в котором сигнал на выходе коррелятора нормируется к оценке среднеквадратического отклонения наблюдаемой выборки [7]. Для этого методом полунатурного моделирования оценивались зависимости вероятности пропуска сигнала от отношения сигнал/шум, при различных значениях отношения помеха шум. В ходе моделирования сдвиг несущей частоты помехи относительно несущей частоты сигнала изменялся случайным образом на интервале от 12 МГц до 30 МГц с шагом 3 МГц. Результаты моделирования показаны на рис. 2.

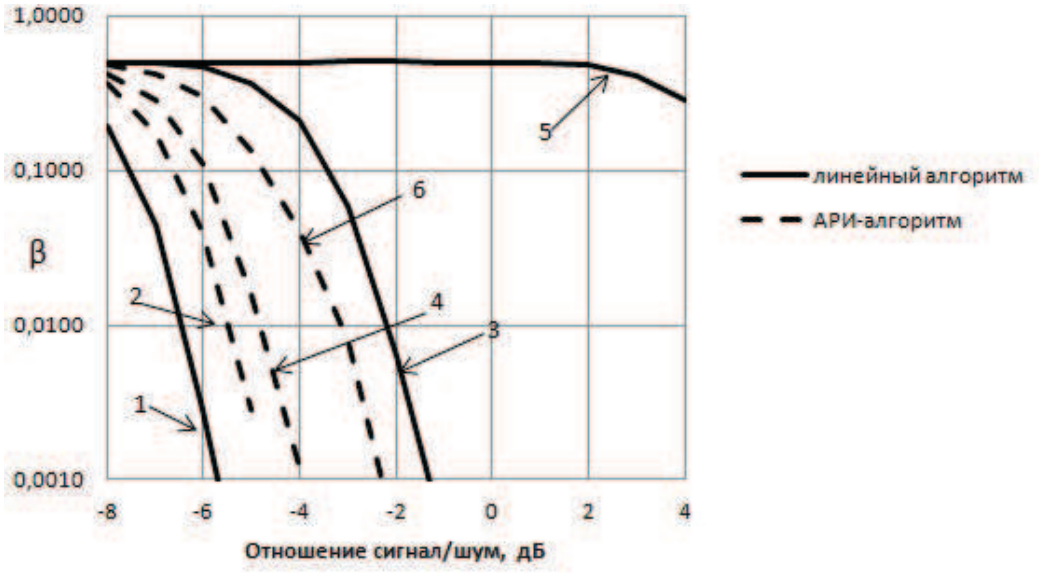


Рис. 2. Зависимости вероятности пропуска сигнала от отношения сигнал/шум

На рис. 2 кривые 1 и 2 соответствуют случаю, когда отношение помеха/шум равно 30 дБ, кривые 3 и 4 соответствуют случаю, когда $q_{пш} = 40$ дБ и кривые 5, 6 – когда $q_{пш} = 50$ дБ.

Из рис. 2 видно, что АРИ-алгоритм обеспечивает значительный энергетический выигрыш по сравнению с инвариантным линейным корреляционным алгоритмом в случае, когда мощность помехи достаточно велика. А в случае, когда отношение помеха/шум не превышает 30 дБ, он имеет энергетические потери, не превышающие 1 дБ.

Список литературы

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, Г. С. Нахмансон; под ред. В. И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

2. Zhidkov S. V. Performance analysis and optimization of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise environment // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – Vol. 55, no. 1, pp. 234–242, Jan. 2006.

3. Analysis of impulse noise mitigation techniques for digital television systems / H. A. Suraweera, C. Chai, J. Shentu, and J. Armstrong // in Proceedings the 8th international OFDM Workshop, Hamburg, Germany, Sept. 2003, pp. 172–176.

4. Haring J. and Vinck A. J. H. OFDM transmission corrupted by impulsive noise // in Proceedings of the 2000 International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, Limerick, Ireland, Apr. 5–7, 2000, pp. 5–7.

5. Bogdanovich V. A., Vostretsov A. G. Application of the Invariance and Robustness Principles in the Development of Demodulation Algorithms for Wideband Communications Systems // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2009. – Vol. 54. – No. 11, pp. 1283–1291.

6. Northrop Grumman Corporation, Understanding Voice and Data Link Networking, San Diego, CA, December 2013.

7. Демодуляция широкополосных ДФМ-сигналов при воздействии комплекса помех с априорно неопределенными характеристиками / В. А. Богданович, А. Г. Герчиков, Б. В. Пономаренко, А. Г. Вострецов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – Вып. 3. – С. 26–37.

РАСЧЁТ ФАЗОВЫХ ОШИБОК В РАСКРЫВЕ ОДНОПОВЕРХНОСТНОГО ЛИНЗОВОГО КОЛЛИМАТОРА

Ю. С. Воробьёва, М. А. Степанов (научный руководитель)

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

Приведены фазовые ошибки для одноповерхностного линзового коллиматора. Расчет ошибок выполнен методами геометрической оптики, описана методика. Рассмотрен так же вынос облучателя из фокуса. Ошибки рассчитаны для различных фокусных расстояний.

Коллимирующие устройства предназначены для снижения размеров безэховых камер посредством приближения границы дальней зоны. Это действие основано на преобразовании сферического фазового фронта (формируемого облучателем) в плоский, соответствующий дальней зоне. Использование коллиматоров является весьма продуктивным направлением, т. к. позволяет сократить временные и материальные затраты на измерение антенн.

Зачастую в качестве коллиматоров применяют диэлектрические линзы. Линза представляет собой прозрачное для радиоволн тело, коэффициент преломления которого n, отличен от коэффициента преломления окружающей среды n_0. Обычно различают замедляющие ($n > n_0$) и ускоряющие ($n < n_0$) линзы [1]. В зависимости от числа поверхностей, на которых происходит преломление, выделяют одно- и двухповерхностные [1]. В данной работе рассмотрим одноповерхностный линзовый коллиматор из пеноплекса, для которого $n = 1.023$. Выбор именно этого материала обоснован в ранее опубликованной работе [2].

Цель работы – оценка фазового фронта методами геометрической оптики в раскрыве одноповерхностной замедляющей линзы из пеноплекса.

Геометрия линзы показана на рис. 1. Здесь облучатель О формирует электромагнитную волну со сферическим фазовым фронтом, на пути которой стоит диэлектрическая одноповерхностная линза А (толщина t, диаметр D). Расстояние между облучателем и линзой называется фокусным расстоянием и обозначается как f. В результате преломления происходит трансформация фронта первичного источника в плоский фазовый фронт. За линзой на расстоянии $l_{ант}$ стоит приемная антенна В, с помощью которой и проводятся измерения. Линза рассчитывается в декартовой системе координат, ее профиль описывается зависимостью $y(z)$, где z – координата по толщине линзы. Освещенная поверхность линзы – это та, которая обращена к облучателю, противоположная – теневая.

Профиль поверхности линзы определяется выражением [1]:

$$y = \sqrt{(n^2 - 1)z^2 + 2 \cdot (n-1) fz}. \quad (1)$$

Толщина линзы [1]:

$$t = \sqrt{\frac{f^2}{(\mathrm{n}+1)^2} + \frac{D^2}{4 \cdot (n^2 - 1)}} - \frac{f}{(n+1)}. \quad (2)$$

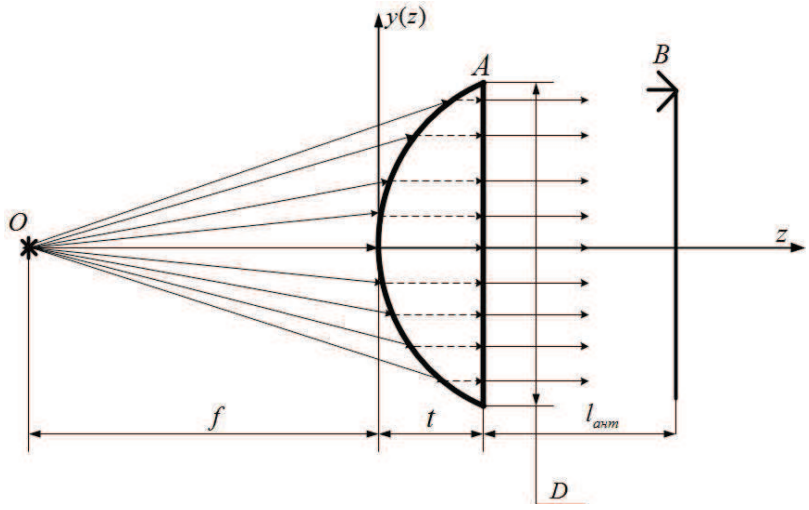


Рис. 1. Геометрия одноповерхностной линзы

Выполним расчёт фазовых ошибок в раскрыве линзы для длины волны $\lambda = 3\ см$. Для этого воспользуемся законами геометрической оптики (так как $\lambda \ll t$) [2].

Расчёт производим для той части линзы, которая выше оси абсцисс. Для другой части линзы результат можно зеркально отразить.

Известно выражение, которое позволяет рассчитать фазовый набег в раскрыве линзы [3]:

$$\varphi_л = \beta_1 l_1 + \beta_2 l_2 + \beta_1 l_3, \tag{3}$$

где l_1, l_2, l_3 – расстояния, которые проходит электромагнитная волна от облучателя до поверхности линзы, внутри линзы и от линзы до апертуры приемной антенны (рис. 1) соответственно; β_1, β_2 – волновые числа для воздуха и материала линзы соответственно.

Для того чтобы работать с выражением (3), необходимо найти l_1, l_2, l_3. Эта задача решается при помощи геометрических методов и закона Снеллиуса:

$$n_0 \sin\alpha = n \sin\gamma. \tag{4}$$

Здесь α – угол падения электромагнитной волны, угол между падающим на поверхность лучом и нормалью к поверхности; γ – угол преломления электромагнитной волны – угол между прошедшим через поверхность лучом и нормалью к поверхности.

Проиллюстрируем данные величины рисунком (рис. 2). Линза помещается в начало координат. Здесь AB – касательная к профилю линзы, CD и EF – нормали к освещенной и к теневой поверхности соответственно. Облучатель O имеет координаты $(-f;0)$.

Рассмотрим преломление луча l_1, исходящего из фокуса. Таких лучей рассматривается в количестве равном N.

Так как известно уравнение профиля линзы (1), то можно записать уравнение нормали CD для каждой i-й точки (таких точек N):

$$y_i(z) = -\frac{1}{y'(z_i)}\left(z - z_i\right) + y_i, \tag{5}$$

где $(z_i; y_i)$ – координаты точки на освещенной поверхности, которой касается луч, выходящий из фокуса; $y'(z_i)$ – производная кривой (1), описывающей профиль линзы, в точке z_i.

Угол α_1 (между нормалью и лучом l_1, исходящим из фокуса) определим, пользуясь угловыми коэффициентами для этих двух прямых (рис. 2).

$$\alpha_1 = arctg\frac{k_2 - k_1}{1 + k_1 k_2}, \tag{6}$$

k_1, k_2 – угловые коэффициенты для нормали CD и для луча l_1.

Угол γ_1 определяем согласно (4).

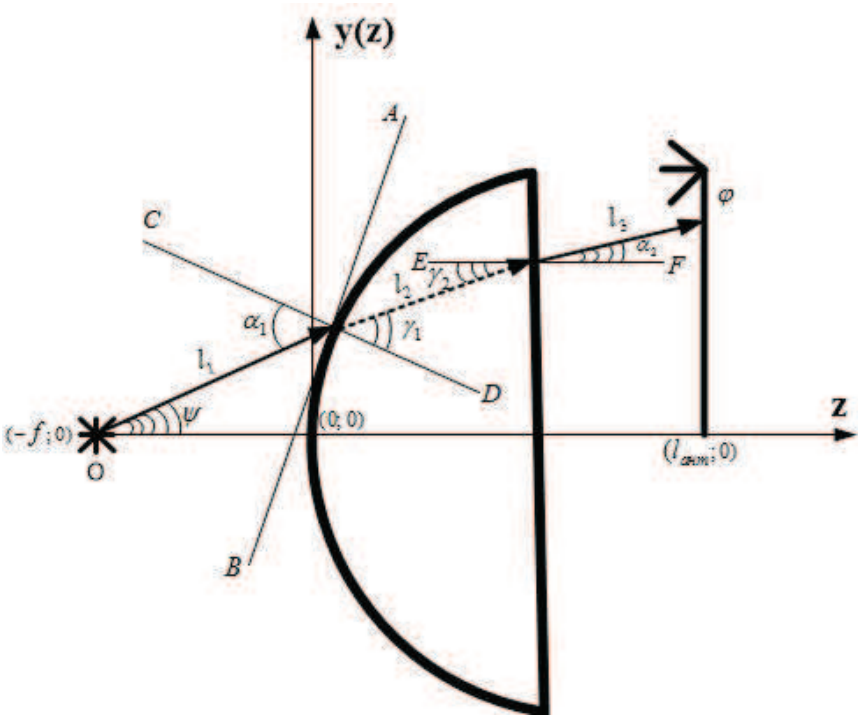


Рис. 2. Преломление лучей в линзе (геометрия заведомо искажена, для более наглядного представления)

Аналогично рассматриваем преломление луча l_2.

Считаем фазовый набег в линзе $\varphi_л$, используя выражение (3). Без линзы луч проходит путь, равный:

$$L = \frac{f + t + l_{ант}}{\cos(\psi)}, \tag{7}$$

ψ – это угол, который образует луч, выходящий из фокуса и ось абсцисс.

Фазовый набег без линзы:

$$\varphi_{б\,л} = \beta_1 L. \tag{8}$$

Чем меньше разница между максимальным $\varphi_{\max}$ и минимальным $\varphi_{\min}$ значением фазового набега, тем ближе фазовый фронт к плоскому. В идеале $\varphi_{\max} - \varphi_{\min} \to 0$.

Фазовая ошибка – это разница между максимальным и минимальным значением фазового набега, она показывает насколько фазовый фронт отличается от плоского. Рассчитаем величину фазовых ошибок на полотне антенны для различных фокусных расстояний, с линзой и без:

$$\Delta_{л} = \varphi_{л\ \max} - \varphi_{л\ \min}; \qquad \Delta_{б\ л} = \varphi_{б\ л\ \max} - \varphi_{б\ л\ \min}. \tag{9}$$

Таблица 1

Фазовая ошибка в раскрыве линзового коллиматора

Фокусное расстояние f	D = 100 см		D = 150 см	
	Фазовая ошибка			
	Без использования линзы, $\Delta_{б\ л}$,°	С линзой, $\Delta_{л}$,°	Без использования линзы, $\Delta_{б\ л}$,°	С линзой, $\Delta_{л}$,°
6 м	216.5	$2.6\cdot10^{-11}$	436.3	$1.5\cdot10^{-4}$
9 м	153.4	$2.6\cdot10^{-11}$	324.4	$5.2\cdot10^{-11}$
12 м	117.9	$5.2\cdot10^{-11}$	255.4	$5.2\cdot10^{-11}$
15 м	95.4	$7.8\cdot10^{-11}$	209.3	$5.2\cdot10^{-11}$

Если облучатель находится в фокусе, фазовая ошибка по раскрыву одноповерхностной линзы очень мала, можно считать, что она равна нулю.

При проведении измерений антенн облучатель может изменять своё положение, отклоняясь при этом как вертикально (вдоль оси y), так и горизонтально (вдоль оси z). Вследствие этого, возникают фазовые ошибки. Проведём их расчет для коллиматора при выносе облучателя из фокуса вдоль оси z (ближе-дальше). Обозначим величину отклонения облучателя σ_1. При этом будем считать, что при $\sigma_1 < 0$ происходит перемещение облучателя к линзе, $\sigma_1 > 0$ – от линзы.

Численный результат для линзы $D = 1$ можно оценить по табл. 2.

Таблица 3

Фазовая ошибка в раскрыве линзы при вынесенном облучателе из фокуса

f	Относительная величина выноса облучателя из фокуса, $\frac{\sigma_1 + f}{f}$										
	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
6 м	279.8	173.7	103.2	55.5	22.8	$2.6\cdot10^{-11}$	16.0	27.3	35.4	41.1	45.3
9 м	183.2	114.8	69.8	38.8	16.5	$2.6\cdot10^{-11}$	12.6	22.5	30.4	36.8	42.0
12 м	129.2	82.8	51.6	29.4	12.8	$5.2\cdot10^{-11}$	10.1	18.3	25.1	30.8	35.6
15 м	99.6	64.9	41.0	23.6	10.4	$7.8\cdot10^{-11}$	8.4	15.2	21.0	25.8	30.0

Как и ожидалось, вынос облучателя приводит к возрастанию фазовых ошибок в раскрыве линзового коллиматора. Приведенные таблицы позволяют сделать следующие выводы.

1. При отдалении облучателя от расчетного фокусного расстояния линзы, фазовая ошибка растет значительно медленнее, чем при приближении облучателя к линзе.

2. Линзы с большим фокусным расстоянием менее чувствительны к выносу облучателя из фокуса. Например, для линзы с фокусным расстоянием 15 м при допустимой фазовой ошибке в раскрыве исследуемой антенны $\Delta\phi \approx \pi/8$, ошибки позиционирования облучателя могут достигать ± 3 м. При фокусном расстоянии 6 м и той же величине фазовой ошибки, допустим вынос облучателя из фокуса лишь на ≈ 0.6 м.

3. Даже при выносе облучателя из фокуса линзы, фазовая ошибка в раскрыве исследуемой антенны остается меньше, чем без использования линзы. Например, для фокусного расстояния $f = 9$ м и ошибки позиционирования облучателя $\sigma = -3$ м получаем фазовую ошибку $\Delta_л = 83°$. При установке облучателя в ту же точку, но без использования линзы, получаем фазовую ошибку $\Delta_{б\,л} = 216°$.

Список литературы

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

2. К вопросу о выборе материала для изготовления линзового коллиматора / Киселев А. В., Воробьёва Ю. С. // Современные проблемы радиоэлектроники [Электронный ресурс] : сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф., Красноярск, 6–8 мая 2014 г. – Красноярск : СФУ, 2014. – С. 31–35.

3. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1988. – 434 с.

4. Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик радиолокационных целей. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с

ПРИМЕНЕНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ПОДВИЖНЫХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ЕДИНИЦ

М. А. Гурулёва, В. С. Марюхненко (научный руководитель)

Иркутский государственный университет путей сообщения
664074, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15
E-mail: Marina_Spiridono@mail.ru

Проанализированы особенности работы радиолокационных доплеровских измерителей скорости. Рассмотрена возможность и области их применения на железнодорожном транспорте. Выявлены причины расширения спектра доплеровского сигнала, влияющего на величину потенциальной среднеквадратической погрешности измерения радиальной скорости объекта.

Введение. В условиях возрастающей интенсивности перевозок и увеличения скоростей следования поездов обеспечение безопасности движения, а также производства работ по обслуживанию пути и напольного оборудования – важнейшее условие достижения высокой эффективности железнодорожного транспорта [1].

Важную роль в своевременном срабатывании устройств безопасности играет точность измерения параметров движения [2], в частности, скорости железнодорожной единицы [3]. Между тем, одометрические измерители скорости, применяемые на современных локомотивах железных дорог РФ, имеют большую погрешность измерения, что препятствует и повышению точности соблюдения временно́го графика движения, и сокращению допусков на срабатывание устройств безопасности (табл. 1) [4, 5].

Таблица 1

Среднеквадратичные погрешности измерителей скорости

Измеритель	Механический скоростемер ЗСЛ2МП	Электронный скоростемер в составе КЛУБ-У	
		V= 0 … 80 км/ч	V > 80 км/ч
Погрешность измерения σ, км/ч	0,08·V	1	2

Примечание: V – скорость объекта

Кроме недостаточно высокой точности измерений указанные скоростемеры имеют: а) дополнительные составляющие погрешности измерений при неполном сцеплении колеса с рельсом (юз, буксование колес); б) зависимость погрешности измерения от износа бандажей колес [6].

Сокращению допусков на срабатывание пешеходной и переездной сигнализации на перегонах препятствует расчет их параметров на основании максимально допустимой скорости поездов на участке приближения, без учета фактической скорости. В реальности, допустимая скорость для разных типов поездов отличается [7]. Большой промежуток времени от срабатывания сигнализации до фактического подхода подвижного состава приводит к случаям нарушения правил дорожного движения водителями транспортных средств (пешеходами) и пересечению переезда (пешеходного перехода) на красный сигнал светофора. Так, в 2014 году на переездах было совершено 263 дорожно-транспортных происшествия, пострадало 222 человека, из которых 57 погибли. Ущерб ОАО «РЖД» составил более 66 млн. рублей [8].

Цель доклада: обосновать применение для измерения скорости железнодорожных подвижных объектов альтернативного, радиолокационного доплеровского измерителя скорости (ДИС) [9].

Радиальную скорость объекта можно определить, дифференцируя значения дальности (по показаниям радиодальномера [10]), или, оценивая конечную разность дальностей на границах фиксированного интервала времени, однако достичь гораздо боль-

шей точности измерений позволяет использование доплеровского эффекта [9, 10]. При этом, способы радиолокационного измерения отличаются видом излучаемых (непрерывные или импульсные) и характером принимаемых сигналов (прямые или отраженные).

Высокие требования к точности измерений скорости железнодорожного транспорта обуславливают выбор между ДИС импульсного и непрерывного излучения в пользу последнего [10]. При этом целесообразно использование диапазона сантиметровых волн (СВЧ частоты) ввиду высокой стоимости ДИС, работающих в миллиметровом диапазоне.

При непрерывном излучении электромагнитных колебаний (ЭМК) взаимное движение передатчика Прд и приемника Прм с относительной скоростью V_r приводит к смещению частоты принимаемых сигналов

$$f_{\text{прм}} = f_0 \pm F_{\text{Д}} = f_0\left[1 \pm (kV_r/c)\right], \tag{1}$$

где $f_0 = 1/T_0$ – частота излучения; $F_{\text{Д}}$ – доплеровский сдвиг частоты; c – скорость света; k=1 при разнесенном приеме, и k=2 при локационном приеме; знаки «+» и «–» соответствуют сближению и удалению объектов.

$$|V_r| = (c/k)\left(f_{\text{прм}} - f_0\right)/f_0 = \lambda_0\left(f_{\text{прм}} - f_0\right)/k\,, \tag{2}$$

где V_r – радиальная скорость объекта; $\lambda_0 = c/f_0$ – длина волны излучаемых колебаний.

Области применения ДИС в зависимости от расположения последнего:

а) *ДИС установлен на локомотиве поезда*, значения непрерывно измеряемой фактической скорости необходимы для срабатывания устройств безопасности (КЛУБ-У, САУТ), соблюдения скоростного режима машинистом;

б) *ДИС стационарно установлен в колее или вблизи железнодорожного пути*, значения измеряемой скорости необходимы для работы:

- системы автоматического регулирования скорости роспуска составов на сортировочных горках – для исключения нагонов и достижения требуемой дальности пробега отцепов. При этом ЭМК излучаются в направлении движущегося отцепа, отраженный от поверхности вагона сигнал в ДИС преобразуется в выходной сигнал в виде напряжения, пропорционального фактической скорости отцепа, и подается в устройство управления замедлителем и в сигнальное устройство. При совпадении заданной и фактической скоростей, замедлитель растормаживается;

- переездной и пешеходной сигнализации. Установка ДИС на заданном расстоянии до переезда (пешеходного перехода) вблизи каждого из путей в правильном и в неправильном направлении движения, позволит непрерывно, от начала и до конца поезда, измерять фактическую скорость движения. Постоянная передача информации о фактической скорости поезда в программный модуль переезда (пешеходного перехода), ее обработка и расчет времени приближения к переезду (переходу) дают возможность включить сигнализацию своевременно;

в) *ДИС переносной*, дополнен визуальной и звуковой индикацией. Значения непрерывно измеряемой скорости необходимы для своевременного оповещения работников о скорости приближающегося поезда и минимальном времени приближения к месту производства работ по обслуживанию пути и напольных устройств, что особенно важно при плохой видимости в условиях тумана, при осадках.

Для пояснения пункта а) на рис. 1, а показано облучение электромагнитными колебаниями неподвижной цели (балласта железнодорожного пути). Радиальную скорость локомотива V_r можно записать как $V_r = V\cos\alpha$, где V – скорость движения поезда,

α – главный угол излучения антенны по отношению к направлению движения. При $V = \text{const}$ доплеровский сдвиг несущей частоты сигнала, отраженного от точки В цели

$$F_{\text{ДВ}} = 2V\cos\alpha/\lambda_0\,, \tag{3}$$

имеет максимальное значение при горизонтальном излучении ($cos\alpha \to 1$). В то же время, мощность отраженного сигнала у принимающей антенны (без учета потерь при распространении, приеме и обработке сигнала) задается уравнением [11]:

$$P_r = \left(P_t G_t A_r \sigma\right)/\left(16\pi^2 R^4\right), \tag{4}$$

где P_r – мощность сигнала, принимаемая антенной; P_t – мощность передатчика; G_t – коэффициент усиления передающей антенны; A_r – эффективная площадь приемной антенны; σ – эффективная площадь рассеяния цели в данном ракурсе; R – расстояние от ДИС до цели при совмещенном приеме.

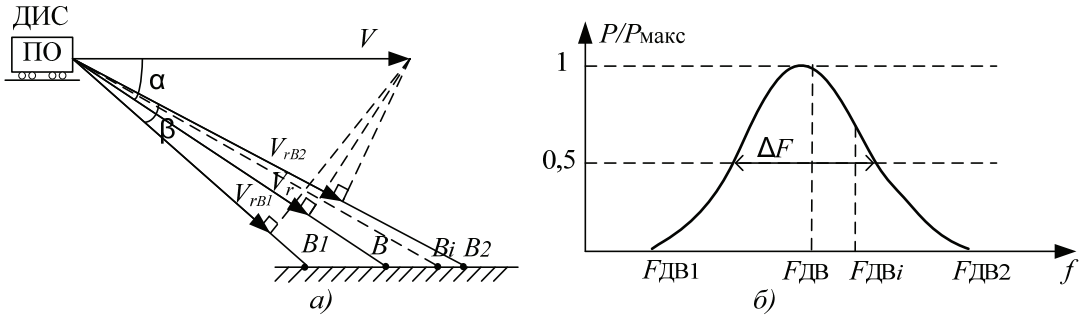


Рис. 1. *а*) Различие лучевых относительных скоростей – причина уширения спектра отраженного сигнала; *б*) Огибающая доплеровского спектра

Поскольку мощность уменьшается пропорционально 4-й степени расстояния до цели, то для получения сигнала достаточного уровня расстояние *R* должно быть в допустимых пределах, для чего нужно увеличить угол излучения α по отношению к горизонтали. При α = 35…70° доплеровское смещение составляет 35…80 % [12].

Из выражения (3) видно, что при увеличении угла излучения относительно его основного значения появляется множество частот, расширяющих полосу доплеровского излучения.

$F_{\text{ДВ1}} = 2V\cos\left(\alpha + \beta/2\right)/\lambda_0$ – доплеровский сдвиг несущей частоты сигнала, отраженного от точки В1 цели; $F_{\text{ДВ2}} = 2V\cos\left(\alpha - \beta/2\right)/\lambda_0$ – доплеровский сдвиг несущей частоты сигнала, отраженного от точки В2 цели (рис. 1, *а*). Если отражающие свойства поверхности в пределах облучаемой площади одинаковы, то форма огибающей спектра зависит от угла β (рис. 1, *б*). Ширина спектра отраженного сигнала

$$\Delta F = F_{\text{ДВ2}} - F_{\text{ДВ1}} = 2V\left(\cos\left(\alpha - \beta/2\right) - \cos\left(\alpha + \beta/2\right)\right)/\lambda_0 = 4V\sin\alpha\sin\left(\beta/2\right)/\lambda_0\,. \tag{5}$$

Уменьшение угла излучения β антенны приведет к возможности исчезновения сигнала вследствие его зеркального отражения, например, от поверхности катания рельса в момент проследования поездом стрелки.

Качество сигнала, попадающего на приемную антенну, зависит от неровности основания, отражающего сигнал. Исходя из критерия Релея [13], чтобы часть переданного сигнала, отразившись от поверхности, вернулась к приемнику должно выполняться неравенство

$$h \rangle \lambda/(8\sin\alpha)\,, \tag{6}$$

где h – максимальный размер неоднородности основания; α – угол падения излучаемых волн; λ – длина излучаемых волн.

Для диапазона сантиметровых волн, при длине волны λ = 1,25 см, и α = 45°, h должен быть не менее 2 мм, что выполняется для однородного щебеночного балласта.

Для пункта б) условие (6) ввиду особенностей конструкций вагонов, их гладкой поверхности, сложно выполнимо. Поэтому для получения скоростемером сигнала, отраженного от вагона, измеритель должен облучать его по всей длине (рис. 2). Протяжённость и неравномерность облучаемой поверхности вагона приводит к флуктуатации отражённого сигнала, уменьшить влияние которой можно правильной установкой и настройкой скоростемера.

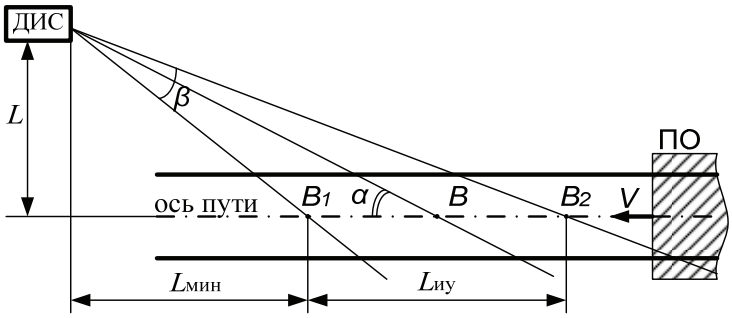


Рис. 2. Схема стационарного размещения ДИС

При установке измерителя в колее железнодорожного пути в уравнении (3) cosα →1, доплеровский сдвиг частоты максимален. Однако в этом случае существенно усложняются условия эксплуатации ДИС. Для обеспечения длины участка измерения $L_{иу}$ в пределах 25…30 м необходимо иметь угол β = 6…10°, при этом главный угол излучения антенны по отношению к направлению движения α = 5…8°, а расстояние между местом установки измерителя и осью железнодорожного пути L= 2,2…2,4 м [14]. В этом случае расстояние относа измерителя от ближней границы измерительного участка лежит в пределах 10 м < $L_{мин}$< 16 м. Необходимо соблюдать условие $L_Д \rangle L_{иу} + L_{мин}$, где $L_Д$ – максимальная дальность работы скоростемера, $L_{иу}$ – длина измерительного участка.

Выводы. Важнейшей статистической характеристикой отраженного сигнала является спектр доплеровского сигнала. По оценке тяжести доплеровского спектра в темпе поступления сигнала дается оценка средней частоты радиосигнала.

Ширина спектра доплеровских частот зависит не только от изменения угла излучения антенны относительно его основного значения, но и от интервала корреляции $\tau_к$, характеризующего скорость изменения случайного процесса во времени [15],

$$\Delta F \approx 1/\tau_к , \tag{7}$$

и от ускорения движения подвижного объекта

$$\Delta F \approx 2a_r \tau_{изм}/\lambda , \tag{8}$$

где a_r – радиальное ускорение объекта; $\tau_{изм}$ – интервал измерения; λ – длина волны.

Расширение спектра доплеровского сигнала влияет на величину потенциальной среднеквадратической погрешности измерения радиальной скорости объекта [15]:

$$\sigma_{ПОТ}(V_r) \approx \Delta F\lambda/(2\sqrt{2E_c/N_0}) , \tag{9}$$

где ΔF – ширина спектра сигнала доплеровской частоты; $\sqrt{2E_c / N_0}$ – отношение сигнал-шум по напряжению.

Вариантом решения проблемы стабильности сигнала, связанной с изменением отражательной способности различных оснований, является способ оценки сигнала по точкам пересечения. Так, точность измерения скорости радарными доплеровскими устройствами DRS05 (DEUTA, Германия) составляет 0,5 %, при наличии ускорения 1м/с^2 погрешность измерения скорости составляет 0,65 км/ч [12].

Таким образом, доплеровские измерители скорости позволяют, по сравнению с одометрическими скоростемерами, осуществлять бесконтактное измерение скорости движения поезда гораздо с более высокой точностью и имеют иной спектр ошибок измерений. Последнее позволяет выполнить комплексирование результатов измерений доплеровских, одометрических, аэродинамических и инерциальных измерителей, и, тем самым, повысить точность, непрерывность и устойчивость сигнала скорости в системе управления локомотивом.

Список литературы

1. Марюхненко В. С. Системный анализ навигационного обеспечения подвижных транспортных объектов: монография; под ред. д-ра техн. наук, проф. Ю. Ф. Мухопада – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2008. – 80 с.

2. Марюхненко В. С. Информационный анализ навигационного обеспечения управляющих систем подвижных транспортных объектов: монография; – Иркутск: Изд-во ИрГУПС, 2009. – 112 с.

3. Информационное обеспечение подвижных транспортных средств на основе интегрированных навигационных систем: монография / В. С. Марюхненко, Ю.Ф. Мухопад, В. В. Демьянов, Б. М. Миронов; под ред. д-ра техн. наук, проф. В. С. Марюхненко. – Новосибирск: Наука, 2014. – 256 с.

4. Козюков А. И. Локомотивный скоростемер. Информационная система [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.ielectro.ru.

5. Устройство КЛУБ-У. Руководство по эксплуатации. Часть первая. 36991-00-00 РЭ. – Ижевск: Изд-во ИРЗ, 2014. – 264 с.

6. Правила технической эксплуатации железных дорог Российской Федерации: утв. Приказом Минтранса России от 21.12.2010 г. N 286. – М.: ООО «Трансинфо ЛТД», 2011. – 256 с.

7. Приказ об установлении наибольших допускаемых скоростей движения поездов и одиночных локомотивов по главным и приемоотправочным путям. Приказ от 30.09.2014 г. N ЗабДИ-310/л. – Чита, 2014.

8. http://setinf.kirov.ru/news/2015/02/12/27891

9. Франкфурт У. Н., Френк А. М. Оптика движущихся тел. – М.: Наука, 1972. – 212 с.

10. Широков Ю. Ф. Основы теории радиолокационных систем: электрон. учеб. пособие / Ю. Ф. Широков ; Минобрнауки России ; Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). – Электрон. текстовые и граф. дан. – Самара, 2012.

11. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. Д. Ульяницкий ; под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

12. Hilger G. Glasers Annalen. – 1998. – N 9/10. – S. 533–541.

13. Гавриленко В. Г., Яшнов В. А. Передача информации по беспроводным сетям в условиях пересеченной местности: учеб.-метод. материал по программе повышения квалификации «Новые подходы к проблемам генерации, обработки, передачи, хранения, защиты информации и их применения». – Нижний Новгород, 2007. – 112 с.

14. Шелухин В. И. Автоматизация и механизация сортировочных горок: учебник для техникумов и колледжей ж.-д. транспорта. – М.: Маршрут, 2005. – 240 с.

15. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: учеб. пособие для вузов. – М: Радио и связь, 1983. – 536 с.

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ «АНГЕЛ-ЭХО»

К. А. Елагина

ОАО «НПО НИИИП-НЗиК»
630015, г. Новосибирск, ул. Планетная, 32
E-mail: ksenia_elagina@mail.ru

Методами математического моделирования сравнивается эффективность алгоритмов обнаружения в условиях помех «ангел-эхо». Предлагается алгоритм некогерентного накопления с частотным порогом при обработке сигналов в 2-х лучах и в 3-х лучах. Показано, что при этом можно расширить вероятностно-частотную характеристику, при этом потери обнаружения высокоскоростных целей отсутствуют, сохраняется число ложных тревог в зоне обзора.

Введение

РЛС обзора работают в условиях разного типа помех. Одним из таких типов являются отражения от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов». В литературе [1] к ним относят отражения от объёмно-распределённых объектов: диэлектрических неоднородностей и турбулентностей атмосферы, стай птиц и др. Эхо-сигналы от таких объектов являются помехами по отношению к РЛС, при этом при их большом количестве имеет место полная потеря работоспособности РЛС из-за превышения числа отметок пропускной способности локатора, что нередко возникает в условиях плохой погоды. Однако «ангел-эхо» могут наблюдаться и в условиях «ясного неба». В настоящее время применяется ряд алгоритмов обнаружения в условиях помех такого типа, например, разностно-временные алгоритмы (РВ ЧПК), некогерентное накопление пачки импульсов с частотным порогом (НН-ЧП) [2, 3]. Однако они имеют недостатки, заключающиеся в снижении характеристик обнаружения малоскоростных целей. Данные примеры подтверждают разную природу отражений такого типа, их сложность, непредсказуемость, а также важность их своевременной селекции. Поэтому задача разработки алгоритмов обнаружения на фоне помех типа «ангел-эхо» в настоящее время всё ещё актуальна.

Целью работы является разработка алгоритма обнаружения радиосигналов, позволяющего расширить диапазон скоростей обнаруженных целей в условиях помех типа «ангел-эхо».

Основной результат

Из литературы известны следующие алгоритмы защиты от «ангелов»: некогерентный накопитель с частотным порогом (НН-ЧП), разностно-временные алгоритмы (РВ ЧПК). При их применении обеспечивается обнаружение целей в диапазоне интересующих частот Доплера до $\frac{1}{dT}$ Гц при вобуляции (изменении) периода повторения импульсов dT . Недостатки данных алгоритмов заключаются в следующем. Эффективность алгоритма НН-ЧП очень сильно зависит от величины выбранного частотного порога. Алгоритм РВ ЧПК сокращает диапазон скоростей целей, что нежелательно. Поэтому предлагается алгоритм некогерентного накопления пачек импульсов с частотным порогом в 2-х лучах (или накопления пачек импульсов, излучённых в одном направлении два раза), основанный на предположении относительного постоянства модуля (и знака) доплеровской частоты эхо-сигналов целей в смежных лучах (в одном направлении).

НН-ЧП

В литературе [2, 3] одним из возможных способов борьбы с «ангел-эхо» является применение алгоритма НН-ЧП. Принцип работы данного алгоритма основывается на важном отличительном признаке эхо-сигналов от оптически ненаблюдаемых объектов

и местных предметов (МП) – величине скорости движения. Как правило, скорость движения таких объектов не превышает максимальную скорость ветра. В соответствии с приводимым алгоритмом обнаружения к скоростным объектам относят эхо-сигналы, если результат некогерентного накопления пачки импульсов превышает порог обнаружения, а также модуль оценки частоты Доплера превышает частотный порог:

$$Z_{out} = \begin{cases} 1, \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} U_i > C \cap \left|\hat{F}_d\right| > C_f, \\ 0 \end{cases} \quad (1)$$

где $U_i = |x|$ – отсчёт пика огибающей отклика СФ в i-м периоде пачки, $n = 3$; $e^{j\cdot\hat{\Phi}_1} = \frac{x_2 \cdot x_1^*}{|x_2 \cdot x_1|}$, $e^{j\cdot\hat{\Phi}_2} = \frac{x_3 \cdot x_2^*}{|x_3 \cdot x_2|}$ – оценки разностей фаз эхо-сигналов во 2-м и 1-м периодах и в 3-м и 2-м периодах; $\hat{F}_d = \frac{\arg\left(e^{j\cdot(\hat{\Phi}_2 - \hat{\Phi}_1)}\right)}{2 \cdot \pi \cdot dT}$ – оценка частоты Доплера; C, C_f – амплитудный и частотный пороги.

Для обеспечения постоянства числа ложных обнаружений частотный порог выбирается достаточно высоким, что позволяет алгоритму обнаружения (1) эффективно бороться с помехами, но при этом имеют место потери обнаружения малоскоростных целей. Другим обстоятельством, снижающим эффективность работы (1), является тот факт, что выбор частотного порога зависит от ширины и формы спектра междупериодных флуктуаций помех. В результате от величины частотного порога зависит форма и ширина вероятностно-частотной характеристики (ВЧХ) в зоне скоростных объектов. В [2] предлагается механизм адаптации величины частотного порога от погодных условий по числу отметок в зоне обзора. Для этого используют несколько обзоров, при этом минимально возможное значение частотного порога, соответствующее погодной обстановке, гарантирует максимально широкую ВЧХ.

НН с ЧП в двух лучах

Для повышения эффективности (1) предлагается алгоритм некогерентного накопления пачек импульсов с частотным порогом в 2-х лучах:

$$Z_{out} = \begin{cases} 1, \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} U_{1i} > C^* \cap \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} U_{2i} > C^* \cap \left|\hat{F}_{d_1}\right| > C_f^* \cap \left|\hat{F}_{d_2}\right| > C_f^* \\ 0 \end{cases}, \quad (2)$$

где U_{1i}, U_{2i} – отсчёты пика огибающей отклика СФ в i-м периоде пачки в 1-м и 2-м лучах, $i = 1...n$.

В соответствии с предлагаемым алгоритмом пачку из n импульсов (в данном случае из 3-х) с одним параметром вобуляции, излучённую в m смежных лучах (в 2-х), обрабатывают по алгоритму НН-ЧП, в соответствии с которым объединяют по логическому «И» выходы пороговых устройств некогерентных накопителей пачек импульсов в каждом луче, а также выходы пороговых устройств в частотных каналах. Это должно позволить понизить частотный порог C_f^*, тем самым расширить ВЧХ. В соответствии с предлагаемым алгоритмом сигнал должен обнаруживаться в смежных лучах РЛС. В основу (2) положен тот факт, что в случае принадлежности объекта к классу движущихся скоростных целей флуктуации эхо-сигнала в смежных лучах (или в одном на-

правлении через временной интервал) незначительны, что нельзя сказать о характеристиках «ангел-эхо» в смежных лучах РЛС из-за их статистической природы возникновения**.**

Модель сигналов

Для моделирования были составлены статистические модели сигналов и помех. При этом учитывалось наличие междупериодных флуктуаций эхо-сигналов. Примеры приведём для случая излучения в 2-х смежных угловых направлениях пачки из 3-х импульсов с интервалом между зондированиями, равным 3-м длительностям пачки, т. е. $3\cdot(3\cdot T)$ (T – основной период повторения импульсов РЛС).

Сигналы «ангел-эхо» и целей на выходе СФ моделировались гауссовским вектором $X_{шk}$ с нулевым средним значением ($M(X_{шk})$=0) и корреляционной матрицей Φ, в k-м периоде пачки и m-луче эхо-сигналы имели вид:

$$X_{km} = X_{ш\,k+3\cdot(m-1)}, k = 1...n, m = 1...R,$$
$$X_{ш\,k} = X_k + \xi_{шk}, X_k = \sqrt{P}\cdot\left(W\cdot\xi_k\right), k = 1...R\cdot n,$$
$$\Phi = M(X_{шk}\cdot X_{шt}^{*}),\ \Phi = \Phi_{пп} + \Phi_{ш},\ W\cdot W^{*} = \Phi_{пп(R\cdot nxR\cdot n)}, k = 1...R\cdot n, t = 1...R\cdot n,$$

расстановка импульсов для формирования КМ с учётом временных задержек применялась следующая:

$$Tp = \left[\begin{array}{ccccc} T & T+dT & 3\cdot(3\cdot T) & T & T+dT \end{array}\right],$$

$\xi_{шk}$, ξ_k – независимые гауссовские векторы собственных шумов каналов приёма и «возбуждения» с нулевым средним значением и единичной корреляционной матрицей I_M; n = 3 – число импульсов в пачке; R = 2 – число смежных лучей; $\Phi_{пп}$, $\Phi_{ш}$ – корреляционные матрицы пассивной помехи и шума; $*$ – знак эрмитова сопряжения (комплексного сопряжения и транспонирования); M – операция статистического усреднения.

Результаты моделирования

Для расчёта частотных порогов применялись две модели. В первом случае частотные пороги C_f и C_f^* были получены в предположении о том, что вероятность обнаружения «ангела» в алгоритмах (1) и (2) не превышает 10^{-2} при мощности помехи до 30 дБ на фоне шума. Во втором случае частотный порог зависел от мощности сигнала. Пороги обнаружения C и C^* оценивались на модели в ходе статистического эксперимента для вероятности ложной тревоги по шумам, равной 10^{-6}. Основной период повторения импульсов РЛС равнялся 1 мс, максимальная частота Доплера «ангел-эхо» равнялась 1000 Гц (для несущей частоты РЛС $3\cdot10^9$ Гц)

На рис. 1 для второй модели показаны зависимости величины ЧП (dT = 40 мкс) алгоритмов (1) (LCM) и (2) (LCM 2rayon) от мощности «ангела» для дробно-рационального спектра междупериодных флуктуаций с шириной 10, 40, 90 Гц, а также для НН с ЧП в 3-х лучах (LCM 3rayon):

$$Z_{out} = \begin{vmatrix} 1, \frac{1}{n}\cdot\sum_{i=1}^{n}U_{1i} > C^* \cap \frac{1}{n}\cdot\sum_{i=1}^{n}U_{2i} > C^* \cap \frac{1}{n}\cdot\sum_{i=1}^{n}U_{3i} > C^* \cap \left|\hat{F}_{d_1}\right| > C_f^* \cap \left|\hat{F}_{d_2}\right| > C_f^* \cap \left|\hat{F}_{d_3}\right| > C_f^*. \\ 0 \end{vmatrix}$$

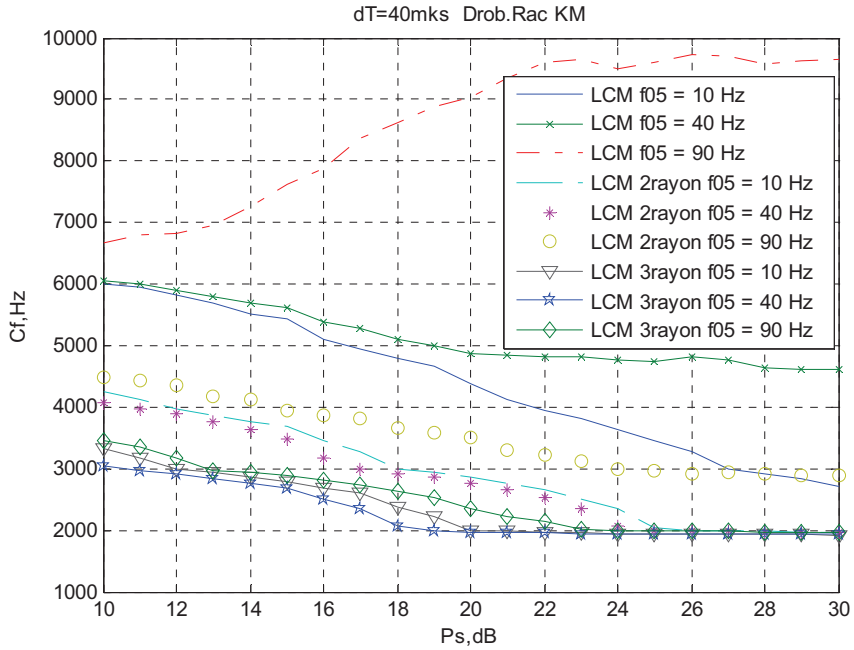


Рис. 1. Частотный порог

Из рис. 1 видно, что величина ЧП в (2) менее зависит от ширины спектра междупериодных флуктуаций, чем ЧП в (1). ЧП НН ЛЧМ сигнала в одном луче очень сильно зависит от параметров «ангелов». Увеличение числа обрабатываемых лучей в (2) до 3-х позволяет добиться практической независимости ЧП от ширины спектра, что видно из рис. 1.

Предлагается следующая методика адаптации ЧП. Рассчитанные для максимально возможной ширины спектра «ангела» и разных значений мощности сигнала ЧП с шагом 1 дБ записываются в ПЗУ. В очередном опыте при работе модели оценивается мощность сигнала, для данного значения мощности из ПЗУ извлекается ЧП. Мощность шума принимается равной 1.

На рис. 2 показаны вероятностно-частотные характеристики (ВЧХ) алгоритмов (1) (NN + Cf Const) и (2) (NN 2rayon+ Cf Const) для случая неадаптивного ЧП (C_f = = 6162, C_f^* = 4311 Гц) и адаптивного от мощности ЧП (C_f = 4619, C_f^* = 1973 Гц) (NN + Cf, NN 2rayon + Cf) для сигналов мощностью 30 дБ, dT = 40 мкс, ширина дробно-рационального спектра междупериодных флуктуаций f_{05} «ангела» – случайная величина с равномерным распределением в интервале 0…40 Гц, цели – 2 Гц. Ширина спектра «ангела» 40 Гц выбрана как наиболее характерная для практики. Для более широкого спектра 90 Гц (редкая для практики ситуация) для стабилизации числа ложных тревог требуется использование обработки по 3-м лучам, а для однолучевой обработки – повышение ЧП.

Расширение ВЧХ алгоритма (2) и (3) за счёт понижения частотных порогов оценивалось относительно ВЧХ алгоритма (1) по уровню 0,5. Из рис. 2 видно, что у алгоритма (2) и (3) при той же степени защиты от «ангелов» обеспечивается большая видимость малоскоростных целей, т.к. ВЧХ алгоритма (2) относительно ВЧХ алгоритма (1) для неадаптивного ЧП расширена в область малоскоростных целей на 1487 Гц, ВЧХ алгоритма (3) расширена на 2352 Гц, для адаптивного от мощности ЧП расширение ВЧХ (2) и (3) относительно ВЧХ (1) составило 2518 Гц. Во всех случаях отсутствуют

потери обнаружения скоростных целей. В ходе моделирования было выяснено, что, применяя адаптацию ЧП от мощности, можно расширить ВЧХ (1) относительно ВЧХ (1) без адаптации ЧП на 700…1400 Гц, ВЧХ (2) на 1000…2500 Гц, ВЧХ (3) на 800…1600 Гц при изменении мощности от 10 до 30 дБ.

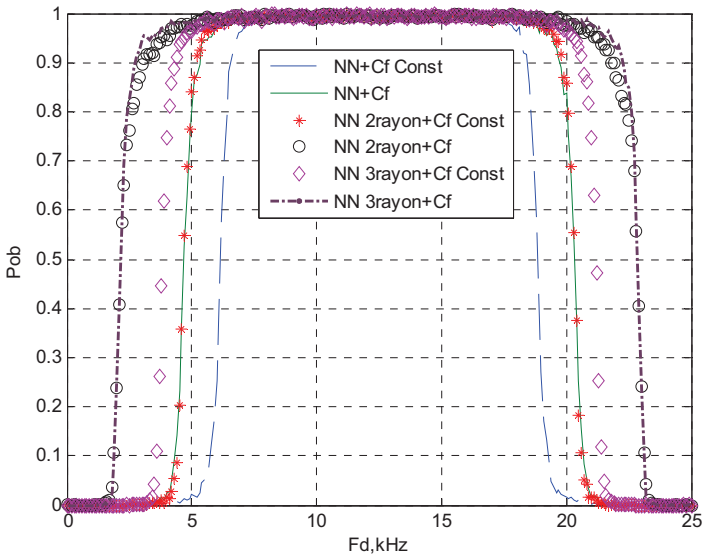


Рис. 2. Вероятностно-частотные характеристики

Выводы

1. Предлагаемый алгоритм НН-ЧП в 2-х лучах позволяет обнаруживать разноскоростные движущиеся объекты за счёт более низкого ЧП по сравнению с алгоритмом НН-ЧП в одном луче, при этом потери обнаружения высокоскоростных объектов отсутствуют, а также сохраняется вероятность ложных тревог от «ангелов» в зоне обзора при ширине спектра «ангела» до 40 Гц.

2. Применение НН в 3-х лучах позволяет дополнительно понизить ЧП и добиться его практической независимости от ширины спектра междупериодных флуктуаций.

3. Предложенный метод адаптации ЧП от мощности сигнала приводит к дополнительному расширению ВЧХ и большей видимости малоскоростных целей.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Сколника. Т.1. – М.: Советское радио, 1979. – С. 256–259.

2. Лозовский И. Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – С.10.

3. Елагина К. А., Лозовский И. Ф. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях воздействия отражения от «ангелов» и несинхронных сигналов // VII Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем». – Ульяновск, 2011. – С. 46–49.

ПРИМЕНЕНИЕ СИГНАЛОВ С ПИЛООБРАЗНОЙ ЧМ

Г. З. Аксельрод, К. А. Елагина

ОАО «НПО НИИИП-НЗиК»
630015, г. Новосибирск, ул. Планетная, 32
E-mail: ksenia_elagina@mail.ru

Предлагается применение пилообразной частотной модуляции для подавления «ангелов» с оценкой частоты Доплера в одноимпульсной процедуре. Методами математического моделирования сравнивается эффективность некогерентного накопителя сигнала с пилообразной частотной модуляцией и с частотным порогом и некогерентного накопителя ЛЧМ сигнала с частотным порогом**.** Даны рекомендации по применению сигналов предлагаемого типа.

Введение

В радиолокации для определения скорости объектов оценивают частоту Доплера. Одним из применяемых типов сигналов являются сигналы с однозначно определяемой дальностью, следовательно, однозначную оценку частоты Доплера можно получить не менее, чем по трём импульсам, что требует временных затрат. Поэтому актуальной является задача получения информации о скорости движения за меньшее время. Такую возможность даёт применение сигналов с пилообразной частотной модуляцией (ПЧМ) при обработке последних с помощью оптимальных фильтров [1]. Одним из типов помех, в условиях которых функционируют РЛС, являются отражения от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов». В литературе [2] к ним относят отражения от объёмно-распределённых объектов. Природа отражений такого типа сложна. В настоящее время применяется ряд алгоритмов обнаружения в условиях помех такого типа, например, разностно-временные алгоритмы (РВ ЧПК), некогерентное накопление пачки импульсов с частотным порогом (НН-ЧП) [3,4]. Эффективность алгоритма НН-ЧП очень сильно зависит от величины выбранного частотного порога. Алгоритм РВ ЧПК сокращает диапазон скоростей целей, что нежелательно. Поэтому задача разработки алгоритмов обнаружения на фоне помех типа «ангел-эхо» в настоящее время всё ещё актуальна.

Целью работы является исследование возможности подавления «ангелов» с помощью ПЧМ сигналов в одноимпульсной процедуре.

Основная часть

Закон изменения фазы для ЛЧМ сигнала:

$$F(t) = \frac{pi \cdot W}{\tau} \cdot t^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot t, \;\; t \le \tau,$$

закон изменения фазы ПЧМ сигнала:

$$F(t) = \begin{vmatrix} \dfrac{pi \cdot W}{\tau / 2} \cdot t^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot t, t \le \dfrac{\tau}{2}; \\ \dfrac{pi \cdot W}{\tau / 2} \cdot \left(t - \dfrac{\tau}{2} \right)^2 \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot \left(t - \dfrac{\tau}{2} \right) \pm 2 \cdot \pi \cdot F_d \cdot \dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2} < t \le \tau, \end{vmatrix}$$

где W – девиация частоты; τ – длительность сигнала; F_d – частота Доплера.

Один из вариантов получения однозначной оценки частоты Доплера – оценка доплеровской частоты по междупериодной разности фаз по алгоритму разностно-временной оценки [3] $\widehat{F}_d$ для пачки из 3 импульсов с вобуляцией dT периода повторения T :

$$e^{j\cdot\hat{\Phi}_1}=\frac{x_2\cdot x_1^*}{|x_2\cdot x_1|}, e^{j\cdot\hat{\Phi}_2}=\frac{x_3\cdot x_2^*}{|x_3\cdot x_2|},\ \hat{F}_d=\frac{\arg\left(e^{j\cdot(\hat{\Phi}_2-\hat{\Phi}_1)}\right)}{2\cdot\pi\cdot dT},$$

где $(x_1, x_2, ..., x_3)$ – комплексные отсчёты отклика СФ в 3-х периодах, расстановка периодов с учётом вобуляции следующая: $(T, T+dT)$; $e^{j\cdot\hat{\Phi}_1}$, $e^{j\cdot\hat{\Phi}_2}$ – оценки разностей фаз эхо-сигналов во 2-м и 1-м и 3-м и 2-м периодах соответственно; arg – операция получения фазы комплексного числа.

Применение сигналов с ПЧМ позволяет сделать оценку доплеровской частоты для точечных объектов в одноимпульсной процедуре:

$$\hat{F}_{dpcm}=\frac{\arg\left(\frac{x_{2\,pcm}\cdot x_{1\,pcm}^*}{|x_{2\,pcm}\cdot x_{1\,pcm}|}\right)}{2\cdot\pi\cdot\tau/2},$$

где $(x_{2\,pcm}, x_{1\,pcm})$ – комплексные отсчёты, отстоящие на $\tau/2$ и соответствующие пикам огибающей отклика СФ (число отводов фильтра соответствует длительности $\tau/2$) на ПЧМ сигнал; τ – длительность ПЧМ сигнала.

Таким образом, ПЧМ сигнал можно считать пачкой длительностью τ из 2-х «слипшихся» ЛЧМ сигналов длительностью $\tau/2$. При обработке сигнала с ПЧМ в СФ, рассчитанном на сжатие сигнала длительностью $\tau/2$ и с девиацией W, на выходе СФ появляется пара когерентных сжатых импульсов, разнесённых на $\tau/2$, что позволяет оценить частоту Доплера в одноимпульсной процедуре.

Перейдём к построению обнаружителей ЛЧМ и ПЧМ сигналов.

Алгоритм НН-ЧП для ЛЧМ сигнала

Будем использовать некогерентное накопление пачки [3, 4] из 3-х импульсов с одним параметром вобуляции. Решение о том, что сигнал присутствует в текущей дискрете дальности выносится в том случае, если результат некогерентного накопления пачки из 3-х импульсов превышает порог обнаружения, модуль оценки частоты Доплера превышает частотный порог, а также результат некогерентного накопления в текущей дискрете превышает результаты некогерентного накопления в смежных дискретах:

$$Z_{out}(t)=\begin{cases}1, Z(t)>C \quad \cap \quad |\hat{F}_d|>C_f \quad \cap \quad Z(t-1/f_d)<Z(t)>Z(t+1/f_d),\\ 0\end{cases} \tag{1}$$

$Z(t)=\frac{1}{3}\cdot\sum_{i=1}^{n=3}|x(t)_i|$ – результат некогерентного накопления пачки из 3-х импульсов; C, C_f – амплитудный и частотный пороги; f_d – частота дискретизации.

Алгоритм НН-ЧП для ПЧМ сигнала

Алгоритм НН-ЧП ПЧМ сигнала с учётом определения времени прихода сигнала приведён ниже. Решение о том, что сигнал присутствует в текущей дискрете дальности выносится в том случае, если результат некогерентного накопления ПЧМ сигнала превышает порог обнаружения, модуль оценки частоты Доплера превышает частотный порог, а также результат некогерентного накопления в текущей дискрете превышает результаты некогерентного накопления в дискретах, разнесённых на интервал $\tau/2$:

$$Z_{out}(t) = \begin{cases} 1, Z(t) > C_{pcm} \quad \cap \quad \left|\widehat{F}_{dpcm}\right| > C_{fpcm} \quad \cap \quad Z(t-\tau/2) < Z(t) > Z(t+\tau/2) \\ 0 \end{cases}, \quad (2)$$

$Z(t) = \left|x_{pcm}(t-\tau/2)\right| + \left|x_{pcm}(t)\right|$ – результат некогерентного накопления ПЧМ сигнала; C_{pcm}, C_{fpcm} – амплитудный и частотный пороги ПЧМ сигнала.

Для ПЧМ сигнала в одноимпульсной процедуре некогерентное накопление эквивалентно адаптивному когерентному накоплению с оценкой частоты Доплера сигнала.

Результаты моделирования

Для расчёта частотного порога применялись две модели. В первом случае частотные пороги для обнаружителя ЛЧМ сигнала C_f и обнаружителя ПЧМ сигнала C_{fpcm} были получены в предположении о том, что вероятность обнаружения «ангела» в алгоритме НН-ЧП ЛЧМ сигнала (1) и в алгоритме НН-ЧП ПЧМ сигнала (2) не превышает 10^{-2} мощности помехи до 30 дБ на фоне шума. Во втором случае частотный порог зависел от мощности сигнала. Пороги обнаружения C и C_{pcm} оценивались на модели в ходе статистического эксперимента для вероятности ложной тревоги по шумам, равной 10^{-6}. Основной период повторения импульсов РЛС равнялся 1 мс, максимальная частота Доплера «ангел-эхо» равнялась 1000 Гц (для несущей частоты РЛС $3 \cdot 10^9$ Гц). Применялся линейный детектор огибающей. На рис. 1 для второй модели показаны зависимости величины ЧП (dT = 40 мкс) от мощности «ангела» для дробно-рационального спектра междупериодных флуктуаций с шириной 10, 40, 90 Гц для ЛЧМ (LCM) и ПЧМ (PCM) сигналов.

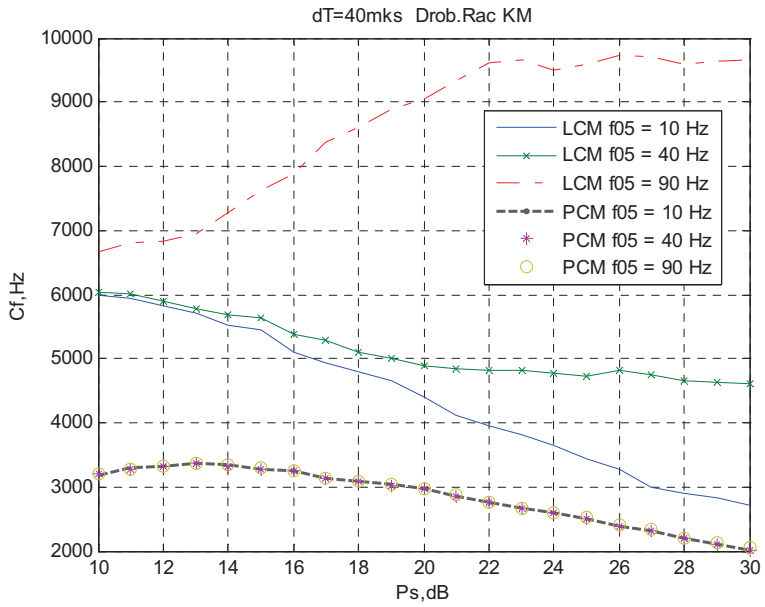


Рис. 1. Частотный порог

Из рис. 1 видно, что величина ЧП для ПЧМ сигнала не зависит от ширины спектра междупериодных флуктуаций, что является преимуществом использования ПЧМ сигналов. По результатам расчётов было выяснено, что среднеквадратическое отклонение оценки частоты Доплера для ПЧМ сигнала не зависит от ширины спектра между-

периодных флуктуаций и ниже СКО оценки частоты Доплера ЛЧМ сигнала. Поэтому из-за большей корреляции между импульсами при том же значении вероятности обнаружения «ангел-эхо» ЧП обнаружителя ПЧМ сигнала ниже, чем ЧП обнаружителя ЛЧМ сигнала.

Предлагается следующая методика адаптации ЧП. Рассчитанные для максимально возможной ширины спектра «ангела» и разных значений мощности сигнала ЧП с шагом 1 дБ записываются в ПЗУ. В очередном опыте при работе модели оценивается мощность сигнала, для данного значения мощности из ПЗУ извлекается ЧП. Мощность шума принимается равной 1.

Были построены характеристика обнаружения ЛЧМ сигнала в одноимпульсной процедуре и характеристика обнаружения некогерентного накопителя ПЧМ сигнала (2) без проверки частотного порога. Параметры сигналов: τ = 80 мкс, W = 2,5 МГц, f_d = 3 МГц, F_d = 7 кГц. Было выяснено, что по величине порогового сигнала (2) проигрывает на 0,4 дБ.

На рис. 2 показаны вероятностно-частотные характеристики (ВЧХ) алгоритмов (1) по 3-м периодам (NN + Cf Const) и (2) (NN pcm+ Cf Const) для случая неадаптивного ЧП (C_f = 6162, C_{fpcm} = 3361 Гц) и адаптивного от мощности ЧП (C_f = 4619, C_{fpcm} = 2020 Гц) (NN + Cf, NN pcm+ Cf) для сигналов мощностью 30 дБ, τ = 80 мкс, dT = 40 мкс, ширина дробно-рационального спектра междупериодных флуктуаций f_{05} «ангела» – случайная величина с равномерным распределением в интервале 0…40 Гц, цели – 2 Гц. Ширина спектра «ангела» 40 Гц выбрана как наиболее характерная для практики. Для более широкого спектра 90 Гц (редкая для практики ситуация, поэтому в статье графики не приводятся) для стабилизации числа ложных тревог для НН-ЧП ЛЧМ сигнала требуется повышение ЧП.

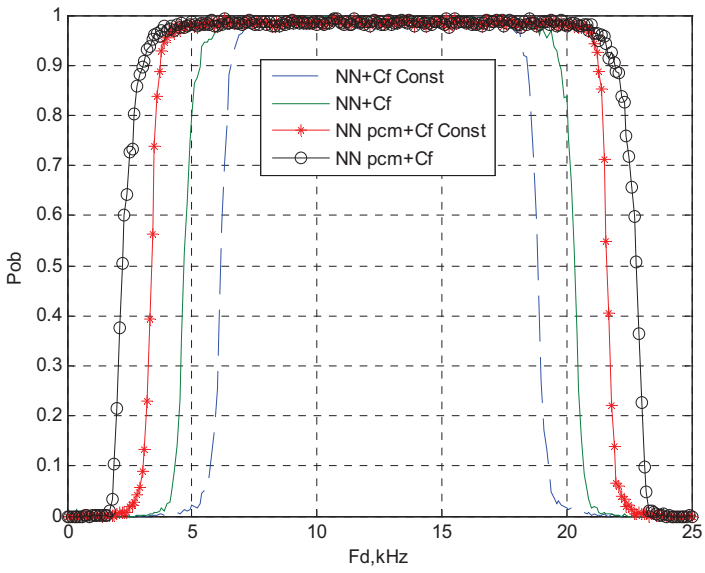


Рис. 2. Вероятностно-частотные характеристики

Из рис. 2 видно, что у алгоритма НН-ЧП ПЧМ сигнала эффективность защиты от «ангелов» выше, т.к. ВЧХ алгоритма (2) относительно ВЧХ алгоритма (1) для неадаптивного ЧП расширена в область малоскоростных целей по уровню 0,5 на 2809 Гц, для адаптивного от мощности ЧП расширение ВЧХ (2) относительно ВЧХ (1) составило

2483 Гц. На рис. 3 показано расширение ВЧХ *dFd* (1) (Cf Const -> Cf) и ВЧХ (2) (Cfpcm Const -> Cfpcm) за счёт адаптации ЧП от мощности сигнала *Ps* относительно соответствующих ВЧХ без адаптации ЧП.

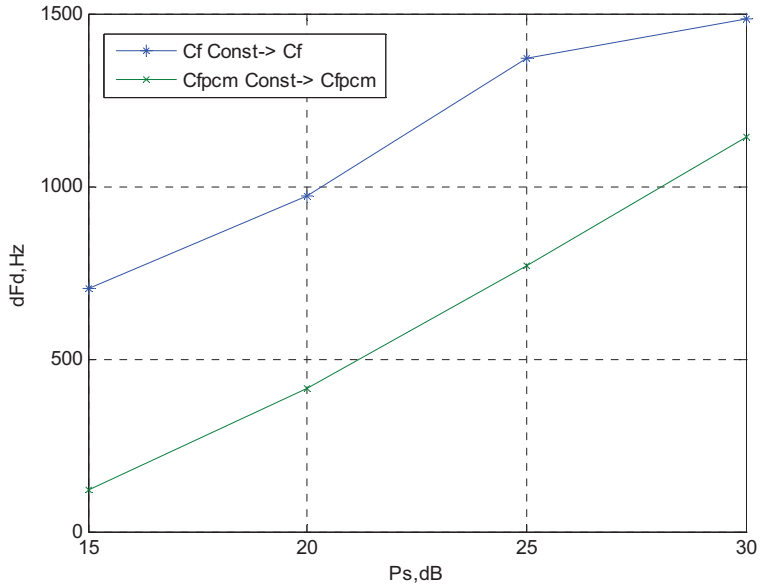


Рис. 3. Расширение ВЧХ за счёт адаптации ЧП от мощности

Из рис. 3 видно, что, применяя адаптацию ЧП от мощности, можно расширить ВЧХ (1) на 700…1400 Гц и ВЧХ (2) до 1100 Гц при изменении мощности от 15 до 30 дБ.

Выводы

1. Предложен алгоритм НН-ЧП, в котором для точечных объектов оценка доплеровской частоты ПЧМ сигнала производится в одноимпульсной процедуре.

2. Для сигналов с ПЧМ можно получить расширение ВЧХ НН-ЧП в зону малоскоростных целей на 2200…2800 Гц при изменении мощности сигнала от 15 до 30 дБ и ширине спектра «ангела» до 40 Гц за счёт более низкого ЧП по сравнению с алгоритмом НН-ЧП ЛЧМ сигнала при постоянстве числа ложных тревог в зоне обзора.

3. ЧП НН ПЧМ сигнала практически не зависит от ширины спектра междупериодных флуктуаций.

4. Адаптация ЧП от мощности сигнала приводит к расширению ВЧХ НН-ЧП ПЧМ сигнала относительно НН-ЧП ЛЧМ сигнала на 1700…2400 Гц при изменении мощности сигнала от 15 до 30 дБ и ширине спектра «ангела» до 40 Гц, при этом обеспечивается большая видимость малоскоростных целей по сравнению с отсутствием адаптации ЧП.

Список литературы

1. Теоретические основы радиолокации / под ред. Я. М. Ширмана. – Ленинград: Советское радио, 1970. – С. 365–371.

2. Справочник по радиолокации / под ред. М. Сколника. Т. 1. – М.: Советское радио, 1979. – С. 256–259.

3. Лозовский И. Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех, монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – С. 10.

4. Елагина К. А., Лозовский И. Ф. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях воздействия отражения от «ангелов» и несинхронных сигналов // VII Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем». - Ульяновск, 2011. – С. 46–49.

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ФЛУКТУАЦИИ В АВТОГЕНЕРАТОРЕ С ДРОБНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Ар. В. Карлов, А. Н. Юдин, В. В. Зайцев (научный руководитель)

Самарский государственный университет
443011, г. Самара, ул. академика Павлова, 1
E-mail: zaitsev@samsu.ru

Представлена математическая модель автоколебательной системы с дифференциальным уравнением движения дробного порядка, находящейся под действием широкополосного шума. Анализ модели проведен методом медленно меняющихся амплитуд. На основе линеаризованных флуктуационных уравнений определены спектральные характеристики флуктуаций амплитуды и частоты автоколебаний. Показано, что введение в автоколебательную систему дробных связей ухудшает ее шумовые характеристики.

Введение

В последние годы под влиянием возросшего интереса к естественнонаучным приложениям [1] теории дробного интегро-дифференцирования [2] формируется новый раздел динамики – дробная динамика или в англоязычном варианте – фрактальная динамика (fractional dynamics). Он охватывает исследования систем с интегро-дифференциальными уравнениями движения дробного порядка. Среди них одно из центральных мест, как и в классической динамике, принадлежит автоколебательным системам томсоновского типа с дробными цепями обратной связи (дробной обратной связью, ДОС). Ряд вопросов анализа динамических характеристик автогенераторов с ДОС рассмотрен в работах [3–5]. В настоящей статье проводится анализ амплитудно-частотных флуктуаций автоколебаний при наличии в системе источника широкополосного шума.

1. Эквивалентная схема и уравнение движения автогенератора

На рис. 1 показана эквивалентная схема автогенератора с контуром, возбуждаемым током J_a активного трехполюсника, на вход которого подается напряжение обратной связи $u_c(t)$ со вторичной обмотки фрактального трансформатора. Первичная обмотка трансформатора составляет индуктивность колебательного контура. Осцилляции протекающего по ней тока $J(t)$ преобразуются в осцилляции напряжения $u_c(t)$, но, в отличие от классического трансформатора, предполагается следующее преобразование спектров осцилляций

$$u_c(\omega) = (j\omega)^{\alpha}\,\mu\, J(\omega), \tag{1}$$

где $0 < \alpha < 2$ – дробный показатель степени. Постоянный коэффициент μ в дробном спектральном преобразовании (1) замещает коэффициент взаимоиндукции M в стандартной модели трансформатора

$$\mu = M\tau_*^{\alpha-1},$$

где τ_* – параметр, имеющий размерность времени. Применив к выражению (1) обратное преобразование Фурье, получим временной закон преобразования сигнала фрактальным трансформатором:

$$u_c(t) = \mu\, D_L^{\alpha}\left[J(t)\right]. \tag{2}$$

Здесь $D_L^{\alpha}\left[f(t)\right]$ – левосторонняя производная Лиувилля порядка α

$$D_L^{\alpha}\left[f(t)\right]=\frac{1}{\Gamma(m-\alpha)}\frac{d^m}{dt^m}\int_{-\infty}^{t}\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}}d\tau\,,$$

где $m=ceiling(\alpha)$, $\Gamma(x)$ – гамма-функция.

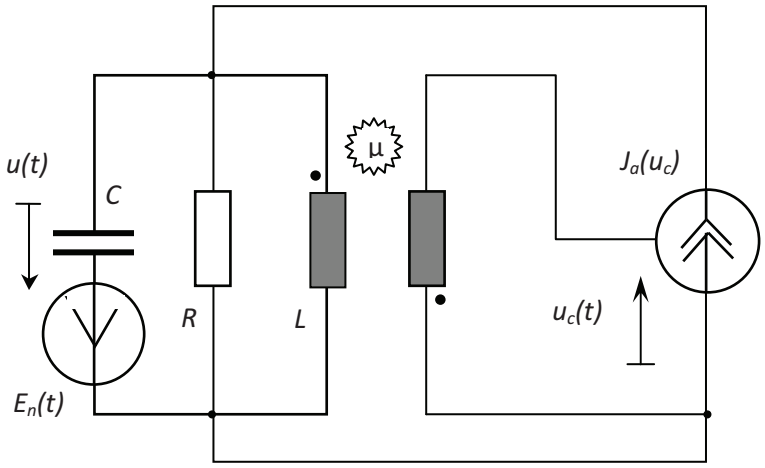


Рис. 1. Эквивалентная схема автогенератора с ДОС

Выразив в (2) ток $J(t)$ через осцилляции контурного напряжения $u(t)$, находим уравнение цепи ДОС

$$u_c(t)=n\tau_*^{\alpha-1}D_L^{\alpha}\left[\int_{-\infty}^{t}u(t')dt'\right], \tag{3}$$

где $n=M/L$ – коэффициент трансформации. При этом уравнение для осцилляций $u(t)$, возбуждаемых током трехполюсника

$$J_a=G_0g(u_c)u_c\,,$$

где $G(u_c)=G_0g(u_c)$ – крутизна переходной характеристики, имеет стандартный вид

$$D_t^2u(t)+\omega_0Q^{-1}D_t^1u(t)+\omega_0^2u(t)=\omega_0g_0D_t^1\left[g(u_c)u_c\right]+\omega_0^2E_n(t)\,. \tag{4}$$

Здесь $\omega_0=1/LC$, $Q=R/Z_0$ и $Z_0=\sqrt{L/C}$ – собственная частота, добротность и характеристическое сопротивление резонансного контура, $g_0=Z_0G_0$ – безразмерный параметр, а для классических первой и второй производных использованы обозначения D_t^1 и D_t^2.

Кроме того, в правую часть уравнения (4) введена ЭДС $E_n(t)$ генератора шума с равномерным спектром мощности $\langle E_n^2\rangle_{\omega}=D$, ограниченным диапазоном частот $\left(-2\omega_0,2\omega_0\right)$. Предполагается, что такой полосовой белый шум является эквивалентным представлением источников естественных (тепловых и дробовых) шумов, действующих в системе.

2. Укороченные уравнения. Динамический режим

Приближенный анализ уравнения движения (4) проведем методом медленно меняющихся амплитуд (методом ММА), положив

$$u(t) = a(t)\cos\left(\omega_a t + \varphi(t)\right), \tag{5}$$

где амплитуда $a(t)$ и фаза $\varphi(t)$ – медленные по сравнению с $\cos\left(\omega_a t\right)$ функции времени, ω_a – частота автоколебаний. При этом в соответствии со стандартной процедурой ММА производными от амплитуды и фазы в уравнении ДОС (3) можно пренебречь. Тогда подстановка осцилляций (5) в уравнение (3) приводит к выражению

$$u_c(t) = a_c(t)\sin\left(\omega_a t + \varphi(t) + \alpha\frac{\pi}{2}\right), \tag{6}$$

в котором введено обозначение для амплитуда колебаний напряжения обратной связи $a_c = n\left(\omega_0\tau_*\right)^{\alpha-1} a = n_* a$.

Далее, представив управляемый напряжением (6) ток активного трехполюсника в виде гармонического разложения

$$g(u_c)u_c = g_1(a_c)a_c\sin\left(\omega_a t + \varphi(t) + \alpha\frac{\pi}{2}\right) + \text{высш.гарм.},$$

где $g(n_* a)$ – проводимость по первой гармонике тока, и обнулив высшие гармоники, в приближении ММА из уравнения движения (3) в отсутствие шума ($E_n(t) \equiv 0$) получим систему укороченных уравнений

$$\begin{aligned}
\frac{da}{dt} &= -\frac{\omega_0 a}{2}\left(\frac{1}{Q} - \gamma\, g_1(n_* a)\sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right),\\
\frac{d\varphi}{dt} + \Delta\omega &= -\frac{\omega_0}{2}\gamma\, g_1(n_* a)\cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right).
\end{aligned} \tag{7}$$

Здесь $\Delta\omega = \omega_a - \omega_0$ – поправка на частоту автоколебаний $\gamma = n_* g_0$ – параметр глубины обратной связи.

Первое из уравнений (7) решается независимо от второго. На пороге генерации, т. е. при $a \to 0$, из него можно определить пороговое (стартовое) значение параметра глубины обратной связи:

$$\gamma_{st} = \left(Q\sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right)^{-1}.$$

При $\alpha = 1$ это выражение переходит в известную формулу для стандартного (не содержащего дробных цепей) автогенератора: $\gamma_{st} = 1/Q$. Таким образом, отклонение порядка цепи возбуждения от единицы приводит к ухудшению условий самовозбуждения автоколебаний.

В режиме установившихся автоколебаний амплитуда a_0, как это следует из первого уравнения системы (7), удовлетворяет нелинейному уравнению

$$g_1(n_* a_0) = \frac{\gamma_{st}}{\gamma} = \left(\gamma Q \sin\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) \right)^{-1}.$$

Выход амплитуд на различные установившиеся значения сопровождается стремлением поправки на частоту к значению

$$\Delta\omega(a_0) = -\frac{\omega_0}{2Q} ctg\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right),$$

единому для данного дробного порядка цепи возбуждения. Такое поведение частоты говорит о статической изохронности автогенератора. Но в течение переходного процесса существует зависимость частоты автоколебаний от их амплитуды. Это, как будет показано ниже, приводит к преобразованию амплитудных флуктуаций автоколебаний в частотные флуктуации.

3. Флуктуационные уравнения. Спектры амплитудно-частотных флуктуаций

Исследование флуктуаций проведем в режиме установившихся автоколебаний с амплитудой a_0 и частотой $\omega_a = \omega_0 + \Delta\omega(a_0)$. Источником флуктуаций амплитуды $\Delta a(t) = a_0 \rho(t)$ и фазы $\varphi(t)$ является полосовой белый шум $E_n(t)$, который можно представить в виде

$$E_n(t) = \xi_{\parallel}(t) \cos(\omega_a t) - \xi_{\perp}(t) \sin(\omega_a t).$$

При этом синфазная $\xi_{\parallel}(t)$ и квадратурная $\xi_{\perp}(t)$ составляющие шума имеют следующие спектры мощности:

$$\langle \xi_{\parallel}^2 \rangle_{\omega} = \langle \xi_{\perp}^2 \rangle_{\omega} = 2D, \ \langle \xi_{\perp} \xi_{\parallel}^* \rangle_{\omega} = 0.$$

Положив в системе укороченных уравнений (7) $a(t) = a_0(1 + \rho(t))$, после их линеаризации по малым относительным амплитудным флуктуациям $\rho(t)$ и статистической линеаризации по фазовым флуктуациям получим систему флуктуационных уравнений

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt}\rho(t) + p\rho(t) = \frac{\omega_0}{2a_0}\xi_{\perp}(t), \\ &\nu(t) = \frac{d}{dt}\varphi(t) = q\rho(t) - \frac{\omega_0}{2a_0}.\xi_{\parallel}(t) \end{aligned} \qquad (8)$$

где $\nu(t) = d\theta(t)/dt$ – флуктуации частоты автоколебаний и введены обозначения для прочности предельного цикла p и динамической неизохронности q

$$p(a_0) = -\frac{\omega_0}{2} g a_0 S_1'(n_* a_0) \sin\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) \text{ и } q(a_0) = -\frac{\omega_0}{2} g a_0 S_1'(n_* a_0) \cos\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) = p(a_0) ctg\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right).$$

Флуктуационные уравнения (8) позволяют определить спектры мощности относительных флуктуаций амплитуды и флуктуаций частоты автоколебаний в генераторе с ДОС:

$$\langle \rho^2 \rangle_\omega = \frac{\omega_0^2}{2a_0^2} D \frac{1}{p^2 + \omega^2}, \qquad \langle \nu^2 \rangle_\omega = \frac{\omega_0^2}{2a_0^2} D \left(1 + \frac{q^2}{p^2 + \omega^2} \right),$$

$$\langle \rho \nu^* \rangle_\omega^0 = \frac{\omega_0^2}{2a_0^2} D \left(\frac{q}{p^2 + \omega^2} \right), \ \langle \rho \nu^* \rangle_\omega^1 = 0 .$$

Спектр мощности амплитудных флуктуаций имеет лоренцеву форму. Ширина спектра, вычисленная по формуле равновеликого прямоугольника, и мощность (дисперсия) флуктуаций равны

$$\Delta_\rho = \pi\, p \ \text{ и } \ \langle \rho^2 \rangle = \pi \frac{\omega_0^2}{2a_0^2} \frac{D}{p} .$$

Если учесть, что при равных амплитудах автоколебаний прочности предельных циклов p и p_0 автогенератора с ДОС и классического автогенератора связаны соотношением $p = p_0 \sin(\alpha\pi/2)$, то

$$\langle \rho^2 \rangle = \langle \rho_0^2 \rangle \operatorname{cosec}\left(\alpha \frac{\pi}{2} \right).$$

Таким образом, дробность цепи обратной связи увеличивает мощность амплитудных флуктуаций автогенератора.

Аналогичный вывод можно сделать и о частотных флуктуациях. Основным здесь является вопрос о ширине спектральной линии. Для широкополосных флуктуаций частоты она определяется формулой [10] $\Delta\Omega = \pi^2 \langle \nu^2 \rangle_0$ и с учетом (22) равна

$$\Delta\Omega = \frac{\pi^2 \omega_0^2}{2a_0^2} D \left(1 + \frac{q^2}{p^2} \right) = \frac{\pi^2 \omega_0^2}{2a_0^2} D \operatorname{cosec}^2 \left(\alpha \frac{\pi}{2} \right).$$

Видно, что при прочих равных условиях минимальной шириной спектральной линии обладает классический автогенератор. Ведение дробных элементов в кольцо обратной связи приводит к уширению спектральной линии автоколебаний. Кроме того, из-за четной корреляции флуктуаций амплитуды и частоты линия приобретает асимметрию относительно частоты генерации.

Список литературы

1. Тарасов В. Е. Модели теоретической физики с интегро-дифференцированием дробного порядка. – М.–Ижевск: Ижевский ин-т компьютерных исследований, 2011. – 568 с.

2. Самко С. Г., Килбас А. А., Маричев О. И. Интегралы и производные дробного порядка и некоторые их приложения. – Минск: Наука и техника, 1987. – 688 с.

3. Зайцев В. В., Карлов Ар. В., Яровой Г. П. Динамика автоколебаний дробного томсоновского осциллятора // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2012. – Т. 15. – № 1. – С. 64–68.

4. Зайцев В. В., Карлов Ар. В., Стулов И. В. Синхронизация дробного осциллятора Ван дер Поля // Вестн. Самарского гос. ун-та. – 2012. – № 3–1 (94). – С. 116–122.

5. Зайцев В. В., Карлов Ар. В., Нураев Д. Б. Численный анализ автоколебаний активного фрактального осциллятора // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2013. – Т. 16. – № 2. – С. 45–48.

СИНТЕЗАТОР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ТРАКТАМИ ПРИВЕДЕНИЯ ЧАСТОТЫ

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

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153
E-mail: zakota93@yandex.ru

Показано, что за счет использования двух частотно-фазовых детекторов и, следовательно, за счет выбора высокой частоты опорного сигнала, можно уменьшить значение коэффициента деления в синтезаторе с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты и использовать источник опорного сигнала с более низкими фазовыми шумами выходного сигнала. Упрощена задача коммутации фильтров нижних частот в канале управления системы фазовой автоподстройки за счет снижения значение коэффициента деления. Реализована схема объединения в одном устройстве преимуществ синтезаторов частот с делителем в цепи обратной связи в части быстродействия, с преимуществами синтезатора частот со смесителем и аналоговым трактом приведения частоты в цепи обратной связи в части уровня фазовых шумов выходного сигнала.

В современной связной аппаратуре в качестве переносчиков спектра и гетеродинов используются прецизионные быстродействующие синтезаторы частот (СЧ). Требования, предъявляемые к СЧ, содержат: диапазон рабочих частот, шаг перестройки по частоте, время перестройки по частоте, уровень фазовых шумов выходного сигнала, уровень паразитных спектральных составляющих. Существует множество вариантов построения СЧ, среди них: синтезатор пассивного синтеза [1], цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), синтезатор с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты (СЧ-ИФАПЧ) с делителем в цепи обратной связи [2], а также различные их комбинации (например, патенты CA 2442721, US 7579916, US 7250823). Синтезаторы пассивного синтеза обеспечивают требуемый уровень фазовых шумов выходного сигнала, но не могут обеспечить малый шаг перестройки по частоте, а также диапазон рабочих частот. Цифровые вычислительные синтезаторы обеспечивают требования по времени перестройки по частоте, а также уровень фазовых шумов выходного сигнала, но в выходном сигнале такого синтезатора высокий уровень паразитных спектральных составляющих, а диапазон рабочих частот ограничен. В СЧ-ИФАПЧ достигается требуемый диапазон рабочих частот и шаг перестройки по частоте, но необходимое время перестройки по частоте в сочетании с необходимым уровнем фазовых шумов выходного сигнала не выполняется.

Для удовлетворения противоречивых требований по уровню фазовых шумов выходного сигнала, времени перестройки по частоте, а также уровню побочных спектральных составляющих выходного сигнала, с сохранением диапазона рабочих частот и шага перестройки по частоте применяют комбинированные СЧ. Так в [3] описана схема построения такого синтезатора, в состав которого входит генератор с резонатором из сферы железо-иттриевого граната. В такой схеме в цепи обратной связи присутствует тракт приведения частоты выходного сигнала генератора к частоте сравнения на основе смесителя (или группы смесителей в общем случае), на который подается сигнал с низкими фазовыми шумами. За счет использования такого способа приведения частоты выходного сигнала СЧ к частоте сравнения в цепи обратной связи, исключается умножение фазовых шумов в полосе пропускания системы фазовой автоподстройки, присущее СЧ-ИФАПЧ с делителем в цепи обратной связи.

Рассмотрим наиболее подробно комбинированный СЧ с коммутируемыми трактами приведения частоты, описанный в патенте US7701299. Укрупненная функциональная схема этого СЧ представлена на рис. 1, на котором группа смесителей заменена одним смесителем без нарушения функциональности. На рис. 1 введены следующие

обозначения: частотно-фазовый детектор (ЧФД); фильтр нижних частот (ФНЧ); генератор, управляемый напряжением (ГУН); делитель мощности (ДМ); делитель частоты (ДЧ); смеситель; формирователь опорных частот (ФОЧ); высокочастотный коммутатор (ВК).

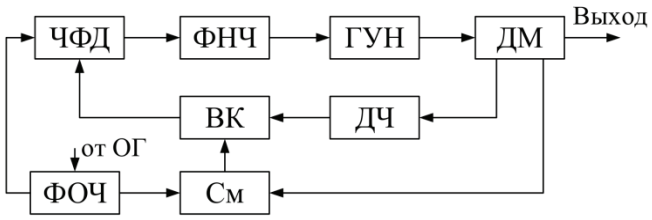


Рис. 1. Укрупненная функциональная схема комбинированного СЧ

Сигнал опорного генератора (ОГ) подается на вход ФОЧ, в котором формируются (например, с помощью набора умножителей и делителей частоты) на обоих выходах сигналы с необходимыми частотами. Со второго выхода ФОЧ сигнал с частотой $f_{\text{ОГ}}$ подается на первый вход ЧФД, на второй вход которого через блоки ВК, ДЧ и ДМ поступает сигнал ГУН. В ДЧ частота $f_{\text{ВЫХ}}$ выходного сигнала ГУН делится в N раз с целью приведения ее значения к частоте ОГ $f_{\text{ОГ}}$. Сигнал ошибки с выхода ЧФД через ФНЧ подается на управляющий вход ГУН, частота выходного сигнала которого $f_{\text{ВЫХ}}$ меняется до тех пор, пока, поделенная в N раз (N в общем случае может быть как целое, так и дробное) в блоке ДЧ, она не будет равной частоте сигнала ОГ $f_{\text{ОГ}}$. В этом случае, выходное напряжение на выходе ЧФД перестает меняться, а частота выходного сигнала блока ГУН $f_{\text{ВЫХ}}$ становится равной частоте ОГ $f_{\text{ОГ}}$, умноженной в N раз.

Такое состояние системы фазовой автоподстройки называется синхронизмом [2]. Выходной сигнал ГУН с заданной частотой подается на вход ДМ, с первого выхода которого подается на внешнюю нагрузку. Таким образом, частота выходного сигнала устройства определяется выражением $f_{\text{ВЫХ}} = Nf_{\text{ОГ}}$. За счет умножения частоты выходного сигнала ГУН фазовые шумы выходного сигнала устройства в полосе пропускания системы ФАПЧ представляют собой умноженные фазовые шумы опорного сигнала со второго выхода ФОЧ (суммированные с шумами ЧФД и т.д.) [2], которые определяются фазовыми шумами сигнала опорного генератора. После наступления синхронизма происходит коммутация сигнала на втором входе ЧФД, на который через смеситель и ДМ подается выходной сигнал ГУН. На второй вход смесителя подается выходной сигнал с первого выхода ФОЧ, частота этого сигнала выбирается равной $f_{\text{ФОЧ}} = f_{\text{ВЫХ}} - f_{\text{ОГ}}$. В смесителе происходит умножение выходного сигнала ГУН с сигналом первого выхода ФОЧ, за счет чего на выходе смесителя формируется сигнал с частотой, равной разнице частот выходного сигнала ГУН и ФОЧ $f_{\text{ВЫХ}} - f_{\text{ФОЧ}}$ (либо $f_{\text{ФОЧ}} - f_{\text{ВЫХ}}$, в зависимости от выбранного частотного преобразования). В дальнейшем для простоты описания будем полагать требуемым выходной сигнал смесителя с частотой $f_{\text{ВЫХ}} - f_{\text{ФОЧ}}$. Так осуществляется приведение частоты выходного сигнала блока ГУН к частоте $f_{\text{ОГ}}$. За счет выполнения равенства $f_{\text{ОГ}} = f_{\text{ВЫХ}} - f_{\text{ФОЧ}}$ исключается умножение частоты ОГ и, следовательно, умножение фазовых шумов выходного сигнала в полосе пропускания системы фазовой автоподстройки, которые в данном случае определяются

суммой фазовых шумов опорного сигнала со второго выхода ФОЧ и фазовых шумов выходного сигнала ФОЧ. За счет возможности использования ФНЧ с широкой полосой пропускания реализуется требуемое «малое» время перестройки по частоте.

Учитывая вышесказанное, недостатком данной схемы является необходимость коммутации полосы пропускания ФНЧ ввиду изменения коэффициента умножения К, что в случае больших значений N представляет собой трудноразрешимую проблему.

Задача, на решение которой направлена данная работа, заключается в снижении уровня фазовых шумов выходного сигнала синтезатора частот, времени перестройки по частоте, а также уровня паразитных спектральных составляющих. При этом желаемый технический результат – объединение в одном устройстве преимуществ синтезаторов частот с широкополосной ИФАПЧ с делителем в цепи обратной связи в части быстродействия, с преимуществами синтезатора частот со смесителем и аналоговым трактом приведения частоты в цепи обратной связи в части уровня фазовых шумов выходного сигнала. При этом желательно реализовать возможность автономной работы СЧ-ИФАПЧ с делителем в случае выхода из строя аналогового тракта приведения частоты.

Для реализации схемы СЧ с переключаемыми трактами приведения частоты в представленную на рис. 1 схему дополнительно введены низкочастотный коммутатор (НК), блок управления (БУ) и последовательно соединенные второй частотно-фазовый детектор (ЧФД2) и второй фильтр нижних частот (ФНЧ2); при этом выход ДЧ соединен со вторым входом ЧФД1, второй выход которого соединен с одиночным входом БУ, группа входов которого шиной соединена с внешним управляющим устройством, а группа выходов БУ посредством шины управления соединена с группами управляющих входов ФОЧ, ДЧ и НК, первый и второй входы которого соединены соответственно с выходами ФНЧ1 и ФНЧ2, а выход НК соединен с входом ГУН; выход смесителя соединен со вторым входом ЧФД2, первый вход которого соединен с третьим выходом ФОЧ. Эта схема приведена на рис. 2.

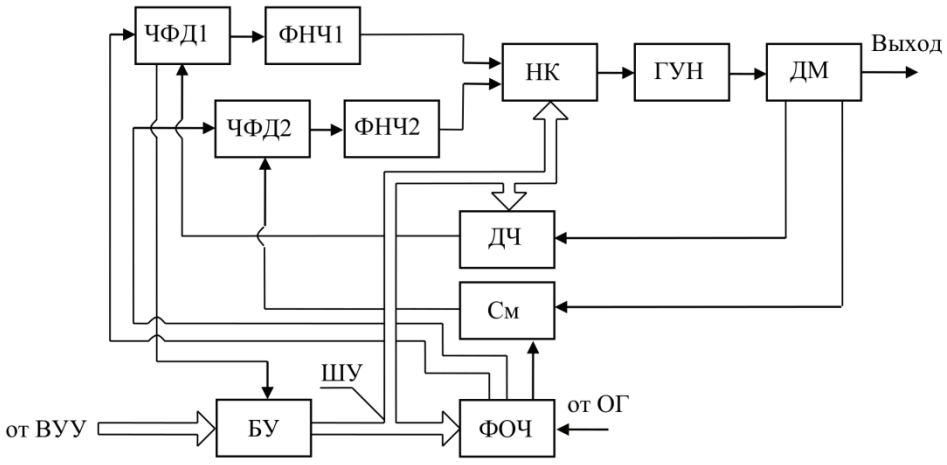


Рис. 2. Схема СЧ с переключаемыми трактами приведения частоты

В исходном состоянии БУ находится в режиме ожидания команды от ВУУ. После поступления в БУ от ВУУ (блок 1 на рис. 3) посредством стандартного протокола обмена (например, Serial Peripheral Interface – SPI, либо Universal Serial Bus – USB) команды записи частоты выходного сигнала синтезатора частот, в блоке 2 формируется сигнал коммутации, который по ШУ подается в НК, который коммутирует выход ФНЧ1 с входом ГУН.

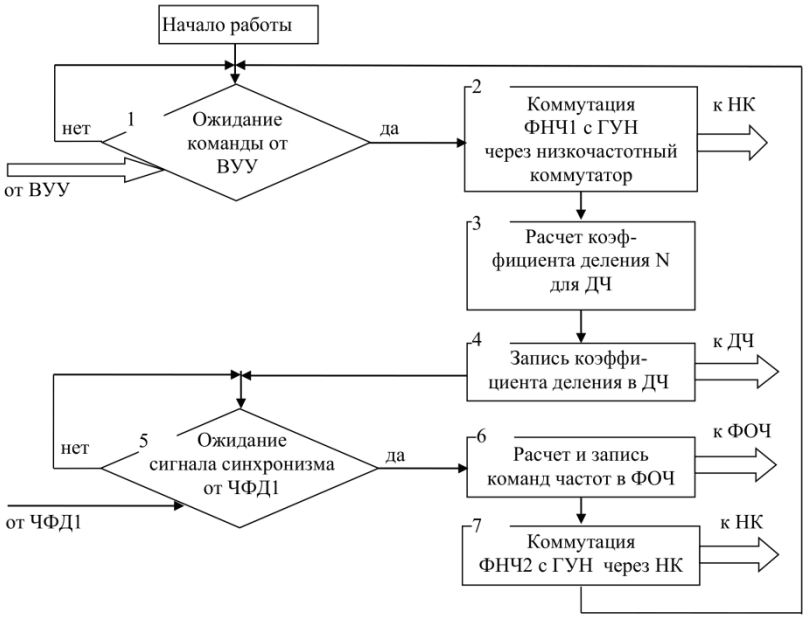


Рис. 3. Алгоритм функционирования блока управления

Коммутатором в данном случае может выступать электронный ключ, например микросхема ADG713 Analog Devices, в которой переключение осуществляется логическим сигналом «0» или «1» на соответствующем управляющем выводе. Далее в блоке 3 происходит расчет коэффициента деления N согласно соотношению: $N = f_{\text{ВЫХ}} / f_{\text{ОГ1}}$, где $f_{\text{ВЫХ}}$ – частота выходного сигнала устройства; $f_{\text{ОГ1}}$ – частота сигнала на втором выходе ФОЧ. Полученное значение N посредством ШУ через блок 4 записывается в блок ДЧ.

На первый вход ЧФД1 поступает сигнал со второго выхода ФОЧ (в общем случае, на первый вход ЧФД1 может поступать сигнал опорного генератора без преобразования его частоты в ФОЧ. Таким образом, здесь и далее для простоты описания будем полагать, что сигнал опорного генератора проходит через ФОЧ с преобразованием частоты в R раз, где R, помимо целых и дробных значений, может принимать значение «1»), а на второй вход ЧФД1 через ДМ поступает сигнал с выхода ГУН, частота которого делится в N раз в блоке ДЧ. Сигнал рассогласования частот сигналов, поступающих на первый и второй входы ЧФД1, с выхода ЧФД1 подается на вход ФНЧ1, где выделяется его постоянная составляющая, которая через НК подается на управляющий вход ГУН, частота выходного сигнала которого $f_{\text{ВЫХ}}$ меняется до тех пор, пока, поделенная в N раз (N в общем случае может быть как целое, так и дробное) в ДЧ, она не будет равной частоте $f_{\text{ОГ}}$ сигнала со второго выхода ФОЧ. В этом случае, выходное напряжение на выходе ЧФД1 перестает меняться, а частота выходного сигнала ГУН $f_{\text{ВЫХ}}$ становится равной частоте ОГ $f_{\text{ОГ1}}$, умноженной в N раз, то есть система фазовой автоподстройки входит в состояние синхронизма (блок 5). Выходной сигнал ГУН с заданной частотой подается на вход ДМ, с первого выхода которого подается на внешнюю нагрузку. Таким образом, частота выходного сигнала устройства определяется выражением $f_{\text{ВЫХ}}=N\cdot f_{\text{ОГ1}}$. Аналогично с устройством-прототипом, фазовые шумы выходного сигнала устройства представляют собой умноженные фазовые шумы сигнала со второго выхода ФОЧ, которые определяются шумами опорного генератора.

После наступления синхронизма, на втором выходе ЧФД1 формируется сигнал синхронизма. Во многих современных микросхемах (например, ADF4158 Analog Devices, HMC704LP4E Hittite и т. д.) существует цифровой выход «LockDetect», показывающий логическим сигналом («0» или «1» в зависимости от микросхемы) наличие синхронизма в синтезаторе частот. После поступления сигнала синхронизма на одиночный вход БУ в блоке 6 происходит расчет частот и необходимых для их формирования кодограмм выходных сигналов первого $f_{ОГ2}$ и третьего $f_{ФОЧ} = f_{ВЫХ} - f_{ОГ2}$ выходов ФОЧ (сигнал на первом выходе ФОЧ может быть сформирован с помощью набора умножителей и делителей частоты, генератора гармоник, цифровых вычислительных синтезаторов и т. д.) и запись необходимых команд посредством ШУ в ФОЧ. Затем в блоке 7 формируется сигнал коммутации, который по ШУ подается в НК, посредством чего сигнал с выхода ФНЧ2 поступает на управляющий вход ГУН. При этом на первый вход блока ЧФД2 поступает сигнал с третьего выхода ФОЧ, а на второй вход блока ЧФД2 поступает выходной сигнал смесителя (См), в котором происходит приведение частоты выходного сигнала ГУН $f_{ВЫХ}$, поступающего на вход смесителя через блок ДМ, за счет смешения его с выходным сигналом блока ФОЧ $f_{ФОЧ} = f_{ВЫХ} - f_{ОГ2}$, к частоте сигнала с третьего выхода ФОЧ $f_{ОГ2}$. Сигнал рассогласования частот, поступающих на оба входа ЧФД2 сигналов, подается на вход ФНЧ2, где выделяется его постоянная составляющая, которая подается на управляющий вход ГУН. Частота выходного сигнала меняется до тех пор, пока не выполняется равенство $f_{ОГ2} = f_{ВЫХ} - f_{ФОЧ}$ или $f_{ОГ2} = f_{ВЫХ} - (f_{ВЫХ} - f_{ОГ2})$. После наступления равенства $f_{ОГ2} = f_{ВЫХ} - f_{ФОЧ}$ напряжение на выходе ЧФД2 перестает меняться, и частота выходного сигнала устройства становится равной $f_{ВЫХ} = f_{ОГ2} + f_{ФОЧ}$.

Таким образом, за счет использования двух ЧФД и, следовательно, за счет выбора высокой частоты $f_{ОГ}$ возможно уменьшить значение коэффициента N, а за счет выбора более низкой частоты $f_{ОГ1}$ возможно выбрать источник опорного сигнала с более низкими фазовыми шумами выходного сигнала. При этом за счет снижения N упрощается задача коммутации ФНЧ в канале управления системы фазовой автоподстройки.

Таким образом, реализация изобретения дает возможность объединения в одном устройстве преимуществ СЧ-ИФАПЧ с делителем в цепи обратной связи в части быстродействия, с преимуществами СЧ со смесителем и аналоговым трактом приведения частоты в цепи обратной связи в части уровня фазовых шумов выходного сигнала. При этом возможно реализовать автономную работу СЧ-ИФАПЧ с незначительным ухудшением спектральных характеристик в случае выхода из строя аналогового тракта приведения частоты, что повышает надежность и применимость устройства.

Список литературы

1. Манассевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование. Пер. с англ. В. А. Повзнера; под ред. А. С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.

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

3. Бельчиков С. А. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБ/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. – 2009. – № 5. – С. 139–146.

РАЗРАБОТКА НАВИГАЦИОННОГО МОДУЛЯ АНТЕННОГО ПОСТА

Д. Ю. Калигин, П. В. Шаршавин, Н. М. Боев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: UB0AAC@yandex.ru

Описывается разработка модуля управления поворотной платформой антенны наземного комплекса управления беспилотных летательных аппаратов. Составлена структурная схема устройства, представлена реализация печатной платы в программе Altium Designer. Приведены фотографии собранного устройства. В настоящее время устройство собрано, отлажено и функционирует в составе опорно-поворотного устройства комплекса управления БПЛА.

Для управления беспилотным летательным аппаратом (БПЛА), получения текущей информации, контроля состояния его узлов и приема данных полезной нагрузки необходима постоянная и надежная связь БПЛА с наземным комплексом управления (НКУ) [1]. Поскольку БПЛА, зачастую, должен работать на большом удалении от наземного поста, необходим канал связи с повышенными энергетическими характеристиками. Повышение энергетических характеристик канала связи с помощью уменьшения скорости передачи не всегда возможно, например, в случае передачи по радиоканалу больших объемов информации в задачах видеонаблюдения. Повышение мощности передатчиков так же не является оправданным, потому как это влечет за собой повышение размеров и соответственно массы бортового передатчика. Повышенное потребление усилителя мощности влечет за собой сокращение времени полета БПЛА, а также сложности с отведением большого количества тепла. Использование направленной антенны на борту БПЛА так же затруднено в силу увеличения массогабаритных параметров БПЛА. Поэтому наиболее эффективным способом повышения энергетических характеристик канала связи является применение узконаправленной антенны в составе НКУ [2]. Однако, вследствие активного маневрирования БПЛА в процессе полета, данное решение сопряжено с необходимостью построения системы слежения за направлением антенны НКУ на БПЛА [3]. Разрабатываемый навигационный модуль антенного поста (НМАП) является частью данной системы.

Система слежения за направлением на БПЛА представлена на рис. 1, и может работать в двух режимах. В первом режиме БПЛА с помощью встроенного приемника глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) определяет свои текущие координаты и передает их вместе с другими данными по радиоканалу на НКУ. НМАП, с помощью приемника ГНСС, также определяет координаты места установки антенны и передает данные на НКУ. НКУ, в свою очередь, по этим данным вычисляет требуемый азимут цели и передает его в НМАП. НМАП выдает управляющие сигналы на поворотное устройство, контролируя текущий азимут по данным магнитного компаса. Но такой режим не является оптимальным при связи на большие расстояния в силу большой чувствительности системы к погрешности установки азимута. Поэтому предусмотрен второй режим, в котором производится поиск и слежение за направлением на БПЛА по максимальному уровню мощности принимаемого сигнала.

Структурная схема разработанного модуля НМАП-02 представлена на рис. 2. Данный модуль выполняет следующие функции: определение координат установки антенны, определение текущего азимута антенны, связь с наземным комплексом управления (НКУ) посредством интерфейса RS485, возможность управления сервоприводами антенны и возможность управления внешними устройствами по интерфейсу RS485, RS232 или широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Так же предусмотрены дополнительные выходы с гальванической развязкой, которые могут использоваться при необходимости, как для управления, так и для индикации текущего состояния модуля.

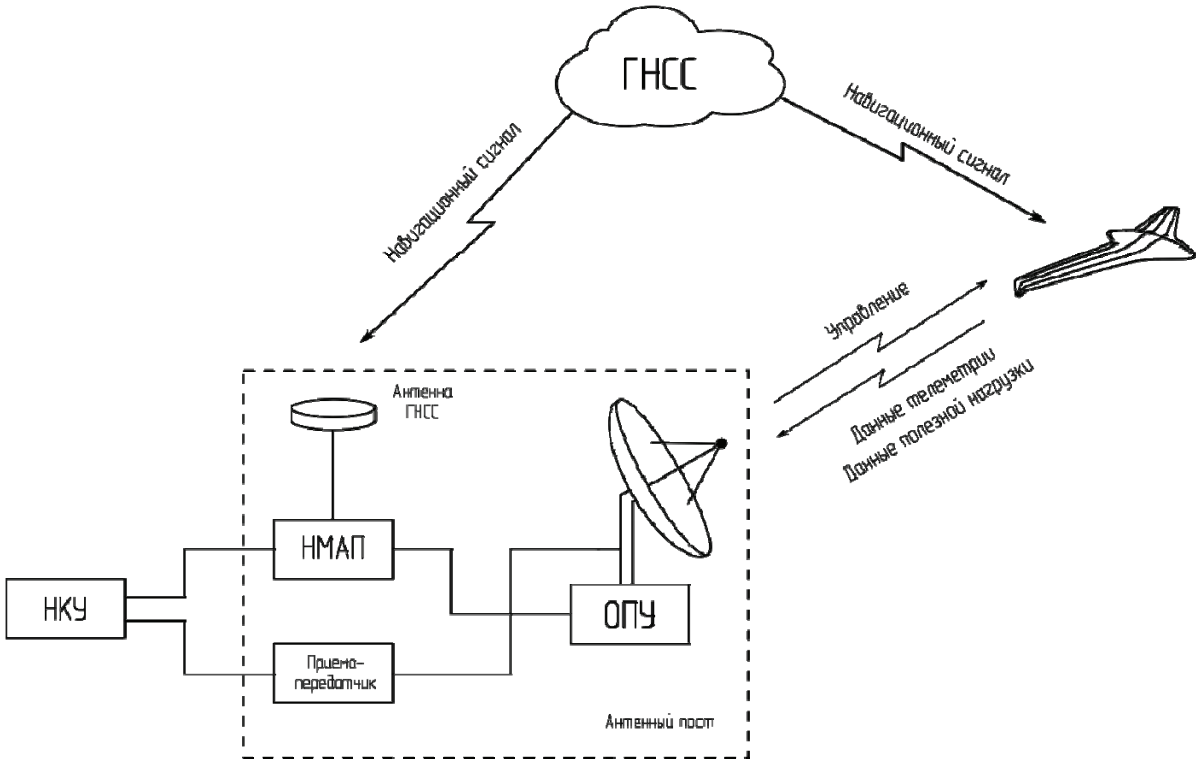


Рис. 1. Система слежения за направлением на БПЛА

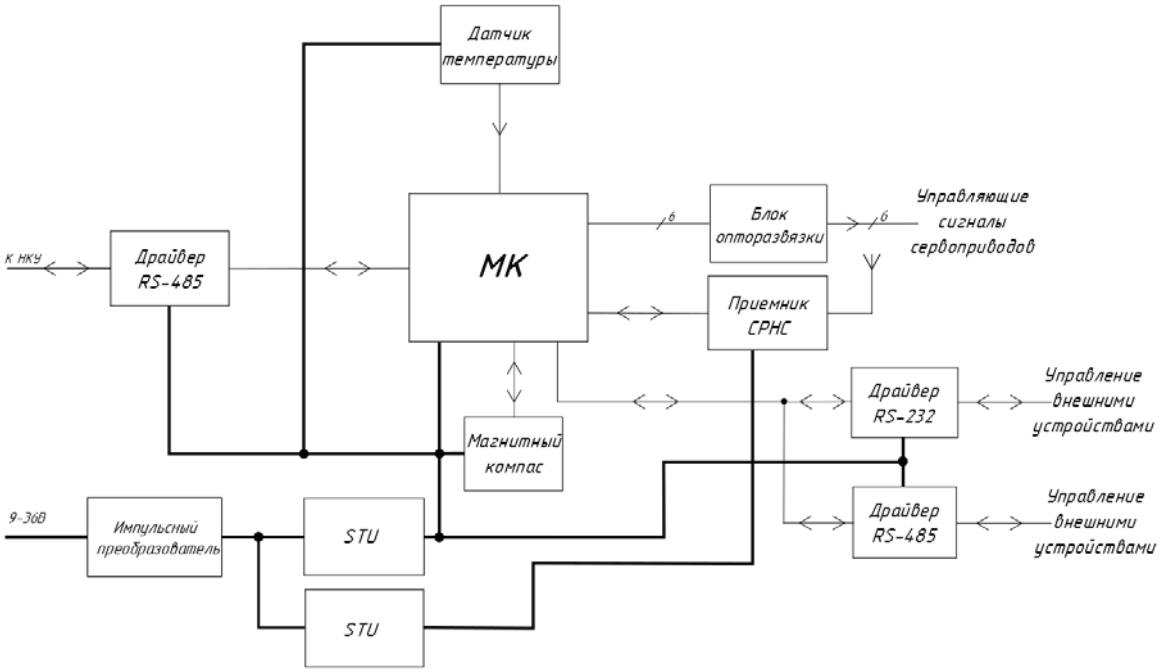


Рис. 2. Структурная схема НМАП-02

Технические характеристики НМАП-02:
- точность определения местоположения <2 м;
- точность определения азимута < 3 градусов;
- напряжение питания 9-36 В;

- гальваническая развязка управляющих сигналов для сервоприводов;
- диапазон рабочих температур от -40 до +85 °С;
- максимальная влажность 98% при +40°С.

Основой модуля является микроконтроллер STM32L151CBU6 на базе ядра Cortex-M3 с низким энергопотреблением. МК производит опрос датчиков, обработку полученной информации, управление внешними устройствами (например, опорно-поворотное устройство (ОПУ)).

Для определения координат расположения антенны используется модуль приемника навигационных сигналов GPS, ГЛОНАСС, GALILEO NV08C-CSM отечественного производства фирмы «ООО «НВС Навигационные Технологии».

Текущий азимут антенны определяется с помощью магнитного компаса, в качестве которого применена микросхема FXOS8700CQ фирмы Freescale Semiconductor.

Для компенсации температурной нестабильности измерений азимута по магнитному полю Земли, необходима программная калибровка данных. Вследствие низкой разрешающей способности встроенного в магнитный компас датчика температуры, применен внешний цифровой датчик MAX6629MTT+ фирмы Maxim Integrated.

Для обеспечения широкого диапазона питающих напряжений модуля система питания компонентов модуля предусматривает комбинированную систему стабилизаторов напряжения. На входе, с целью повышения КПД, применен импульсный преобразователь напряжения, который понижает входное напряжение до 4.5 В. Далее напряжение понижается до 3.3 В линейным стабилизатором напряжения, что обеспечивает дополнительную фильтрацию питающего напряжения. Приемник СРНС очень чувствителен к помехам по питанию, поэтому он питается от своего отдельного линейного стабилизатора.

Электрическая принципиальная схема и печатная плата устройства разрабатывались в системе автоматизированного проектирования Altium Designer. Внешний вид 3D модели устройства представлен на рис. 3. Размер платы с установленными компонентами 80x30x11 мм.

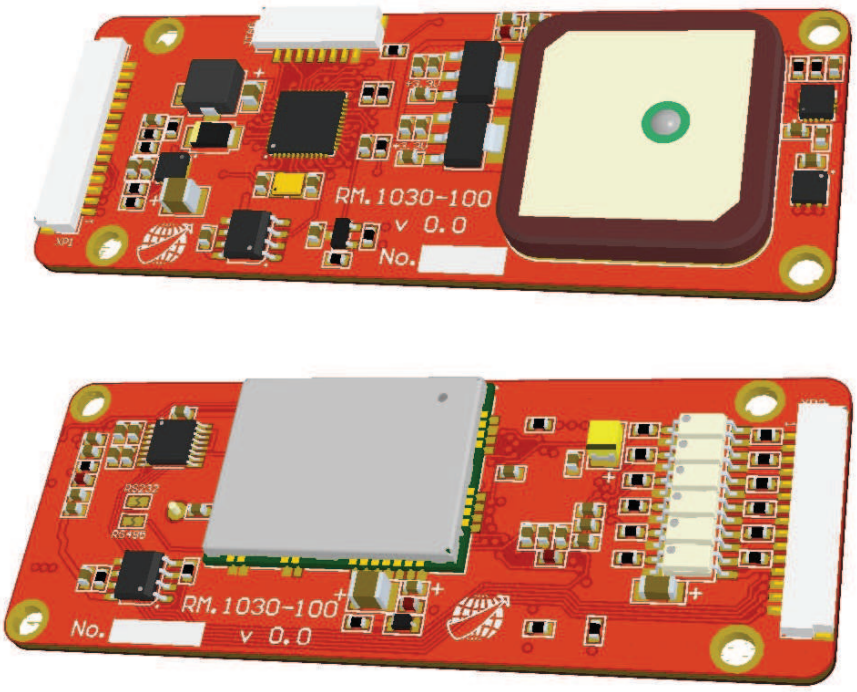


Рис. 3. Внешний вид 3D модели модуля

Внешний вид собранного устройства представлен на рис. 4.

Рис. 4. Внешний вид готового устройства

На рис. 5 показана система команд управления контроллером поворотной платформы. Изменение настроек протокола обмена данными осуществляется с помощью двух команд. Первая производит настройку скорости обмена данными, а вторая позволяет выбрать необходимое устройство. Команды управления включают в себя команды включения установки азимута, команды управления внешними устройствами, а также команду сброса настроек на первоначальные.

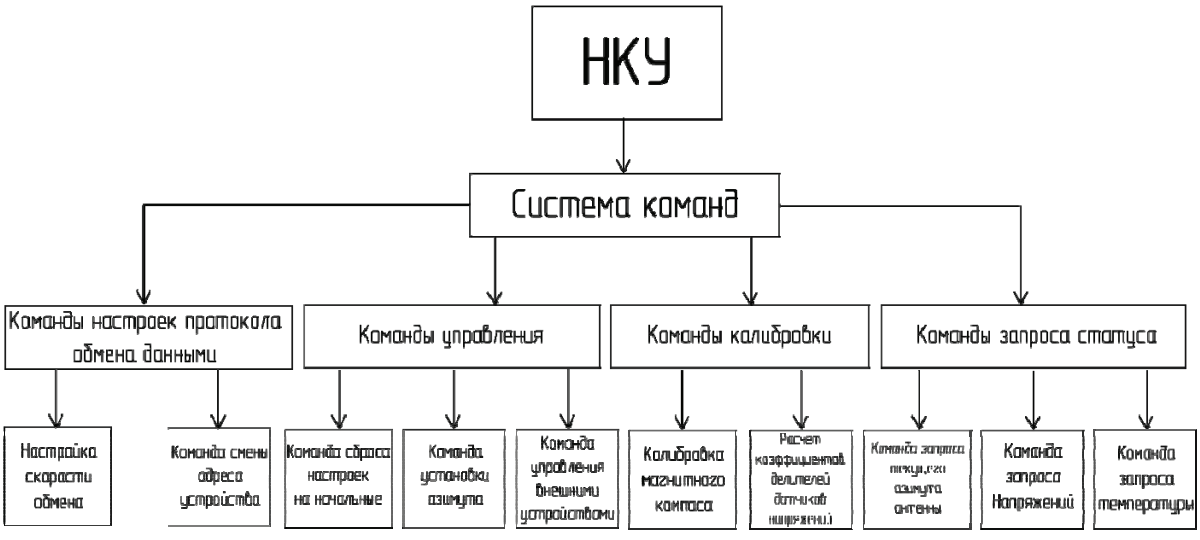


Рис. 5 – Система команд НМАП-02

Измерение питающих напряжений модуля осуществляется с помощью делителей напряжения. Так как сопротивления имеют некоторый разброс параметров, то измере-

ние напряжений осуществляется с погрешностями, пропорциональными данному разбросу. Для компенсации данных погрешностей необходимо предусмотреть программную калибровку. Для обеспечения корректной работы магнитного компаса требуется его калибровка. Для этого предназначены команды калибровки магнитного компаса.

Так же предусмотрены команды для запроса текущего статуса модуля: команда запроса текущего азимута антенны, команда запроса напряжений, команда запроса температуры.

Данное устройство на данный момент собрано, отлажено и работает в составе ОПУ НКУ БПЛА.

Список литературы

1. Sharshavin P. V. UAV Ground Control Unit Design and implementation // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12−13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1

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

3. Шаршавин П. В., Макаров И. В., Нигруца И. В. Особенности построения наземного комплекса управления беспилотными летательными аппаратами малой и средней взлетной массы // Решетневские чтения : материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (12–14 нояб. 2013 г., Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2013. – Ч. 1. – 522 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ СУЩЕСТВУЮЩИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Н. П. Богомолов, И. Н. Корж, В. А. Вяхирев, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
Военно-инженерный институт ФГАОУ ВПО СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: ka4ok373@mail.ru

Производится исследование возможностей повышения качественных показателей измерений координат цели и параметров её траектории для обеспечения высокой точности целеуказания станции наведения ракет многопозиционной радиолокационной системы.

Развитие радиолокации в последнее десятилетие шло под знаком резкого повышения требований к основным характеристикам радиолокационных станций (РЛС). Это и увеличение дальности действия (при одновременном снижении радиолокационной «видимости» целей), и значительное увеличение точности, пропускной способности (при обслуживании многих целей), эффективности защиты от разного рода помех. Возросли требования к так называемой «сигнальной» информации, используемой для распознавания целей.

Несмотря на значительный прогресс в технике основных элементов и устройств РЛС (антенн, передатчиков, приёмников, устройств обработки информации), возросшие требования во многих случаях не удаётся удовлетворить в рамках традиционного построения однопозиционных РЛС.

Одним из перспективных направлений является переход от отдельных РЛС с одной передающей и одной приёмной позициями (обычно совмещенными) к многопозиционным станциям и системам, состоящим из разнесённых в пространстве передающих и приёмных позиций (или однопозиционных РЛС), совместно ведущих радиолокационное наблюдение целей.

Развитие многопозиционной радиолокации соответствует общей тенденции в технике – объединению отдельных технических средств в системы, в которых благодаря совместному функционированию и взаимодействию элементов возможно значительное улучшение основных характеристик и появление новых возможностей [1].

По этой причине возникает необходимость в совершенствовании принципов построения радиолокационных станций и систем, использующих однопозиционные РЛС как отдельные, слабосвязанные между собой элементы системы, так и как элементы многопозиционной РЛС.

Рассмотрим многопозиционную радиолокационную систему (МПРЛС), предназначенную для решения задач, предъявляемых к радиолокационным системам ПВО: обнаружение радиолокационных целей, разрешение радиолокационных целей, определение координат радиолокационных целей с заданной точностью.

Для примера рассмотрим МПРЛС, обеспечивающей станцию наведения ракет в составе: дециметровая РЛС пятого поколения «Противник – ГЕ», РЛС кругового обзора «Обзор–3», РЛС программного обзора «Имбирь». В табл. 1 указаны среднеквадратические ошибки (СКО) измерений РЛС входящих в состав данной МПРЛС [2, 3].

Как видно из табл. 1, ни одна из РЛС обнаружения и сопровождения данной МПРЛС не способна обеспечить измерения координат радиолокационных целей с точностью, необходимой для выдачи радиолокационной информации с точностью, обеспечивающей наведение ракет в случае выведения из строя станции наведения ракет

(СНР). С целью повышения потенциальной точности радиолокационной системы МПРЛС, обеспечивающей СНР была создана математическая модель, которая рассматривает случай регулярного измерения. Известно, что при регулярном измерении погрешности измерений количественно характеризуются размерами эллипсоида ошибок измерений [4]. Размеры эллипсоида ошибок измерений и его ориентация зависят от потенциальных среднеквадратических погрешностей измерений вектора наблюдений и геометрии многопозиционной радиолокационной системы.

Таблица 1

Среднеквадратические ошибки измерений РЛС входящих в состав ЗРС С-300В

Погрешности измерений, СКО	«Противник-ГЕ»	«Обзор-3»	«Имбирь»	СНР
Дальность, м	50	250	70	5-25
Азимут, мин	10	30	15	0,2-2
Угол места, мин	8	35	12	0,2-2

В работе принято, что если величины главных полуосей эллипсоида ошибок измерений МПРЛС будут меньше или равны соответствующих величин СНР, то задача по обеспечению СНР такими точностными характеристиками, чтобы она произвела беспоисковое обнаружение цели, будет решена.

При расчете потенциальной точности измерения координат лоцируемой цели были приняты следующие условия: единичности проведения координатных измерений; неинформативности предыдущих измерений; независимости и малости погрешностей вектора наблюдений, распределенных по нормальному закону с нулевым средним [4].

Выражение корреляционной матрицы точности измерений в декартовой системе координат C_α определяется соотношением [4]

$$C_\alpha = H_\alpha^T C_\lambda H_\alpha, \tag{1}$$

где C_λ – корреляционная матрица точности измерений в сферической системе координат; $H_\alpha = (\partial\lambda^{(i)})(\partial\alpha^{(j)})_{\alpha=\hat{\alpha}}$ – прямоугольная матрица статического пересчета изменений вектора состояния в изменения вектора наблюдаемых параметров.

При независимых измерениях оценок информативных параметров, полученных в измерительных пунктах, оценка результирующего вектора состояния формируется в пункте обработки информации (ПОИ) путем, комплексирования пересчитанных оценок вектора наблюдения в единую систему координат [5]:

$$\hat{\alpha}_p = C_P^{-1} \sum_{i=1}^{L} C_i \cdot \hat{\alpha}_i, \tag{2}$$

$$C_p^{-1} = \left(\sum_{i=1}^{L} C_i \right)^{-1}, \tag{3}$$

$$\hat{\alpha}_i = h_i(\hat{\lambda}_i), \tag{4}$$

$$C_i = H_i^T \cdot C_{\lambda,i} \cdot H_i, \tag{5}$$

где $\hat{\alpha}_p$ – оценка результирующего вектора состояний; i – номер шага итерации; C_p^{-1} – результирующая корреляционная матрица погрешностей измерений; $\hat{\alpha}_i$ – оценка вектора наблюдаемых параметров траектории цели в декартовой системе координат; C_i – корреляционная матрица точности измерений в приемных пунктах в декартовой систе-

ме координат; $\hat{\lambda}_i$ – оценка вектора наблюдаемых параметров траектории цели в сферической системе координат; $h_i(\hat{\lambda}_i)$ – нелинейная векторная функция пересчета оценок вектора наблюдаемых параметров из сферической в декартову систему координат; $C_{\lambda,i}$ – корреляционная матрица точности измерений оценок вектора наблюдаемых параметров в сферической системе координат.

На первом этапе моделирования определим C_p^{-1} для РЛС «Имбирь», «Противник-ГЕ», «Обзор-3» и СНР для варианта формирования при комплексировании оценок векторов измеряемых параметров от РЛС «Имбирь» и «Противник-ГЕ». Данные среднеквадратичных погрешностей измерений (СКО) РЛС и СНР в сферической системе координат приведены в табл. 1. Условия расчета $C_{\lambda,i}^{-1}$, C_i^{-1}, C_p^{-1} производились при следующих допущениях:

а) рассматривается случай регулярного измерения при отсутствии внешних помех;

б) модель движения цели соответствует равномерному прямолинейному движению на постоянной высоте $Z_ц$ = 15 000 м., со скоростью V = 1000 км/ч в направлении на ПОИ; обнаружение цели и слежение за ней началось РЛС «Противник-ГЕ», «Обзор-3» на дальности 300 км, «Имбирь» – 170 км, период обновления информации составляет T = 10 с.

На рис. 1 представлены зависимости потенциальных СКО измерения координаты x (в км) от числа шагов поступления информации k $\sigma_x = f(K)$. Полученные результаты показали, что характер изменения потенциальных СКО измерения по координатам y, z аналогичен характеру изменения по координате x.

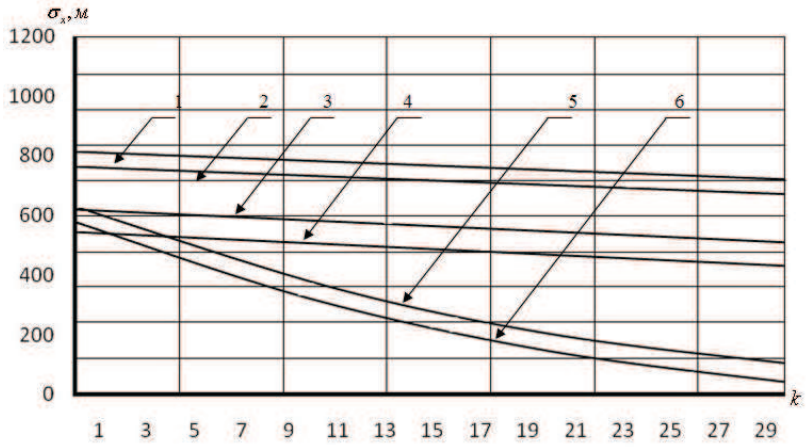


Рис. 1. Зависимость СКО координаты x от номера шага фильтрации

Кривые 1, 2, 3 показывают соответственно зависимости потенциальных СКО измерений для РЛС «Имбирь», «Противник-ГЕ» и СНР. Кривая 4 – при комплексировании потенциальных СКО измерений РЛС «Имбирь» и «Противник-ГЕ».

Из анализа полученных результатов следует, что обнаружить цель «с выстрела» возможно в случае совместной обработки информации с комплексированием потенциальных СКО измерений в ПОИ, поступающей от РЛС «Имбирь» и «Противник-ГЕ». При этом необходимо учитывать то, что РЛС «Имбирь» производит обнаружение цели и определяет ее координаты только в определенном секторе и на дальности до 175 км [3]. Поэтому для более качественного решения поставленной задачи, без каких либо ограничений, предлагается в ПОИ применить алгоритм фильтрации Калмана.

Модель движения подробно описана в [4], поэтому остановимся на алгоритме фильтрации Калмана, как на основном математическом аппарате, использованном при моделировании.

Рекуррентный алгоритм фильтрации Калмана для получения оценки вектора состояния $\hat{\alpha}_k$ включает в себя:

алгоритм оценивания вектора состояния

$$\hat{\alpha}_k = \hat{\alpha}_{k/k-1} + K_k \left\{ \hat{\lambda}_k - h_k \left[\hat{\alpha}_{k/k-1} \right] \right\}; \tag{6}$$

расчет прогнозированной оценки вектора состояния

$$\hat{\alpha}_{k/k-1} = B_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1}; \tag{7}$$

вычисление матричного коэффициента усиления

$$K_k = C_k^{-1} H_k^T C_{\lambda k}, \tag{8}$$

алгоритм вычисления апостериорной матрицы ошибок измерений вектора состояния

$$C_k^{-1} = \left(C_{k/k-1} + H_k^T C_{\lambda k} H_k \right)^{-1}. \tag{9}$$

При вычислении апостериорной матрицы ошибок измерений вектора состояния учитываются: потенциальные погрешности измерений РЛС, среднеквадратическая погрешность учитывающая распространение радиоволн, инструментальная погрешность, среднеквадратическая погрешность, вызванную флюктуациями кажущегося центра отражения объекта.

Определение априорной матрицы ошибок измерений вектора состояния

$$C_{k/k-1}^{-1} = B_{k-1} C_{k-1}^{-1} B_{k-1}^T + Q_{k-1}, \tag{10}$$

где $h_k \left[\hat{\alpha}_{k/k-1} \right]$ – пересчет прогнозированной оценки вектора состояния, в сферическую систему координат; $\hat{\alpha}_{k/k-1}$ – прогнозированная оценка вектора состояния; $\hat{\lambda}_k$ – вектор измерения; K_k – коэффициент усиления; k – номер такта фильтрации.

Результаты имитационного математического моделирования функционирования алгоритмов фильтрации Калмана (6-10) методом статистических испытаний представлены на (рис. 1) кривыми 5 и 6. Кривая 5 соответствует характеру измерения СКО измерения координаты x от k результатов калмановской фильтрации потенциальных СКО измерений РЛС «Имбирь», кривая 6 – РЛС «Противник-ГЕ».

На основании результатов проведенного моделирования (рис. 1) можно сделать следующие выводы:

1. Применение алгоритмов фильтрации Калмана в ПОИ оценок вектора состояния РЛИ «Противник-ГЕ» и «Имбирь» показывает, что беспоисковое обнаружение цели обеспечивается практически непосредственно с момента начала фильтрации. Использование при этом целеуказания от РЛС «Обзор-3» нецелесообразно, в виду большой разницы соответствующих СКО измерений, а вторичная обработка в ПОИ значительно усложняется.

2. Предложенные методы и алгоритмы при разработке и модернизации алгоритмов оценивания координат и параметров движения цели в МДРЛС позволит повысить эффективность группировки ПВО.

Список литературы

1. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Оружие и технология России. Энциклопедия XXI век / Под общей ред. МО РФ Сергея Иванова // Противовоздушная и противоракетная оборона. Т. 9. – Изд. дом Оружие и технология. – М., 2004. – С. 154–156.
3. Василин Н. Я., Гуринович А. Л. Зенитные ракетные комплексы. – Мн.: ООО «Попурри», 2002. – 464 с.
4. Ширман Я. Д.; Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Петров А. В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / А. В. Петров, А. А. Яковлев. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

КАНАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО МОДУЛЯТОРА DVB-T2

А. Ю. Королёва, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: alena1040@gmail.com

Данная работа посвящена разработке и исследованию фильтровых структур дециметрового диапазона, применяемых в системах цифрового телевидения. Предложены структура и методика расчета модифицированного эллиптического канального фильтра в сосредоточенном элементном базисе. Селективные свойства разработанного фильтра соответствуют требованиям критической маски на амплитудно-частотную характеристику канального телевизионного фильтра.

Частотно-селективные устройства, в частности полосовые фильтры, являются главными компонентами в радиотехнике, телекоммуникациях, системах связи и телевидении. К фильтрам предъявляются всё более жесткие требования по снижению массогабаритных параметров, увеличению селективных свойств и уменьшению прямых потерь в полосе пропускания.

Эллиптические фильтры обладают повышенными селективными свойствами, за счёт наличия нулей коэффициента передачи в полосе заграждения, вследствие чего обеспечивается большая крутизна скатов АЧХ по сравнению с классическими полиномиальными фильтрами (Баттерворта, Чебышёва). В свою очередь известные методы синтеза эллиптических фильтров не учитывают требования к физической реализуемости элементов колебательных систем и исходят из обеспечения только заданного уровня затухания в полосе заграждения. В известных методиках также не заостряют внимание на значениях частот режекции в полосе заграждения, где коэффициент передачи фильтра стремится к нулю. За счет этого не удается в полной мере выполнить необходимые требования по селективным или избирательным свойствам фильтров, которые задаются цифровыми методами модуляции в связи, телевидении, измерительной технике и радиолокации.

С точки зрения получения малых прямых потерь прямоугольная форма АЧХ фильтра с заданным уровнем подавления в дальней зоне заграждения не всегда является оптимальной. Это связано с тем, что чем больше затухание в дальней зоне полосы заграждения, тем более выраженной становится проблема физической реализуемости элементов, которая приводит к возрастанию прямых потерь. Поэтому в настоящее время актуальной задачей является разработка новых схемотехнических решений, обеспечивающих повышение селективных свойств за счет увеличения добротности колебательных систем, входящих в состав эллиптических фильтров, и приближения частот режекции к полосе пропускания. Основой предложенной методики синтеза эллиптических фильтров с заданными частотами режекции в полосе заграждения является использование распределенного эквивалента и последующий переход к сосредоточенному элементному базису. Разработанная методика синтеза эллиптических фильтров обеспечивает существенное улучшение селективных свойств и физической реализуемости высокодобротных элементов колебательных систем фильтров.

Задачи проекта:

1. Разработать новые структуры эллиптических фильтров в сосредоточенном элементном базисе, удовлетворяющие требованиям хорошей физической реализуемости элементов;

2. Разработать методику расчета активного канального фильтра.

Частотно-селективные устройства, основными видами которых являются полосовые фильтры, широко применяются в радиотехнике, телекоммуникациях, системах

подвижной связи и телевидении. В настоящее время большую актуальность имеет задача подавления спектральных составляющих вне полосы пропускания в системах эфирного наземного цифрового телевидения стандарта DVB-T2, принятого в России 2010 году. В связи с повышением спектральной эффективности цифровых систем на передающей и приемной стороне требуется увеличение уровня фильтрации в соседнем канале в среднем на 10–15 дБ по сравнению с аналоговым телевизионным вещанием. Также к полосовым канальным фильтрам цифрового телевидения предъявляются повышенные требования по уменьшению прямых потерь в полосе пропускания, увеличению селективных свойств и снижению массогабаритных параметров [1]. Аналитический обзор литературы показал, что одним из перспективных путей решения данной задачи, является разработка принципов построения и схемотехнических решений эллиптических фильтров с заданными частотами режекции в ближней зоне полосы заграждения. Такие фильтры обладают значительно большей крутизной ската амплитудно-частотной характеристики по сравнению с классическими полиномиальными фильтрами. При этом необходимо учитывать особенности сосредоточенного и распределенного элементного базиса эллиптических фильтров дециметрового и сантиметрового диапазона.

Стандарт цифрового эфирного вещания DVB-T2 является улучшенным и функционально расширенным следующим поколением стандарта DVB-T. В системе вещания DVB-T2 для передачи информации используется COFDM модуляция (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с кодированием). В спектре сигнала имеется 6800 ортогональных несущих, каждая из которых модулирована по амплитуде и фазе. Это позволяет в полосе частот одного телевизионного канала передать до 10 программ.

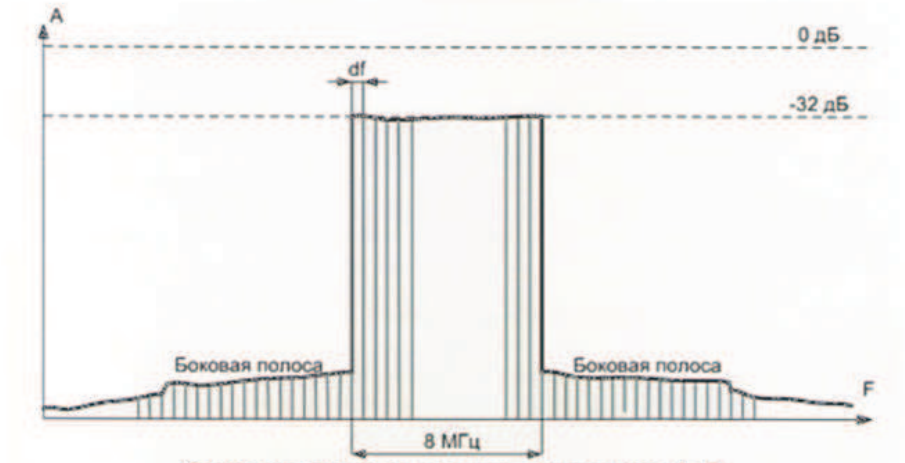


Рис. 1. Спектр сигнала DVB-T2

Применение стандарта DVB-T2 позволяет увеличить пропускную способность системы на 30 %. Это достигнуто за счет введения режима модуляции 256-QAM и размерности быстрого преобразования Фурье (БПФ) 16k и 32k, а также добавлены новые значения защитных интервалов: 1/128, 19/128, 19/256. Скорость потока цифровых данных достигает 35 Мбит/с. За счет меньшего значения отношения сигнал/шум (ОСШ) на

5–6 дБ, в стандарте DVB-T2 стало возможным снижение мощности передатчиков в 3–4 раза при том же радиусе обслуживания.

Расширение спектра сигнала происходит за счет нелинейных искажений в усилительных элементах телевизионного тракта. Это приводит к появлению новых спектральных составляющих. Поэтому канальные телевизионные фильтры должны удовлетворять требованиям критической маски на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), что обеспечивает устранение расползания спектра на соседние каналы [2].

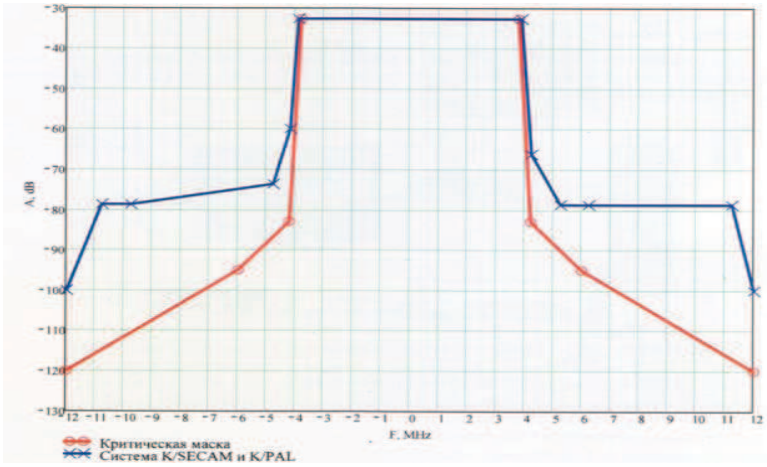


Рис. 2. Характеристика боковых полос для аналогового и цифрового телевидения

На рис. 3 показана структурная схема предлагаемого канального фильтра. Данный фильтр состоит из квазиэллиптического фильтра и широкополосного фильтра Чебышёва, между которыми включен буферный усилитель.

Рис. 3. Структурная схема канального фильтра

За основу квазиэллиптического фильтра взят полосовой фильтр второго порядка с четвертьволновой связью. На рис. 4 представлено эквивалентное замещение четвертьволновых короткозамкнутых резонаторов на колебательные системы с тремя резонансными частотами, выполненные на сосредоточенных элементах.

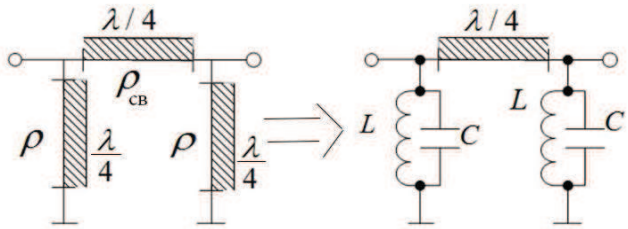


Рис. 4. Эквивалентное замещение четвертьволновых короткозамкнутых резонаторов колебательными контурами

Данная замена необходима для уменьшения массогабаритных параметров фильтра. Далее записываем условие эквивалентности исходного четвертьволнового резонатора и сложной колебательной системы:

$$\left.\frac{\partial B}{\partial \omega}\right|_{\omega=\omega_0} = \left.\frac{\partial B_e}{\partial \omega}\right|_{\omega=\omega_0}, \quad (1)$$

где $B = jgctg\theta$ – входная проводимость резонатора; B_e – проводимость колебательной системы на сосредоточенных элементах; $\omega_0 = \sqrt{\omega_{max}\omega_{min}}$ – резонансная частота колебательной системы [3].

Рассматриваемый квазиэллиптический фильтр обладает высокими селективными свойствами, за счёт наличия нулей коэффициента передачи в полосе заграждения, вследствие чего обеспечивается большая крутизна скатов АЧХ по сравнению с другими видами фильтров (Баттерворта, Чебышёва). Эквивалентная замена с достаточной точностью осуществляется только в полосе пропускания, но в дальней зоне полосы заграждения фильтрация ухудшается. Для устранения этого недостатка на выходе буферного усилителя использован классический фильтр Чебышёва. Результаты компьютерного моделирования частотных свойств канального фильтра приведены на рис. 5.

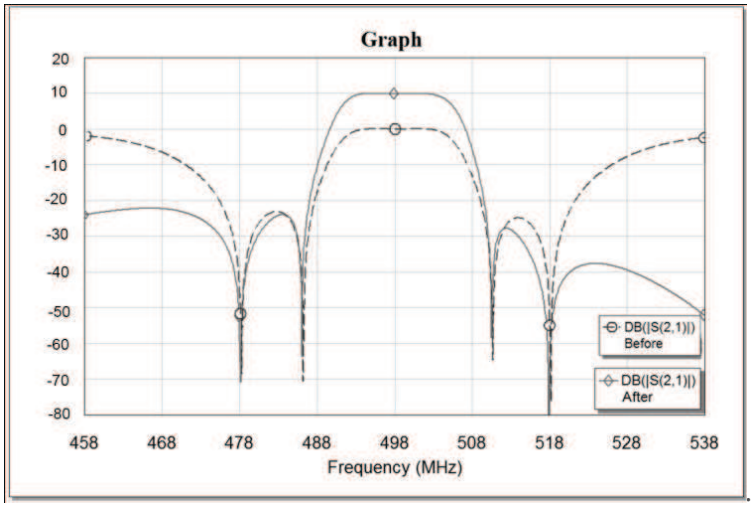


Рис. 5. АЧХ квазиэллиптического канального фильтра

Дальнейшие исследования направлены на уменьшение неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) канального фильтра, а также на повышение селективных свойств в дальней зоне полосы заграждения. Для решения данных задач следует провести не только структурный синтез, но и параметрическую оптимизацию для реактивных элементов колебательных систем и режекторов на заданные частоты. Важной задачей также является синтез частотно-избирательных структур, обеспечивающих требуемую фильтрацию в дальней зоне полосы заграждения. Таким образом, с помощью включенных каскадно частотно-избирательных структур, которые выполняют различную функцию в формировании заданной формы АЧХ, предполагается обеспечить малые прямые потери. В результате выполненных исследований будут созданы канальные телевизионные фильтры нового поколения для любого частотного канала дециметрового диапазона. Разработанные методики синтеза фильтров будут адаптированы и для канальных фильтров дециметрового диапазона, предназначенных для работы на высоком уровне мощности.

Предложенная структура и методика расчета позволили создать новое схемотехническое решение активного канального фильтра для DVB-T2 модулятора, который в среднем на 10 дБ позволяет улучшить фильтрацию по отношению к случаю использования классических полиномиальных фильтров. При синтезе структуры квазиэллиптического фильтра был использован распределенный эквивалент для последующего перехода к сосредоточенному базису. Это обеспечило улучшение физической реализуемости реактивных элементов за счет повышения их добротности. Предложенная структура канального телевизионного фильтра будет использована в аппаратуре, производимой в ООО "НПП Триада-ТВ". Разработанные фильтры могут найти применение в системах связи и телекоммуникационных радиоканалах передачи данных в диапазоне частот от 0,05 ГГц до 2,4 ГГц.

Список литературы

1. Абросимов А. А. Эллиптические фильтры с заданными частотами режекции в полосе заграждения: автореферат. – Новосибирск: НГТУ, 2013. – 23 с.

2. Триада-ТВ. Основы цифрового телевидения в стандарте DVB-T/H: метод. пособие к учебному курсу. – Новосибирск, 2009. – 55 с.

3. Разинкин В. П. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности: монография / В. П. Разинкин, В. А. Хрусталев, С. Ю. Матвеев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 316 с. (сер. «Монография НГТУ»).

4. Разинкин В. П. Пат. № 2414024 РФ, МКИ H 01 P 1/00. Узкополосный фильтр / В. П. Разинкин, В. Н. Удалов, Д. С. Матвеев // Изобретения. – 2011. – № 7.

5. Разинкин В. П. Основы цифровой аудио- и видеотехники. Ч. 2: учеб. пособие / В. П. Разинкин, А. А. Абросимов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 84 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ МОМЕНТОВ СМЕНЫ СЦЕНЫ ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. С. Костенкова, И. С. Грузман (научный руководитель)

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

Рассмотрен метод сегментации видеопоследовательности на основе кластерного анализа, описан алгоритм сегментации на основе контурного признака. Показано, что для надежного обнаружения момента смены сцены необходимо использовать два признака. Сделаны выводы об оптимальных параметрах алгоритмов обнаружения момента смены сцены на основе цветового и контурного признака. Продемонстрирована работоспособность алгоритма.

От современных систем наблюдения требуется запись материала, выделение и анализ движущих объектов: распознавание жестов человека, построение трехмерной панорамы местности, создание предупредительных систем [1]. Поэтому необходимо создать надежный алгоритм обработки видеопоследовательности для решения этих задач. Первым этапом необходима предварительная сегментация видеопоследовательности на однородные участки для упрощения дальнейшей обработки. Основным критерием сегментации является обнаружение максимально длинных однородных участков. Отсутствие требования к обработке видеопоследовательности в реальном времени позволяет усложнить алгоритм для увеличения вероятности правильного обнаружения моментов смены сцены.

Цель проведенных исследований – разработка алгоритма обнаружения моментов смены сцены, обладающего повышенной надежности за счет использования методов кластерного анализа.

Для сегментации видеопоследовательности на однородные участки необходимо выделить несколько признаков смены сцены. В данной работе рассматриваются два признака: резкое цветовое и яркостное различия и скачкообразное изменение положения контурных линий на соседних кадрах видеопоследовательности. Сегментация видеопоследовательности на однородные участки выполняется при помощи метода к-средних.

Основными задачами данного исследования является создание алгоритма обнаружения момента смены сцены при совместном использовании двух признаков.

В предыдущих работах был подробно рассмотрен алгоритм обнаружения момента смены сцены на основе яркостного признака [2]. Для создания алгоритма обнаружения моментов смены сцены на основе контурных признаков путем вычисления меры сравнения изменения отношения контуров соседних кадров необходимо выбрать детектор обнаружения контурных линий на изображении. Одним из самых первых и быстрых детекторов является детектор Робертса [3]. Очень часто для обработки изображения применяются детекторы Собела и Превитта [3]. Эти детекторы более помехоустойчивые, чем детектор Робертса. Самым мощным детектором для обнаружения контуров в настоящее время является детектор Канни [3].

Алгоритм обработки изображения включает несколько этапов, что значительно увеличивает объем вычислений.

Схема вычисления меры сравнения изменения положения контуров состоит из следующих этапов [4].

1. Обнаружение контуров на соседних кадрах.
2. Подсчет количества контурных пикселов δ_k и δ_{k+1} для соседних кадров.

3. Определение количества пикселей после вспомогательной обработки E_k^{out} и E_{k+1}^{in} для соседних кадров.

4. Вычисление меры сравнения изменения положения контуров соседних кадров:

$$ECR(k,k+1) = max\left(\frac{E_{k+1}^{in}}{\delta_{k+1}}, \frac{E_k^{out}}{\delta_k}\right), ECR(k,k+1) \in [0,1].$$

Схема алгоритма вычисления меры сравнения отношения контуров соседних кадров приведен на рис. 1. Значение меры стремиться к единице, если произошел момент смены сцены, и равна нулю, если соседние изображения идентичны [4].

Положение контуров в пределах однородного участка видеопоследовательности может плавно меняться, поэтому в зависимостях мер сравнения для контурного признака, так же как и в зависимостях мер сравнения для цветового признака, может наблюдаться тренд. Он препятствует правильному обнаружению моментов смены сцены. Для борьбы с трендом в обоих случаях применяется медианный фильтр. Алгоритм компенсации тренда на основе медианного фильтра состоит из двух этапов.

1. При помощи медианного фильтра подавляются импульсные выбросы – момент смены сцены.

2. Из исходной зависимости меры сравнения производится вычитание зависимости с выхода фильтра.

На рис. 2. приведена зависимость меры ECR от номера кадра после компенсации тренда медианным фильтром.

После подавления тренда необходимо оценить надежность работы алгоритма обнаружения момента смены сцены на основе контурных признаков. Для этого необходимо выбрать алгоритм, по которому будет установлено пороговое значения. Для вычисления порога применяется алгоритм Оцу [5]. Алгоритм разделяет исходные данные на два класса: момент смены сцены и однородная составляющая.

Основной целью исследования является создание алгоритма сегментации на основе кластерной обработки. Применение алгоритмов сегментации на основе только цветового или контурного признака не дает желаемой вероятности правильного обнаружения момента смены сцены. Поэтому необходима дополнительная обработка данных. Представленный в работе метод к-средних разделяет данные на два класса: момент смены сцены и однородная составляющая; путем минимизации суммарного квадратичного отклонения точек от центра кластера.

Для экспериментальных исследований полученного алгоритма были сформированы тестовые последовательности, сравнение проводилось с эталонной последовательностью, в которой моменты смены сцены известны. По результатам предыдущего исследования алгоритма обнаружения момента смены сцены с помощью цветовых признаков [2] наименьшее значения вероятности пропуска момента смены сцены дает обработка изображений в пространстве HSV при достаточном размере гистограмм в 4096 ячеек. Вероятность пропуска момента смены сцены с помощью цветовых признаков для тестовой последовательности составила 0.209. Результаты исследования алгоритма обнаружения момента смены сцены с помощью контурного признака приведены в табл. 1.

Для повышения надежности обнаружения момента смены сцены необходимо учитывать оба признака смены сцены. Применение метода к-средних позволяет значительно снизить уровень ошибки. На рис. 3 приведены результаты применения метода к-средних для сегментации видеопоследовательности, где по осям откладываются мера сравнения гистограмм и мера сравнения изменения отношения контуров. Вероятность пропуска смены сцены при использовании метода к-средних для тестовой видеопоследовательности равна 0.

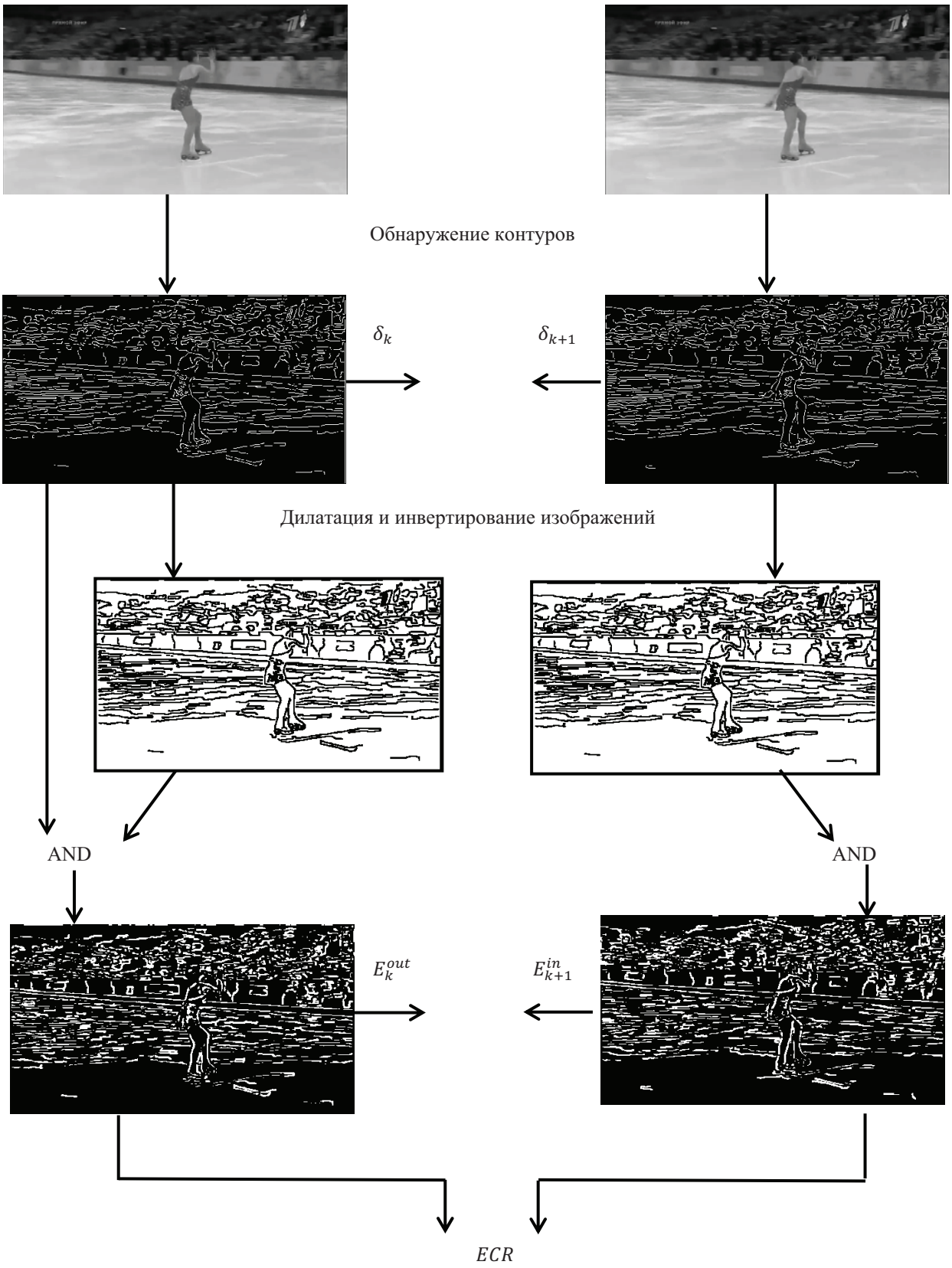


Рис 1. Схема алгоритма вычисления меры сравнения изменения отношения контуров соседних кадров

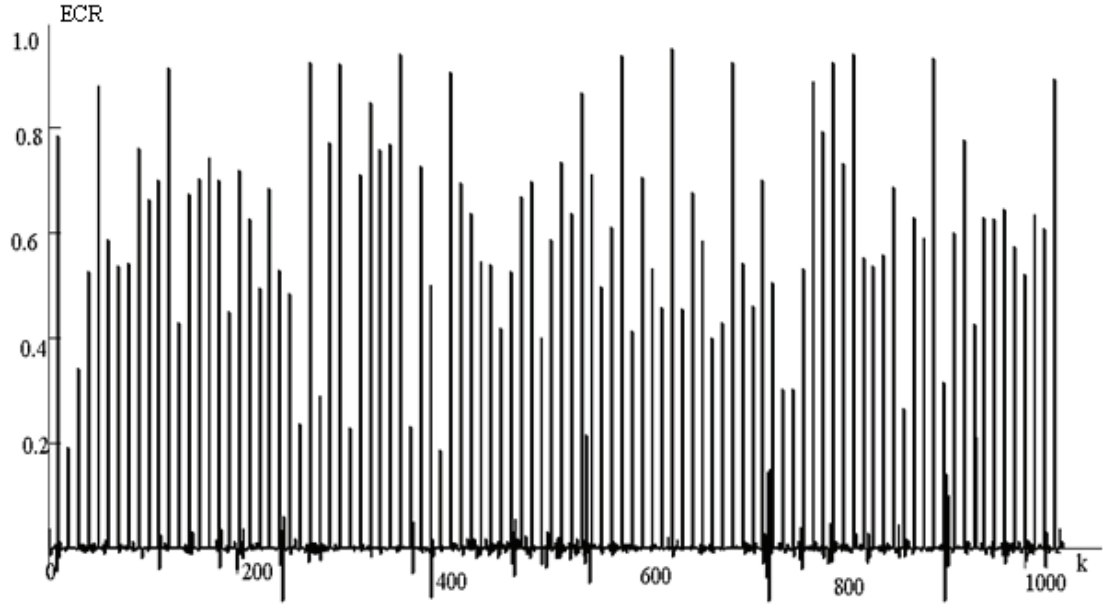


Рис 2. Пример зависимости меры сравнения изменения положения контуров от номера кадра после подавления тренда

Таблица 1

Значение вероятности пропуска момента сцены для алгоритма обнаружения на основе контурного признака

Размер структурного элемента / Детектор	3×3	5×5	7×7	11×11	13×13
Робертса	0.1015	0.03	0.0078	0.005	0.0045
Превитта	0.123	0.0223	0.0075	0.004	0.0038
Собела	0.1209	0.0231	0.0072	0.0053	0.005
Канни	0.0736	0.0591	0.0463	0.066	0.053

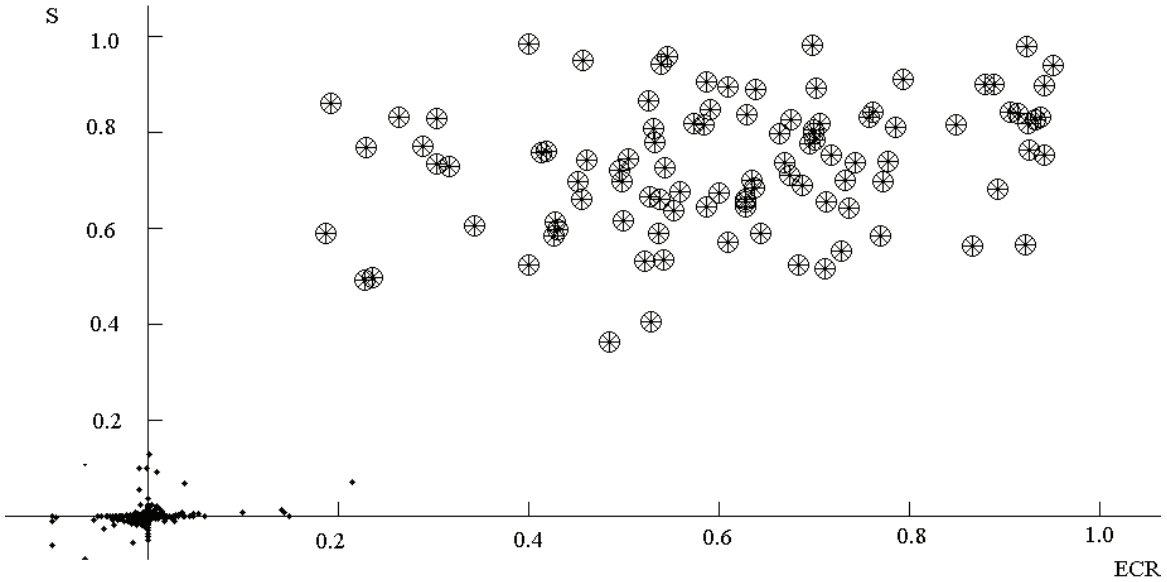


Рис. 3. Пример применения метода к-средних для сегментации тестовой видеопоследовательности на однородные области: □ – момент смены сцены; о – момент смены сцены эталонной последовательности; • – однородная область

По результатам исследований можно сделать выводы о надежности и эффективности предложенного алгоритма:

– Для минимизации ошибки обнаружения скачкообразного изменения яркости целесообразно необходимо производить обработку в HSV цветовом пространстве и использовать для сравнения метод пересечения гистограмм. Для эффективной обработки достаточная длина гистограммы 4096 ячеек [2].

– При использовании алгоритма Превитта для обнаружения контурных линий при размере квадратного структурного элемента морфологической обработки 11×11 ошибка сегментации минимальна.

– Применение кластерной обработки позволяет снизить ошибку при сегментации видеопоследовательности.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 2014/138, проект № 1176).

Список литературы

1. Вахитов А. Т., Павленко Д. В. Алгоритм случайной выборки в задаче поиска образца в изображении // Тр. СПИИРАН. – 2009. – Вып. 9.

2. Грузман И. С., Костенкова А. С. Алгоритм обнаружения моментов смены сцены в видеопоследовательности на основе трехмерных гистограмм цветных изображений // Тр. XII междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – 2014. – Т. 4. – С. 60–62.

3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.

4. Haian Xie Key frame segmentation in video sequences // Department of technology university of Kalmar. 2008.

5. Дюран Б. Оделл П. Кластерный анализ / Под ред. А.Я.Боярского. – М.: «Статистика», 1977. – 128 с.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ВОСПРИЯТИЯ ИНФОРМАЦИИ ЧЕЛОВЕКОМ

Е. И. Кротова

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
150000, г. Ярославль, Советская, 14
E-mail: ken@uniya.ac.ru

Рассматривается построение алгоритма выделения информационного сигнала из смеси с шумом на основе моделей восприятия информации человеком.

В настоящее время предлагаются различные модели обработки информации человеком, основанные на самоанализе, наблюдениях и экспериментах. Но их физическая реализация точно не определена. Поэтому в сфере обработки сигналов их применение не даёт должных результатов. Например, для реализации уже разработанных моделей ассоциативного мышления, необходимы слишком большие объёмы машинной памяти [1].

Возможно, так происходит из-за сильной дифференциации сфер науки, в результате которой сложно увидеть единую картину.

Несмотря на то, что человек всегда черпал свои открытия, изобретения и нововведения из окружающей его природы, сам феномен восприятия мало используется в науке, и технике.

Цель исследования состоит в разработке алгоритма обработки информационного сигнала в системе связи на основе теории восприятия информации человеком.

Ассоциативное мышление

Ассоциация – связь, возникающая в процессе мышления, между элементами психики, в результате которой появление одного элемента, в определенных условиях, вызывает образ другого, связанного с ним; субъективный образ объективной связи между элементами, предметами или явлениями» [2].

Итак, наш разум опирается на практику, которая порождает опыт. В результате накопленного опыта появляются ассоциации. Приведём наглядный пример:

Мы шли по парку в Симферополе и увидели там оригинальную табличку. Позже мы поехали в Германию, где посетили роскошный парк с древней архитектурой в Мюнхене. И там у нас в памяти всплыла эта табличка.

Рис. 1. Ассоциативность памяти

Можно привести много примеров. Как по нескольким нотам музыки мы можем вспомнить обстановку, где слышали её первый раз и всё мелодию в целом и т. д.

Применение такого алгоритма в технике, может раскрыть большое поле возможностей для создания нового оборудования.

Разберём модель, с помощью которой возможно эмитировать ассоциативную память.

Голографическая модель памяти

Д. Габор впервые пришел к идее голографии, но он не думал о лазерах. Его целью было улучшить электронный микроскоп, на то время довольно простое и несовершенное устройство. Он использовал исключительно математический подход, основанный на исчислении, изобретенном в XVIII веке французским математиком Жаном Фурье [3].

Для имитации голографической модели памяти человека в математическом виде воспользуемся теорией Д. Габора [4]:

Он предположил, что человек при запоминании использует не сам образ, а его свертку, тем самым существенно сокращая необходимое число ячеек памяти, не обходимых для запоминания образа. Пусть запоминается сигнал A(t), начинающийся при t = 0. Во время t1 мы записываем интеграл свертки, который и запоминается в долговременной памяти:

$$\varphi(t1) = \int_0 A(\tau)A(t1-\tau)d\tau,\ 0 < t1 < T, \quad (1)$$

где T – полная продолжительность сигнала. Воспоминание осуществляется по части последовательности – фрагменту A'(t1 – t). Функция воспоминания R(t) строится как корреляция A' с φ:

$$R(t) = \int_t^T A'(t1-t)\varphi(t1)dt1\ . \quad (2)$$

Меняя порядок интегрирования, можно выделить часть, дающую функцию воспоминания

$$R(t) \approx \int_t^T A(t)d\tau \int_t^T A'(t1-t)A(t1-\tau)dt. \quad (3)$$

Второй интеграл, если функция A остро коррелирует сама с собой, даст d (t – t) и функция воспоминания R(t) = A(t).

Однако эта модель памяти обладает тем недостатком, что она может вспоминать как вперед по времени t, так и назад. Поэтому Д. Габор разработал вторую модель памяти, основанную на принципе голографии, которая может вспоминать только вперед, как это и делает человек, которому от вспомненного фрагмента (к примеру, стихотворения) воспроизводить назад намного труднее, чем вперед. В новой модели свертка осуществляется не по отдельным частям последовательности, как в первом случае, а запоминается вся последовательность в некой оперативной памяти, организуется свертка, которая я заносится в долговременную память. И в этом случае не будет инвариантности воспоминания по координате времени t [5].

Фурье разработал математический метод перевода паттерна (системы) любой сложности на язык простых волн. Он также показал, как эти волновые формы могут быть преобразованы в первоначальный паттерн (систему). Другими словами, подобно тому, как телевизионная камера переводит визуальный образ в электромагнитные частоты, а телевизор восстанавливает по ним первоначальный образ, математический аппарат, разработанный Фурье, преобразует паттерны (системы). Уравнения, используе-

мые для перевода образов в волновую форму и обратно, известны как преобразования Фурье. Именно они позволили Д. Габору перевести изображение объекта в интерференционное «пятно» на голографической пленке, а также изобрести способ обратного преобразования интерференционных паттернов в первоначальное изображение.

Действительно, особое свойство каждой части голограммы отражать целое обусловлено частностями математического преобразования картины, или паттерна, на язык волновых форм.

Исследования, проведенные в 1960-х годах, показали, что каждая клетка коры головного мозга, непосредственно связанная со зрением, настроена на определенный паттерн (систему): некоторые клетки активизируются, когда глаз видит горизонтальную линию, другие – когда глаз воспринимает вертикальную линию и т. п. В итоге многие исследователи заключили, что мозг принимает сигналы от высокоспециализированных клеток, называемых детекторами свойств, и каким-то образом соединяет их для получения визуальной картины мира.

Несмотря на широкую популярность такой точки зрения, Р. и К. Девалуа почувствовали, что это лишь часть правды. Для проверки своего предположения они применили преобразования Фурье для представления черно-белых клеток в простые волновые формы. Затем они провели эксперименты для выяснения того, как клетки мозга в зрительной части коры головного мозга реагируют на эти новые волновые формы. Они обнаружили, что клетки мозга реагировали не на первоначальные образы, а на то, какой вид им придавали преобразования Фурье. Из этого следовал только один вывод: мозг использовал математический метод Фурье – тот же метод, что используется в голографии, а именно, преобразование видимых образов в волновые формы.

На основе анализа этих материалов мы можем разработать математическую модель ассоциативной памяти, применимой к нашему случаю:

Обработка сигнала в памяти человека происходит за счет преобразования Фурье. Человек запоминает весь сигнал целиком, как шумовой, так и информационный (полезный). Запоминание происходит с помощью корреляционной функции. Таким образом, с помощью корреляционной функции и шумового сигнала мы можем восстановить полезный сигнал.

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t'-t) * s_f(t')\,dt', \tag{4}$$

где $r(t)$ – функция запоминания; $s_i(t)$ – полезный сигнал; $s_f(t)$ – шумовой сигнал.

Воспользуемся интегральными преобразованиями и преобразованием Фурье для нахождения полезного сигнала зная только функцию запоминания и шумовой сигнал:

$$R(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} * \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t'-t) * s_f(t')\,dt' \right\} * e^{itu} dt$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} * \int_{-\infty}^{+\infty} s_f(t')\,dt' \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t'-t) * e^{itu} dt =$$

$$\eta = t' - t; t = t' - \eta$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} * \int_{-\infty}^{+\infty} s_f(t')\,dt' \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(\eta) * e^{i(t'-\eta)u} d\eta = S_f(u) S_i(u)$$

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R(u)}{S_f(u)} * e^{itu} du \,. \quad (5)$$

В результате интегральных преобразований выделяется полезный сигнал. Для построения имитационной модели алгоритма, описывающего процесс восприятия, можно воспользоваться программной средой MatLab Simulink.

Учтём, что в программной среде будет происходить оцифровка сигнала, т. е. дискретизация его на отсчеты. Тогда формула (4) примет вид:

$$r_j = \sum_{j=0}^{N-1} s_{i_k} * s_{f_{j+k}} \,, \quad (6)$$

где j – сдвиг между последовательностями относительно друг друга; N – максимальное количество отсчетов в сигналах.

С помощью аналогичных интегральным преобразований получим дискретный аналог формулы (5):

$$s_{i_k} = \frac{1}{N} \sum_{n}^{N-1} \frac{R_n}{S_{f_n}} e^{\frac{2\pi i}{N} kn} \,, \quad (7)$$

где $R_n = \sum_j^{N-1} r_j * e^{-\frac{2\pi i}{N} jn}, S_{f_n} = \sum_{j+k}^{N-1} s_{f_{j+k}} * e^{-\frac{2\pi i}{N}(j+k)}$.

Для разработки математической модели, по вышеизложенному алгоритму обработки информации человеком, рассмотрим ситуацию с восстановлением полезного сигнала по сопровождаемому его шумовому сигналу.

Процесс моделирования разделим на несколько задач:

Генерировать входной сигнал;

Выделить шум (предварительная обработка по традиционной схеме);

Разделить сигнал на шумовой и полезный;

Запомнить сигнал;

Восстановить сигнал по функции запоминания по шумовому сигналу.

Список литературы

1. Попов. Д. Н. Разработка модели обработки сигнала на основе теории восприятия человека // Путь в науку: сб. тезисов междунар. студ. науч. конф. (секция «Естественные науки. Физический Факультет»). 21 апреля 2012 г.: тез. докладов. – Ярославль: ЯрГУ, 2012. – 90 с.

2. Турухано Б. Г. Материалы III Всесоюзной конференции по голографии. – Л., 1978. – С. 243.

3. Васин В. А., Власов И. Б., Егоров Ю. М. и др. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / Под ред. И.Б. Федорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 672 с.

4. Томсон Ричард Л.. Механистическая и немеханистическая наука / Пер. с англ. Р. Волошин. – М.: «Философская книга», 1998. – 302 с.

5. Диткин В. А., Прудников А. П. Интегральные преобразования и операционное исчисление. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1961. – С. 25–27.

ПРИМЕНЕНИЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ БАЛЛАСТА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ ПУТЕЙ

Н. Г. Мудрая, В. С. Марюхненко (научный руководитель)

Иркутский государственный университет путей сообщения
664074, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15
E-mail: viktor.maryuhnenko@yandex.ru

Статья посвящена разработке основ применения широкополостных сигналов для синтеза устройства контроля сопротивления балласта железнодорожной линии и целостности рельс. Рассмотрена проблема повышения качественных показателей контроля параметров безопасности железнодорожных перевозок. Показана возможность и необходимость применения широкополосных сигналов в автоматизированных системах контроля систем сигнализации, централизации и блокировки. Предложена структура системы контроля с применением широкополосных сигналов. Изложены возможности контроля сопротивления балласта с использованием (квази)оптимальной обработки широкополосных сигналов.

Введение

Контроль свободности участка и целостности рельс железнодорожной линии обусловлен необходимостью поддержания высокого уровня эффективности железнодорожных перевозок, в частности безопасности и непрерывности движения поездов [1]. Существующие автоматические и автоматизированные системы контроля решают эти задачи безопасности раздельно и с низкой точностью локализации проблемных участков. В основе их принципа действия лежат свойства рельсовых цепей (РЦ), для функционирования которых требуются большие токи в рельсовых плетях – единицы и десятки ампер [2]. Кроме того, на надежность их функционирования оказывает существенное влияние погодное и сезонное изменение сопротивления балласта [5]. Убытки, связанные с задержками поездов для устранения неисправностей систем контроля состояния рельсовой линии, в 5–8 раз превышают суммарные потери от повреждений остальных устройств железнодорожной автоматики [3].

Цель статьи: Разработка основ применения широкополосных сигналов для синтеза устройства контроля сопротивления балласта железнодорожной линии и целостности рельс, применение которого позволит существенно повысить качественные показатели контроля параметров безопасности железнодорожных перевозок.

1. Общая характеристика широкополосных сигналов

Широкополосный сигнал ШПС $u_{\text{шпс}}(t)$ конечной длительности T со средним значением амплитуды $\overline{U}_{\text{шпс}}$ удовлетворяет неравенству:

$$FT >> 1, \tag{1}$$

где F – ширина его энергетического спектра.

Автокорреляционная функция ШПС сигнала $u_{\text{шпс}}(t)$

$$u_{\text{сж}}(\tau) = \int_0^{\infty} u_{\text{сж}}(t) u_{\text{сж}}(t+\tau) dt \tag{2}$$

имеет узкий основной максимум длительностью $\tau_{\text{вых}} << T$, размахом $U_{\text{сж}} >> U^*_{\text{шпс}}$, и боковые лепестки небольшого размаха. Получение функции $u_{\text{сж}}(\tau)$ эквивалентно сжатию сигнала $u_{\text{шпс}}(t)$ во времени, – энергия не изменяется, а длительность существенно сокращается. Сжатие позволяет при небольшой средней амплитуде ШПС $\overline{U}_{\text{шпс}}$ получить

существенно бóльший размах $U_{сж}$ основного лепестка корреляционной функции, так что (рис. 1)

$$\max\{u_{сж}(\tau)\} = U_{сж} = k_{сж}\overline{U}_{шпс}, \quad (3)$$

где $k_{сж}$ >>1 – коэффициент сжатия, который зависит от свойств ШПС.

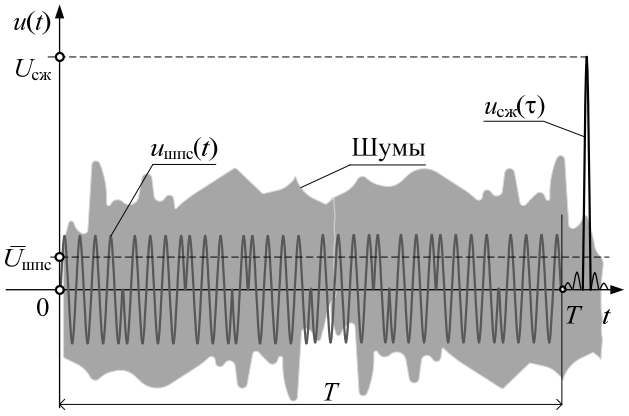


Рис. 1. Сжатие широкополосных сигналов

Сжатие происходит при любом способе (квази)оптимальной обработки ШПС. Благодаря этому, ШПС можно использовать в системе контроля сопротивления балласта и целостности рельс. ШПС, распространяясь вдоль рельсовой линии испытывает затухание в зависимости от расстояния и сопротивления балласта. В контрольных точках ШПС подвергается оптимальной обработке – корреляционной, или (квази)согласованной фильтрации [4, 6].

Следовательно, посредством системы контроля, построенной с использованием (квази)оптимальной обработки ШПС, возможно осуществлять мониторинг состояния сопротивления балласта в реальном масштабе времени, с наперед известной точностью локализации излома рельса, сократить энергозатраты, уменьшить вредное воздействие электромагнитного поля на человека [3].

2. Структура системы контроля с ШПС

Контролируемая рельсовая цепь (РЦ) (рис. 2) длиной $L_{рц}$ разбивается на $2K$ участков контроля длиной $l_{ук.i}$. Необходимо учесть, что на практике точки ±1, ±2, ±3, …, ±K определяется в соответствии с особенностями рельсового пути и с конечной точностью. Поэтому участки контроля должны перекрываться, так что

$$L_{рц} < \sum_{i=-K}^{K} l_{ук.i}\,; \quad \min\{l_{ук.i}\} > L_{рц}/2K; \quad \Delta l_i = l_{ук.i} - L_{рц}/2K > 0; \quad i = \pm1, \pm2, \pm3, \ldots, \pm K. \quad (4)$$

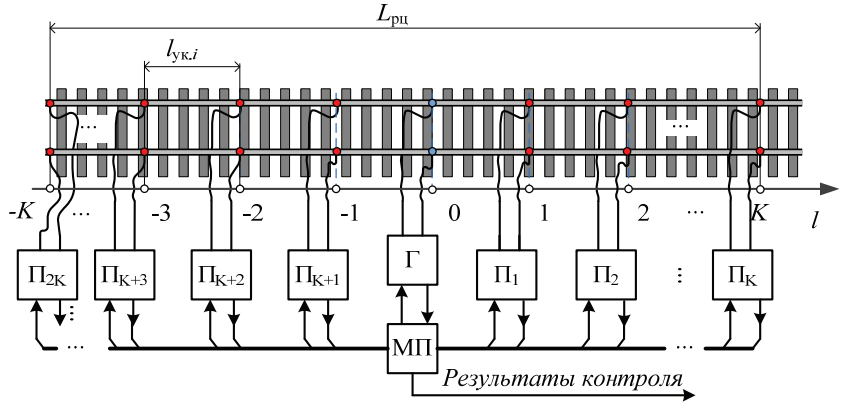


Рис. 2. Структура системы контроля целостности рельс и сопротивления балласта

В точке 0 к рельсовым линиям подключается генератор (Г), а в точках ±1, ±2, ±3, …, ±K – приемники ($П_i$) ШПС. Генератор и приемники ШПС синхронно управляются микропроцессором (МП). Микропроцессор управляет изменениями шумоподобных сигналов: циклически меняются параметры ШПС, вырабатываемого генератором, и одновременно изменяется выбор либо копии сигнала, либо квазиоптимального фильтра приемника. Этим достигается повышение помехоустойчивости.

Генератор формирует шумоподобные сигналы:

$$u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cdot g[l,\omega] \cdot \cos\{\omega_{\text{шпс}}(t) \cdot t + \Theta[l,\omega]\}; \quad (5)$$

где $U_{\text{г}}$ – амплитуда ШПС; $g[l,\omega]$ – коэффициент амплитудных предыскажений –

$$g[l,\omega] = \frac{1}{\left|Z[l,\omega]\right|}; \quad (6)$$

$\Theta[l,\omega]$ – фазовые предыскажения –

$$\Theta[l,\omega] = -\arg\{Z[l,\omega]\} = -\varphi_z(l,\omega); \quad (7)$$

$Z[l(t),\omega]$, $l \in L_{\text{рц}}$ – априорно известное полное распределенное сопротивление рельсовой линии как функция текущей частоты и координаты.

Приемники ШПС осуществляют прием и согласованную (квазиоптимальную) фильтрацию ШПС, прошедших через контролируемые участки рельсовых линий. При номинальных условиях уровни сигналов в точках ±K равны чувствительности приемников. Отсутствие приема хотя бы одним из (2K –1) приемников свидетельствует либо о нарушении распространения сигнала вдоль РЦ. В микропроцессоре по анализу выходных сигналов совокупности приемников принимается решение либо об изломе рельса, либо о критическом значении сопротивления балласта. Анализ сигналов, принимаемых всеми приемниками, позволяет в текущем времени определить распределение сопротивления балласта вдоль контролируемой РЦ и соответствие его распределению, установленному нормативно-технической документацией.

3. Анализ принимаемых сигналов

Приемники ШПС ($П_i$) принимают сигналы:

$$u_n(t) = \frac{k_n \cdot R_{\text{вх}.n} \cdot g_n(l_n,\omega) U_{\text{г}} \exp\{j[(\omega t + \Theta_n(l_n,\omega)]\}}{\left|Z[l_n,\omega]\right| \exp\{j[(\omega t + \varphi_n(l_n,\omega)]\}}, \quad (8)$$

где n= 1, 2, 3, …, K – номер приемника; l_n – расстояние от генератора до приемника под номером n; 0<k_n<1, $g_n(l_n, \omega)$ и $\Theta_n(l_n, \omega)$ – соответственно коэффициент активных потерь сигнала генератора, амплитудные предыскажения сигнала генератора и фазовые предыскажения сигнала генератора в точке приема приемником под номером n; $|Z_n(l_n, \omega)|$ и $\varphi_n(l_n, \omega)$ – соответственно модуль и аргумент комплексного сопротивления рельсовой линии на расстоянии l_n; $R_{\text{вх}.n}$ – входное сопротивление приемника под номером n.

После преобразований формула (8) принимает вид:

$$u_n(t) = k_n \cdot R_{\text{вх}.n} \cdot U_{\text{г}} \frac{g_n(l_n,\omega)}{\left|Z[l_n,\omega]\right|} \exp\{j[\Theta_n(l_n,\omega) - \varphi_n(l_n,\omega)]\}. \quad (9)$$

Из (9) следует:

1) наилучшими условиями, при которых размах корреляционной функции (3) будет максимальным, будут условия полной компенсации в точке приема:

а) амплитудных искажений

$$\frac{g_n(l_n,\omega)}{\left|Z[l_n,\omega]\right|}=1, \tag{10}$$

б) фазовых искажений

$$[\Theta_n(l_n,\omega)-\varphi_n(l_n,\omega)]=2\pi m, \qquad m=0,\pm1,\pm2,\pm3,\ldots, \tag{11}$$

а так как в приемнике производится корреляционный анализ ШПС, принятых на границах участков контроля $l_{\text{ук}.i}$, и результаты анализа (3) сравниваются с пороговым уровнем, то отклонения от требований (10) и (11) могут служить критериями поиска текущего порога;

2) для каждого приемника необходимо генерировать свои амплитудные и фазовые предыскажения сигнала.

Превышение утечки тока через балласт допустимой величины определяется путем сравнения отклика с пороговым значением, которое устанавливается на заданном участке контроля.

Выводы

Применение шумоподобных сигналов для контроля сопротивления балласта железнодорожной путей позволяет:

1. Осуществлять непрерывный, одновременный и в реальном масштабе времени контроль сопротивления балласта и целостности рельсового пути, благодаря чему существенно повысить показатели безопасности железнодорожных перевозок.

2. Локализовать неисправность рельсового пути или несоответствие техническим требованиям сопротивления балласта с точностью до контролируемого участка.

3. Применить менее энергозатратную, по сравнению с существующей, технологию контроля.

4. Автоматизировать подстройки параметров сигналов устройств сигнализации, централизации и блокировки в зависимости от электрических свойств балласта.

5. Существенно сократить время задержки поездов.

Список литературы

1. Марюхненко В. С. Системный анализ навигационного обеспечения подвижных транспортных объектов: монография / В. С. Марюхненко; под ред. д-ра техн. наук, проф. Ю. Ф. Мухопада. – Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2008. – 80 с.

2. Свободный доступ к патентам [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://freepatent.ru/patens/2424936 – патент РФ № 2424936, B61L 23/16, приоритет 04.02.2010 г.; опубликовано 27.07.2011.

3. Единый реферат-центр в России и СНГ – [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://referatwork.ru/refs/source/ref-17068.html - Железнодорожные системы.

4. Горелов Г. В., Волков А. А., Шелухин В. И. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи: учебник для вузов ж.-д. транспорта. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007. – 403 с.

5. Кириленко А. Г. Электрические рельсовые цепи: учеб. пособие. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2006.

6. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов по спец. «Радиотехника». – 4-е изд. – М.: Высш. шк., 2003. – 462 с.: ил.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМА МНОГОГИПОТЕЗНОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ

В. Н. Надточий

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
E-mail: nadtochiy_90@mail.ru

Сопровождение целей является сложнейшей теоретической и практической задачей. В настоящее время актуальными являются вопросы обеспечения сопровождения высокоманевренных воздушных целей [1]. При этом в большинстве случаев априорные знания о маневренных возможностях современных и перспективных летательных аппаратов (ЛА), необходимые для оптимального функционирования визирных систем, недостаточно или совсем отсутствуют. Кроме того, активное применение средств радиоэлектронной борьбы также оказывает негативное влияние на процессы обнаружения и сопровождения маневренных и сверхманевренных целей.

Для решения этих актуальных вопросов используются следующие алгоритмы сопровождения целей на фоне помех:

1) фильтры «ближайшего соседа» и «сильнейшего соседа» [2];
2) фильтр вероятностной ассоциации данных [2];
3) фильтр многогипотезного сопровождения [3];
4) фильтр вероятностного многогипотезного сопровождения [4];
5) фильтр ассоциации данных в «скользящем окне» [4].

Объединяющим элементом для данных алгоритмов является то, что при построении перечисленных алгоритмов используется многомодельные фильтры сопровождения.

Следует заметить, что одним из наиболее эффективных алгоритмов является фильтр многогипотезного сопровождения.

Многогипотезный алгоритм основан не на байесовском методе, а на методе максимального правдоподобия [4]. Таким образом, при попадании в строб селекции новой отметки траектории в алгоритме рассматриваются следующие гипотезы:

1) отметка, как обнаружение новой цели;
2) отметка, как известная цель;
3) отметка, как ложная цель.

Для всех вариантов траектории θ_i присваивается вес, равный соответствующей функции правдоподобия:

$$p\left(z_k \left| \Theta_i \right.\right) = c \cdot \exp\left\{ -\frac{1}{2} \vartheta_k^T S_k^{-1} \vartheta_k \right\}, \quad (1)$$

где z_k – текущее наблюдение при некотором варианте траектории; c – нормирующий коэффициент; ϑ_k – обновляющая последовательность, вычисляемая по рассогласованию текущего наблюдения с предсказанным; S_k – ковариационная матрица обновляющей последовательности.

Алгоритм многогипотезного сопровождения можно представить в виде структурной схемы, представленной на рис. 1.

Задачи, решаемые в блоках данного алгоритма, следующие:

1) в блоке «Стробирование» выполняется операция временного, частотного, пространственного стробирования отметок [2];

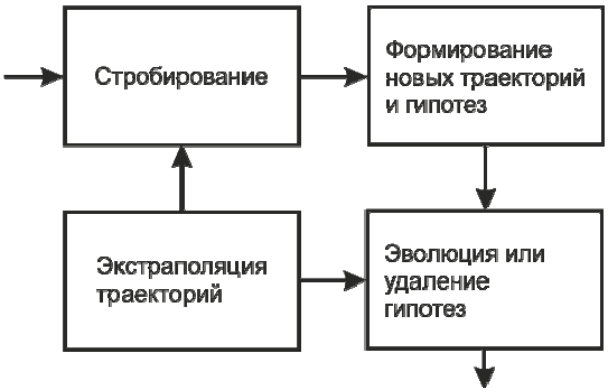


Рис. 1. Структурная схема алгоритма многогипотезного сопровождения

2) в блоке «Формирование новых траекторий и гипотез» происходит формирование гипотезных траекторий, а при превышении порога обнаружения образуется новая траектория из гипотезной;

3) в блоке «Эволюция/удаление гипотез» выполняет фильтрацию параметров траекторий как захваченных, так и захватываемых на сопровождение. Кроме того, выполняются операции усечения и комбинирования гипотез, суть которых заключается в том, что если две гипотезные траектории получали одни и те же отметки в течение долгого времени, то считается, что это одна траектория.

Общее число гипотез на k-м шаге:

$$N_g^k = \sum_{N_{dt}}^{\min\left(M_k, N_{tgt}\right)} \binom{M_k}{N_{dt}} \binom{N_{tgt}}{N_{dt}} N_{dt}!\, 2^{M_k - N_{dt}}, \qquad (2)$$

где M_k – число отметок, поступивших на *k*-м шаге; N_{tgt} – число «известных» траекторий; N_{dt} – число «неизвестных» траекторий.

При сопровождении маневрирующей цели на фоне помех применяются несколько подходов:

1) производится ввод дополнительных гипотез о том, что цель совершает маневр;

2) использование многомодельного фильтра для фильтрации параметров траектории, в частности, многомодельных фильтров Калмана.

В многомодельном фильтре выполняется параллельная работа М фильтров, каждый из которых настроен на определенное значение ускорения [5].

$$x = \left[V; a\right],\ \sigma_i^a = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{M} i\ x = [V; a],\ \sigma_i^a = \frac{a_{max} - a_{min}}{M} i,$$

где $a_{\max}$, $a_{\min}$ – максимальное и минимальное значения ускорений; V – скорость.

Результирующая оценка траектории имеет вид:

$$\hat{x}\left(k\middle|k\right) = \sum_{j=0}^{M-1} \mu_j\left(k\right) \hat{x}^j\left(k\middle|k\right), \qquad (3)$$

где $\hat{x}^j\left(k\middle|k\right)$ – оценка траектории на выходе *j*-го парциального фильтра; M – число парциальных фильтров; $\mu_j\left(k\right)$ – вероятность модели движения, заложенной в *j*-й парци-

альный фильтр, в качестве которого используется фильтр Калмана с настройкой на априорно определенные значения ускорения [2].

В настоящее время теории сопровождения маневрирующих целей достаточно развиты, выбор того или иного алгоритма напрямую зависит от радиолокационной обстановки, точностным характеристикам и времени на вычисление. Необходимо подчеркнуть, что большая часть алгоритмов сопровождения синтезированы для работы с воздушными объектами, однако, все большее внимание уделяется методам оценки координат наземных целей, что в разы усложняет задачу функционирования систем, т.к. необходимо решать задачи определения целей в сложной помеховой обстановке, большого количества целей и высокой маневренности подвижных объектов.

Список литературы

1. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования: монография. – М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.

2. Данилов С. Н. Алгоритм сопровождения воздушных объектов следящим устройством в режиме обзора на основе аппроксимации области неопределенности оцениваемых параметров эллипсоидом наименьшего размера / С.Н. Данилов // Радиосистемы. – 2006. – Вып. № 97. – № 9. – С. 77–81.

3. Кошелев В. И., Сопровождение маневрирующей цели на фоне помех / В. И. Кошелев, В. А. Белокуров // Вестник РГРТУ. – № 1 (вып. 31). – Рязань, 2010. – С. 89–91.

4. Ворошилина Е. П. Алгоритмы сопровождения подвижных объектов / Е. П. Ворошилина, Е. П. Ворошилин, В. И. Тисленко // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь. – № 2(20), декабрь 2009. – С. 53–58.

5. Бакулев П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 286 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

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

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153
E-mail: harn.art@yandex.ru, vic078@yandex.ru

Экспериментально исследованы вопросы улучшения шумовых характеристик широкодиапазонных однокольцевого и двухкольцевого синтезаторов частот. Выполнена разработка импульсной системы фазовой автоподстройки частоты генераторов, управляемых напряжением, на электронной компонентной базе высокой степени интеграции, которая позволила реализовать требуемые параметры.

Одной из основных задач при разработке и создании синтезаторов частот (СЧ) является снижение уровня фазовых шумов при сохранении широкого диапазона перестройки рабочих частот. Выбор структуры СЧ определяется необходимой степенью подавления побочных составляющих и фазовых шумов в выходных колебаниях, а также временем перестройки. В настоящее время при проектировании систем синтеза дискретного множества частот предпочтение отдается СЧ на основе систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты ИФАПЧ [1]. Широко известные схемы однокольцевых СЧ (СЧ1) характеризуется простотой реализации, но не обеспечивают необходимый уровень побочных спектральных составляющих при сохранении широкого диапазона перестройки рабочих частот [2].

Структурные схемы СЧ, позволяющие снизить уровень фазовых шумов в СЧ при сохранении широкого диапазона перестройки, представлены на рис. 1 и 2. В схеме на рис. 1 снижение уровня фазовых шумов СЧ (СЧ2) достигается за счет уменьшения крутизны характеристики управления генератора, управляемого напряжением (ГУН) при сохранении широкого диапазона перестройки частот выбором коммутируемых конденсаторов с помощью дополнительного канала управления [3].

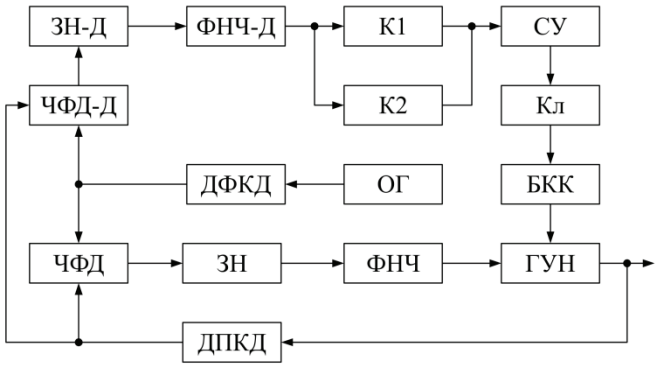


Рис. 1. Синтезатор частот с дополнительным каналом управления (СЧ2)

На рис. 2 низкий уровень фазовых шумов СЧ (СЧ3) реализуется при малых значениях показателя колебательности $M = 1{,}1 \ldots 1{,}3$ [1] двухкольцевой структуры при обеспечении заданных параметров кольца автоподстройки в широкой полосе за счет стабилизации обобщенного коэффициента усиления петли, реализуемой коммутацией токов заряда и разряда частотно-фазового детектора (ЧФД) в зависимости от значения формируемой частоты [4, 5].

В структурной схеме СЧ введены следующие обозначения: ОГ – опорный генератор; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; ЧФД – час-

тотно-фазовый детектор; ЧФД-Д – дополнительный ЧФД; ЗН-Д – дополнительная схема зарядовой накачки; ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления; ФНЧ – фильтр нижних частот; ФНЧ-Д – дополнительный ФНЧ; ЗН – схема зарядовой накачки; СУ – схема управления ключами; Кл – ключи коммутации контурных конденсаторов К1, К2, …, Кn; БКК – банк контурных конденсаторов С1, С2, …, Сn; УГ – управляемый генератор; К1 – первый компаратор; К2 – второй компаратор; СУ – схема управления (коммутации) ключами.

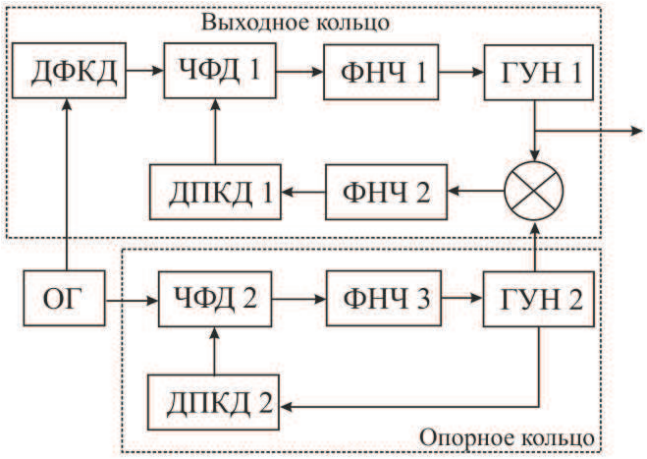


Рис. 2. Двухкольцевой синтезатор частот (СЧ3)

Назначение элементов структурных схем СЧ2, СЧ3 и схемы управления ключами ясны из их названия. БКК может быть отдельным блоком или входить в состав схемы ГУН. В процессе старения элементов схемы ГУН (конденсаторов, индуктивностей, резисторов, варикапов, транзисторов), температурных и других дестабилизирующих факторов происходит изменение частоты выходного сигнала ГУН.

В СЧ2 для обеспечения работы в широком диапазоне частот при малой крутизне характеристики управления ГУН и фиксированном диапазоне управляющего напряжения, требуется изменение величины емкостей контурных конденсаторов ГУН. Для этого осуществляется коммутация (подключение или отключение) контурных конденсаторов по мере достижения соответствующих границ электронной перестройки частоты сигнала ГУН. Величины емкостей конденсаторов выбираются исходя из возможного ухода частоты сигнала ГУН за требуемое время работы и обеспечения необходимого коэффициента обратной связи генераторной схемы ГУН.

В СЧ3 стабилизация обобщенного коэффициента усиления петли выходного кольца обеспечивается подбором элементов ФНЧ1 и ФНЧ2. Чистота выходного спектра генерируемого сигнала определяется петлевым фильтром ФНЧ1 выходного кольца. Включение в состав СЧ дополнительного опорного кольца с грубой сеткой частот позволяет уменьшить время переходных процессов в выходном за счет форсирования входа в синхронизм.

Остановимся на описании требуемых технических характеристик синтезатора частот: рабочий диапазон частот от 900 до 1300 МГц; шаг перестройки частоты 1 МГц; стабильность (макс.) частоты не хуже 10^{-7}; уход частоты не хуже 10^{-7}/год (относительно установленной частоты через 30 дней); уровень относительной спектральной плотности мощности фазовых шумов (дБн/Гц), при отстройке от несущей 10 кГц не хуже минус 115, 100 кГц не хуже минус 120, 1000 кГц не хуже минус 140; выходная мощность (на нагрузке 50 Ом) 3 дБм ± 1 дБм.

Представляет практический интерес экспериментально исследовать уровни побочных спектральных составляющих СЧ без дополнительного канала управления (конструктивный макет СЧ1), с дополнительным каналом управления (конструктивный макет СЧ2 по схеме на рис. 1) и двухкольцевого СЧ (конструктивный макет СЧ3 по схеме на рис. 2) для выяснения вопроса о применимости приведенных схемно-технических решений и оценке снижения уровня фазовых шумов.

Конструктивные макеты СЧ1, СЧ2, СЧ3 выполнены на базе двух отладочных плат для отечественной микросхемы 1508ПЛ9Т. Типовые характеристики микросхемы 1508ПЛ9Т: максимальная рабочая частота 4,3 ГГц; нормированный уровень собственных шумов минус 230 дБн/Гц; нормированный уровень фликкер шумов минус 122 дБн/Гц; напряжение питания 1,8/3,3 В; ток потребления 77 мА.

В качестве ГУН в макете СЧ1 и ГУН1, ГУН2 в макете СЧ3 применены CVCO55BE-0800-1600 фирмы Crystek Microwave со средним значением крутизны характеристики управления около 60 МГц/В. Дополнительный канал управления в макете СЧ2 выполнен на дискретных элементах с разбиением рабочего диапазона на 16 поддиапазонов, что позволило снизить крутизну характеристики управления ГУН по основному каналу до 10 МГц/В. Расчет параметров элементов ФНЧ цепи управления рассчитывался для одинакового значения частоты среза системы ИФАПЧ СЧ1, СЧ2 порядка 80 кГц. В СЧ3 разность частот ГУН1 и ГУН2 не превышала 30 МГц, параметры элементов ФНЧ1 выходного кольца ИФАПЧ рассчитывались для значения частоты среза порядка 80 кГц, ФНЧ3 – 160 кГц.

Измерение спектральной плотности мощности фазового шума и длительности переходных процессов СЧ1, СЧ2, СЧ3 проводилось на анализаторе источников сигналов E5052B компании Agilent Technologies. Схема лабораторной установки приборов приведена на рис. 3, где МК – микроконтроллер, ИП – источник питания, АС – анализатор спектра, ИМЧ – измеритель модуляции частоты, КИЧС – корреляционный измеритель чистоты спектра сигнала. Контроль номинала частоты осуществлялся частотомером Ч3-74.

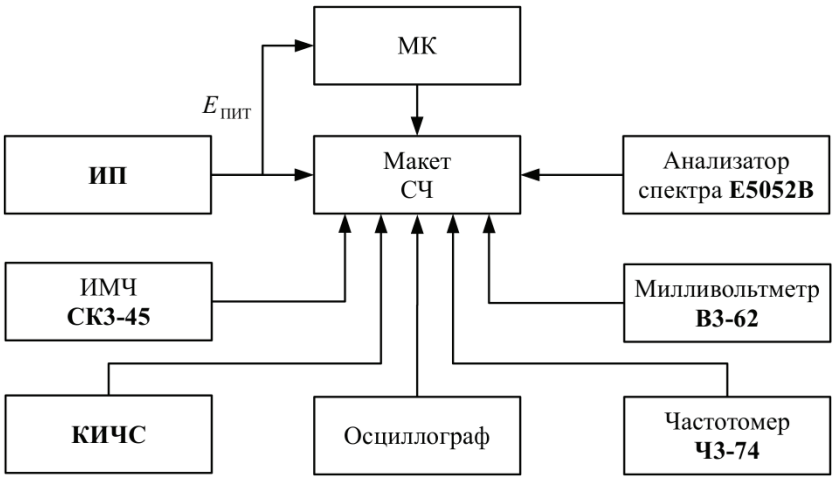


Рис. 3. Схема лабораторной установки приборов для измерения спектральных характеристик и быстродействия СЧ

В табл. 1, 2 приведены результаты экспериментального исследования конструктивных макетов традиционного СЧ1 и малошумящих СЧ2 и СЧ3, выполненного в соответствии с рассмотренными структурными схемами.

Измеренное значение фазового шума −117 дБн/Гц при отстройке 10 кГц на частоте 1000 МГц в СЧ2 с дополнительным каналом управления является достаточно хорошим показателем для синтезаторов частот. Дополнительно снизить уровень фазовых

шумов можно за счет применения термостатированного кварцевого генератора. Кроме этого, применение такого ОГ позволяет улучшить точность установки частоты, а также долговременную и кратковременную нестабильность частоты. Введение дополнительного кольца в СЧ3 позволяет снизить уровень фазовых шумов по сравнению с СЧ1.

Таблица 1

Результаты измерений уровня шумов на выходе СЧ

Уровень шумов относительно уровня сигнала несущей, дБн/Гц	Частоты отстройки от синтезируемой частоты f_0, кГц								
	f_0 = 1000 МГц			f_0 = 1100 МГц			f_0 = 1200 МГц		
	10	100	1000	10	100	1000	10	100	1000
СЧ1	– 93	– 111	– 140	– 92	– 112	– 140	– 91	– 112	– 140
СЧ2 с доп. каналом управления	– 117	– 122	– 142	– 116	– 123	– 142	– 116	– 124	– 142
СЧ3 с доп. опорным кольцом	– 101	– 114	– 140	– 100	– 112	– 140	– 100	– 113	– 142

Таблица 2

Результаты измерений длительности переходных процессов

Переключение выходных частот, ГГц	1,0 → 1,1	1,0 → 1,1	1,0 → 1,2	1,2 → 1,0	1,1 → 1,2	1,2 → 1,1
СЧ1, мкс	320	320	330	330	320	320
СЧ2, мкс	335	335	340	340	330	330
СЧ3, мкс	285	285	295	300	285	290

Из табл. 2 видно, что длительность переходных процессов у обоих конструктивных макетов СЧ1 и СЧ2 практически совпадает. Это объясняется тем, что частоты среза колец ИФАПЧ сравниваемых синтезаторов одинаковы. Некоторый выигрыш в быстродействии СЧ3 определяется полосой ФНЧ3 опорного кольца.

В работе показано, что при проектировании СЧ можно добиться снижения уровня фазовых шумов при различных схемных решениях. Так, в СЧ2 за счет дополнительного канала управления в кольце ИФАПЧ существенно снижается уровень фазовых шумов при сохранении широкого диапазона перестройки частот при небольших потерях в быстродействии. Включение дополнительного опорного кольца в СЧ3 с грубой сеткой частот позволяет сохранить широкий диапазон перестройки при удовлетворительных шумовых характеристиках выходного кольца ИФАПЧ, обеспечиваемых петлевым фильтром. Подбором элементной базы можно добиться удовлетворяющих техническому заданию характеристик СЧ2 и СЧ3.

Список литературы

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

2. Леньшин А. В., Лебедев В. В., Николаев А. П. Параметрический синтез системы фазовой автоподстройки с фильтрами высоких порядков // Охрана, безопасность, связь – 2013: материалы Междунар. НПК. Ч. 2. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2013. – С. 109–114.

3. Леньшин А. В., Лебедев В. В., Тихомиров В. Н. Малошумящий широкодиапазонный синтезатор частот / заявка на изобретение № 2014138711 от 24.09.2014 г.

4. Леньшин А. В., Лебедев В. В., Николаев А. П. Особенности проектирования синтезаторов частот для бортовых систем радиосвязи // Академические Жуковские чтения. Современное состояние и перспективы развития авиационного радиоэлектронного оборудования: сб. науч. ст. по материалам Всерос. НПК. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2014. – С. 161–164.

5. Леньшин А. В., Лебедев В. В., Николаев А. П. Анализ модуляционных характеристик двухкольцевых синтезаторов частот // Авиационное РЭО: сб. ст. по материалам Межвуз. НПК курсантов и слушателей «Молодежные чтения памяти Ю. А. Гагарина». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2014. – С. 155–160.

СИНТЕЗАТОР СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

А. П. Николаев[1], В. Н. Тихомиров[2], А. В. Леньшин[1] (научный руководитель)

[1]ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153
[2]Акционерное общество «Концерн «Созвездие»
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
E-mail: harn.art@yandex.ru

Рассмотрены две схемы каскадных синтезаторов частот на основе колец импульсной фазовой автоподстройки частоты, которые могут быть использованы для формирования сетки стабильных частот с равномерным шагом в радиоприемных и радиопередающих устройствах сверхвысокочастотного диапазона. Показан путь уменьшения уровня фазовых шумов в выходном сигнале синтезатора частот сверхвысокочастотного диапазона с малым шагом сетки частот и с узким диапазоном рабочих частот.

В возбудителях радиопередатчиков и гетеродинах радиоприемников сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона используются синтезаторы частот (СЧ) на базе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Основные требования к таким устройствам состоят в улучшении шумовых характеристик, уменьшении побочных гармонических составляющих и сокращении времени перестройки.

Синтезаторы частот с ФАПЧ широко известны в технической литературе [1, 2] и др. Эти устройства позволяют получить колебания с заданным шагом изменения частоты, при этом стабильность частоты выходного сигнала определяется прецизионным опорным кварцевым генератором. В СЧ частота выходного сигнала определяется частотой сигнала опорного генератора (ОГ), умноженной на целочисленный либо дробный коэффициент умножения системы ФАПЧ. Коэффициент умножения системы определяется коэффициентом приведения частоты выходного сигнала СЧ к частоте сравнения частотно-фазового детектора (ЧФД) [2], отнесенным к коэффициенту деления частоты сигнала ОГ. Значением коэффициента деления частотного делителя сигнала ОГ и величиной частоты сигнала ОГ, фактически, определяется частота сравнения ЧФД. При этом уровень фазовых шумов выходного сигнала СЧ в пределах полосы пропускания системы ФАПЧ определяется суммой шумов системы ФАПЧ (шумы ЧФД и делителей частоты) и фазовых шумов сигнала ОГ, умноженных на коэффициент умножения системы ФАПЧ [2, 3]. А за пределами полосы пропускания системы ФАПЧ уровень фазовых шумов определяется уровнем фазовых шумов сигнала генератора, управляемого напряжением (ГУН), который входит в состав СЧ [2] и является объектом управления системы ФАПЧ. Система ФАПЧ является фильтром нижних частот для фазовых шумов сигнала ОГ и фильтром верхних частот для фазовых шумов сигнала ГУН.

Очевидно, чем меньше уровень фазовых шумов сигнала ОГ, тем меньше уровень фазовых шумов выходного сигнала СЧ. (Здесь и далее речь идет об уровне фазовых шумов в пределах полосы пропускания системы ФАПЧ). Но в тоже время, чем меньше коэффициент умножения системы ФАПЧ, тем меньше уровень фазовых шумов выходного сигнала СЧ, при условии равенства уровня фазовых шумов опорных генераторов в обоих случаях. Таким образом, для уменьшения уровня фазовых шумов выходного сигнала СЧ необходимо использовать кварцевый ОГ, с частотой выходного сигнала, достаточной, чтобы реализовать систему ФАПЧ с небольшим коэффициентом умножения. Поскольку фазовые шумы сигнала ГУН в СВЧ диапазоне достаточно велики [3] и не удовлетворяют условиям ряда приложений, то, исходя из вышесказанного, целесообразно использовать систему ФАПЧ с широкой полосой пропускания. Иными словами, необходимо максимально возможно отфильтровать фазовые шумы сигнала ГУН.

При этом необходимо учитывать, что полоса пропускания системы ФАПЧ не должна превышать частоту сравнения ЧФД [2].

Широко известно, что для обеспечения необходимого уровня фазовых шумов в выходном сигнале с сохранением малого шага сетки частот, применяются различные варианты каскадных (тандемных) схем синтезаторов (например, патенты US 5128623, US 5656976, US 5859570, US 6483388, US 7084709, US 7250823). В таких каскадных схемах устройств СВЧ диапазона в первом каскаде в качестве источника опорного сигнала, как правило, используются либо перестраиваемый по частоте СЧ с ФАПЧ, либо цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС). В этом случае частота выходного сигнала первого каскада (опорного СЧ) выбирается ниже частоты выходного сигнала всего устройства. За счет того, что опорный СЧ может перестраиваться по частоте, реализуется требуемый шаг перестройки по частоте всего устройства. Использование в составе первого каскада СЧ с ФАПЧ традиционных управляемых напряжением LC-генераторов влечет за собой такой уровень фазовых шумов в выходном сигнале, который зачастую превышает допустимые значения. При использовании в качестве первого каскада ЦВС в выходном сигнале устройства возникают ложные сигналы, образующиеся в результате использования дробных коэффициентов деления, реализуемых на основе дельта-сигма модуляторов.

На рис. 1 представлена схема каскадного СЧ [4], где оба «фазовых детектора» обозначены как первый и второй частотно-фазовый детектор (ЧФД1 и ЧФД2), блок ОГ соединен с блоком делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) (что является традиционным решением приведения частоты выходного сигнала блока ОГ к требуемой частоте сравнения [2]). Также введена шина управления (ШУ), по которой от внешнего управляющего устройства поступают команды записи коэффициентов деления на все делители частоты каскадного СЧ. На рис. 1 введены следующие обозначения: ВУУ – внешнее управляющее устройство; первый и второй фильтры нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ2); первый и второй делители с переменным коэффициентом деления (ДПКД1 и ДПКД2); первый и второй генератор, управляемый напряжением (ГУН1 и ГУН2).

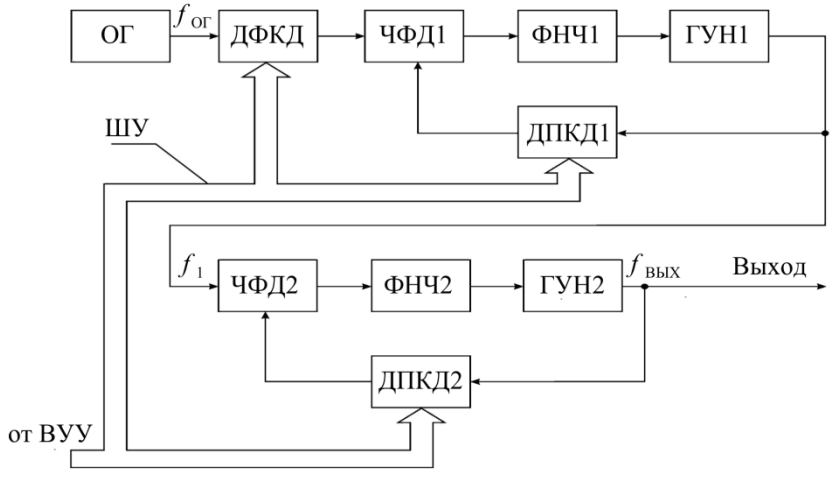


Рис. 1. Схема традиционного каскадного СЧ

В момент включения питания каскадного СЧ по ШУ от ВУУ в блоки ДФКД, ДПКД1 и ДПКД2 поступают кодограммы записи коэффициентов деления соответственно R, N_1 и N_2. Частота $f_{ОГ}$ выходного сигнала ОГ делится на коэффициент деле-

ния R в ДФКД, далее сигнал с частотой $f_{ОГ}/R$ подается на первый вход ЧФД1, задавая при этом частоту сравнения ЧФД1 и, соответственно, шаг сетки частот первого каскада СЧ $\Delta f = f_{ОГ}/R$. На второй вход ЧФД1 подается сигнал с ДПКД1, частота которого определяется частотой f_1 выходного сигнала ГУН1, поделенной на N_1 в ДПКД1, то есть f_1/N_1. Далее в ЧФД1 происходит сравнение частот $f_{ОГ}/R$ и f_1/N_1 и вырабатывается сигнал ошибки, который через ФНЧ1 поступает на управляющий вход ГУН1, изменяя частоту f_1 сигнала ГУН1 до тех пор, пока не выполнится условие $f_{ОГ}/R = f_1/N_1$. После выполнения данного условия выходной сигнал с ЧФД1 перестает меняться, и напряжение управления на управляющем входе ГУН1 остается постоянным, фиксируя частоту выходного сигнала ГУН1.

Таким образом, выходная частота сигнала ГУН1 определяется выражением: $f_1 = f_{ОГ}N_1/R$. Изменяя коэффициент деления N_1 можно изменять частоту выходного сигнала ГУН1 с шагом Δf.

Далее, на первый вход блока ЧФД2 подается сигнал с частотой f_1 от ГУН1, а на второй вход ЧФД2 поступает сигнал от ГУН2, частота которого делится на коэффициент N_2 в ДПКД2. Аналогично с первым каскадом, происходит сравнение частот f_1 и $f_{ВЫХ}/N_2$ и вырабатывается сигнал ошибки, который через ФНЧ2 поступает на управляющий вход ГУН2, изменяя частоту его выходного сигнала до тех пор, пока не выполнится условие $f_1 = f_{ВЫХ}/N_2$. Выходной сигнал ГУН2 является выходным сигналом всего устройства.

Полоса пропускания ФНЧ1 определяет полосу пропускания первого каскада СЧ, а полоса пропускания ФНЧ2 определяет полосу пропускания второго каскада СЧ. При этом полоса пропускания ФНЧ1 выбирается такой, чтобы уровень фазовых шумов выходного сигнала ГУН1 в пределах полосы пропускания определялся фазовыми шумами ОГ, а за пределами полосы пропускания уровень фазовых шумов не увеличивался бы за счет фазовых шумов ЧФД1. Полоса пропускания ФНЧ2 выбирается максимально возможной, чтобы отфильтровать фазовые шумы высокочастотного сигнала блока ГУН2.

Таким образом, за счет изменения частоты f_1 выходного сигнала первого каскада СЧ реализуется необходимый шаг сетки частот при сохранении широкой полосы пропускания второго каскада СЧ.

В этой схеме каскадного СЧ уровень фазовых шумов сигнала первого каскада определяет уровень фазовых шумов в выходном сигнале всего устройства. Применение в первом каскаде СЧ генератора, управляемого напряжением, на низкодобротных перестраиваемых LC-контурах влечет за собой увеличение уровня фазовых шумов в выходном сигнале первого каскада СЧ [3] и, следовательно, в выходном сигнале всего устройства. Это является существенным недостатком рассмотренной схемы каскадного СЧ.

Задача, на решение которой направлена данная работа, заключается в улучшении спектральных характеристик каскадного синтезатора частот СВЧ диапазона. При этом ожидаемый технический результат должен состоять в уменьшении уровня фазовых шумов в выходном сигнале синтезатора частот СВЧ диапазона с малым шагом сетки частот и с узким диапазоном рабочих частот. Поэтому для решения поставленной задачи в схему каскадного СЧ введены: буферный усилитель (БУ), вход которого соединен с выходом ГУН2, а выход является выходом устройства; блок коммутатора (БК), выход

которого соединен с сигнальным входом ДПКД1 и с первым входом ЧФД2; M управляемых кварцевых генераторов (УКГ), входы которых объединены между собой и соединены с выходом ФНЧ1, а выходы соединены с соответствующими сигнальными входами БК, управляющие входы которого посредством ШУ соединены с ВУУ. При этом управляемые кварцевые генераторы выполнены с возможностью подстройки частоты выходного сигнала в узком рабочем диапазоне. Эта схема каскадного СЧ приведена на рис. 2.

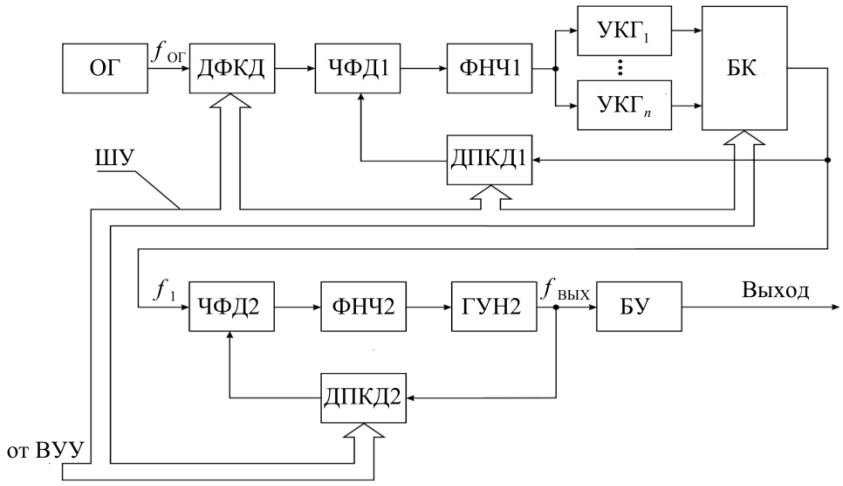


Рис. 2. Схема каскадного СЧ с уменьшенным уровнем фазовых шумов

Схема устройства работает следующим образом. В момент включения по ШУ от ВУУ в блоки ДФКД, ДПКД1 и ДПКД2 поступают кодограммы записи коэффициентов деления соответственно R, N_1 и N_2. После чего частота $f_{ОГ}$ выходного сигнала ОГ делится на коэффициент деления R в ДФКД и далее сигнал с частотой $f_{ОГ}/R$ подается на первый вход ЧФД1, задавая при этом частоту сравнения ЧФД1. На второй вход ЧФД1 подается сигнал с ДПКД1, частота которого определяется поделенной на N_1 в ДПКД1 частотой выходного сигнала n-го блока $УКГ_n$ (где n=1,…, M), выбранного посредством коммутации в БК. При этом, частота выходного сигнала блока $УКГ_n$ определяется выражением:

$$f_1 = f + (n-1)\Delta f_1,$$

где f – нижняя частота диапазона рабочих частот первого каскада устройства; Δf_1 – шаг сетки частот первого каскада устройства.

Далее в ЧФД1 происходит сравнение частот $f_{ОГ}/R$ и f_1/N_1, по результату которого вырабатывается сигнал ошибки, который через ФНЧ1 поступает на управляющий вход $УКГ_n$, подстраивая частоту его сигнала f_1 до тех пор, пока не выполнится условие $f_{ОГ}/R = f_1/N_1$. После выполнения данного условия выходной сигнал с ЧФД1 перестает меняться, и напряжение управления на управляющем входе $УКГ_n$ остается постоянным, фиксируя частоту выходного сигнала $УКГ_n$.

Далее сигнал с частотой f_1 с выхода БК подается на первый вход ЧФД2, на второй вход которого поступает сигнал от ГУН2, частота которого делится на коэффици-

ент N_2 в ДПКД2. Аналогично с первым каскадом, происходит сравнение частот f_1 и $f_{\text{ВЫХ}}/N_2$ вырабатывается сигнал ошибки, который через ФНЧ2 поступает на управляющий вход ГУН2, изменяя частоту его выходного сигнала до тех пор, пока не выполнится условие $f_1 = f_{\text{ВЫХ}}/N_2$. С выхода ГУН2 высокочастотный сигнал поступает на вход БУ, где он усиливается, а затем подается на выход устройства. Так как $f_1 = f + (n-1)\Delta f_1$, выходная частота определяется выражениями $f_{\text{ВЫХ}} = [f + (n-1)\cdot\Delta f_1]\cdot N_2$ или $f_{\text{ВЫХ}} = f \cdot N_2 + (n-1)\cdot\Delta f_1 \cdot N_2$.

Из последнего выражения видно, что изменять выходную частоту можно не меняя коэффициент N_2, а изменяя значение n.

Итак, если требуемый шаг перестройки по частоте устройства обозначен Δf_0 то выбрав Δf_1 таким, что $\Delta f_1 = \Delta f_0 / N_2$ можно реализовать сколь угодно малый шаг перестройки по частоте, изменяя n то есть выбирая соответствующий УКГ$_n$ посредством коммутации в БК по сигналу управления от ВУУ. При этом уровень фазовых шумов выходного сигнала первого каскада будет существенно ниже, по сравнению со схемой на рис. 1, ввиду использования высокодобротных управляемых кварцевых генераторов с малой перестройкой по частоте. Следовательно, уровень фазовых шумов выходного сигнала всего устройства будет ниже, чем у схемы СЧ на рис. 1.

Таким образом, можно реализовать синтезатор частот СВЧ диапазона с уменьшенным уровнем фазовых шумов в выходном сигнале с малым шагом сетки частот и с узким диапазоном рабочих частот.

Список литературы

1. Манассевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование. Пер. с англ. В. А. Повзнера; под ред. А. С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.

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

3. Лисон Д. Б. Простая модель спектра шума генератора с обратной связью // ТНИИЭР. – 1966. – Т. 54. – № 1. – С. 251–253.

4. Per Birger Mikael Hammer. Nested Loop Radio Frequency Synthesizers. A dissertation submitted in partial fulfilment of the requirements of the degree of Dr. Ing. // Department of Telecommunications Norwegian University of Science and Technology 2002.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM

А. О. Пукса, Д. А. Корнеев (научный руководитель)

Омский государственный технический университет
644050, г. Омск, пр. Мира 11
E-Mail: puxartem@gmail.com

Рассматриваются способы понижения сигналов с OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов). Рассмотрены способы с управлением сигнала с мягким и жёстким клиппированием, с компенсацией пиков огибающей за счёт резервирования части поднесущих частот, с адаптивным управлением сигнала, алгоритм Peak Reduction by Tone Reservation, также способ с использованием кодов.

Заявка на выдачу патента на изобретение первого метода реализации OFDM технологии, была подана в ноябре 1966 года Робертом Чэнгом. В 1970 году им был получен патент. Но широкое распространение данная технология получила относительно недавно.

Несмотря на все недостатки, данная технология OFDM является отличным решением для архитектур современных сетей, работающих в условиях мегаполиса.

В настоящие время технология OFDM используется в следующих стандартах связи [2]:

1. ADSL (проводная передача данных);
2. DVB-C2, улучшенная версия цифрового кабельного телевидения стандарта DVB-C;
3. Беспроводные системы связи стандарты IEEE 802.11 и HIPERLAN/2;
4. Наземные системы цифрового телевидения DVB-T, DVB-T2 и ISDB-T;
5. Наземные системы мобильного телевидения DVB-H, DVB-T2, T-DMB, ISDB-T и MediaFLO;
6. Система цифрового радиовещания DRM;
7. Беспроводные системы связи стандарта Flash-OFDM, LTE, IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20, IEEE 802.16e (Mobile WiMAX) and WiBro;

Одним из главных недостатков OFDM систем является высокий пик-фактор передаваемых сигналов. Он возникает из-за того, что OFDM сигнал состоит из большого числа независимо модулированных по амплитуде и фазе гармоник. При их когерентном (или квазикогерентном) сложении возникают "пики" огибающей, которые характеризуются величиной PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), т.е. отношения пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Данный эффект, если с ним не бороться, требует увеличения динамического диапазона устройств АЦП, ЦАП и выходного усилителя мощности. Это приводит к их неоправданному усложнению, а значит, увеличению стоимости аппаратуры в целом. PAPR является основным параметром, определяющим уровень межканальных помех. Для систем OFDM это самый уязвимый показатель. Поэтому эффективное решение проблемы уменьшения PAPR позволит значительно расширить область практического применения OFDM технологии в сотовых системах связи и облегчить их сосуществование с другими технологиями.

Для снижения пик-фактора сигналов с OFDM предложено множество методов, которые можно условно разделить на три класса: методы, основанные на блочном кодировании, методы, основанные на амплитудном ограничении (клиппирование, компандирование) сигналов, и вероятностные методы.

– Описание кодов для снижения пик-фактора сигналов с OFDM.

На этапе анализа сигналов с OFDM определяются возможные значения пик-фактора и количество сигналов с пик-фактором, не превышающим заданный, и на ос-

нове этих данных формулируются требования к коду по вводимой избыточности. Например, если только четверть всех кодовых слов обладает пик-фактором, не превышающим заданный, то для построения кода потребуется избыточность в два бита.

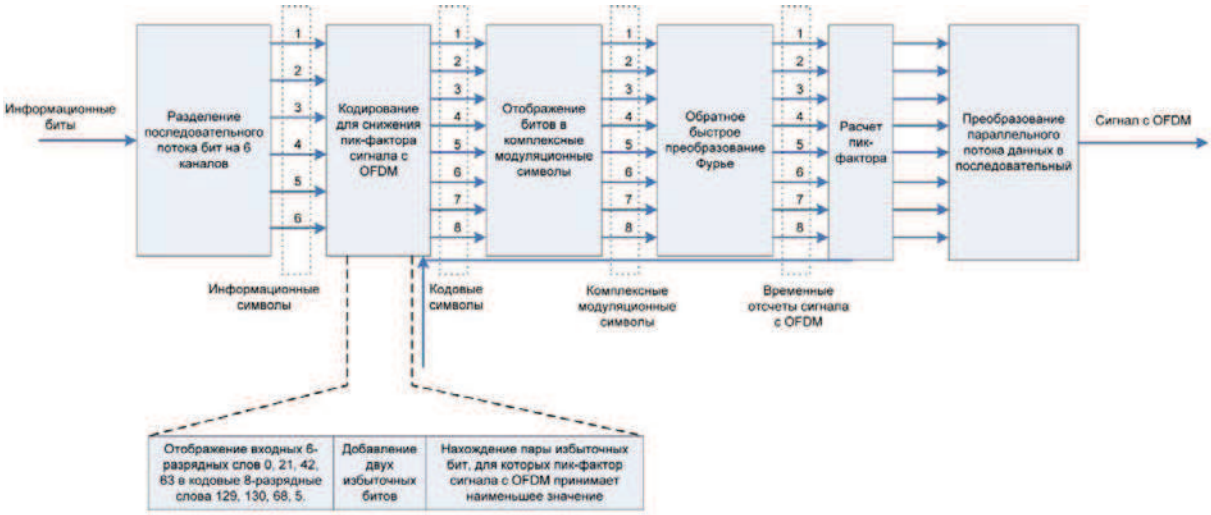


Рис. 1. Структурная схема системы с сигналами OFDM и кодером для снижения пик-фактора

– Управления выходным сигналом, предусматривающий применение мягкого или жесткого клипирования (Clipping).

Суть этого способа заключается в нелинейном ограничении вещественного OFDM сигнала на некотором заданном уровне с помощью специального ограничителя или усилителя мощности с характеристикой насыщения. Структурная схема для данного метода представлена на рис. 2.

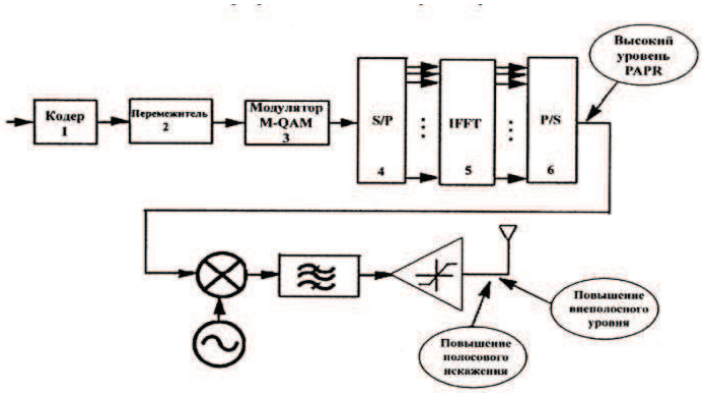


Рис. 2. Схема для управления выходным сигналом, предусматривающий применение мягкого или жесткого клипирования

Однако при этом возникает нарушение ортогональности между сигналами поднесущих (взаимная интерференция каналов). Это приводит к энергетическим потерям порядка 0,25 dB (при снижении PAPR до 6 dB). Так же повышается уровень внеполосного излучения на 8...10 dB. В результате чего требуются дополнительные меры по фильтрации сигнала.

– Компенсация пиков огибающей за счет резервирования части поднесущих частот.

Сигнал с выхода блока IFTT подвергают специальной итеративной обработке. Из сигнала в моменты, соответствующие большим значениям PARP, вычитают уменьшен-

ные (промасштабированные) копии пиков, которые формируются из того же OFDM сигнала специальной фильтровой схемой. Компенсация производится до требуемого уровня PARP. Характерно, что при точной реализации этот способ не приводит к расширению спектра сигнала и нелинейным искажениям сигнала (нарушению ортогональности поднесущих). Это оказывается возможным благодаря тому, что компенсирующий сигнал формируют из той части ортогональных поднесущих, которые не участвуют в передаче информации. Их специально резервируют для управления пик-фактором.

– Алгоритм Peak Reduction by Tone Reservation для среднеквадратического критерия качества и фиксированного набора резервируемых поднесущих.

Алгоритм, основанный на компенсации пиков, используется в проекте международного стандарта OFDMA PHY Proposal for the 802.16.3 PRY Layer, 2001/01/18. Структурная схема алгоритма такого типа приведена на рисунке 3.

Данный способ, использует идеи клипирования и оптимального управления пиковой мощностью через поднесущие, однако, вместо резервирования и управления отдельными поднесущими, как предусмотрено в [8], в заявляемом способе формируют и подают оптимальное управление на все информационные и внеполосные поднесущие, за счет чего достигается высокая степень эффективности управления по всем перечисленным выше показателям качества и одновременно появляется возможность учитывать негативное влияние интерполяции на пик-фактор выходного сигнала. Чтобы добиться желаемого результата, в каждый модулирующий символ сигнала аддитивно замешивают управление, которое минимизирует PAPR сигнала, но при этом приводит лишь к незначительному контролируемому искажению передаваемой информации. Оптимизация управления производится по смешанному среднеквадратичекому критерию, при котором одновременно минимизируются PAPR и величина вносимых искажений.

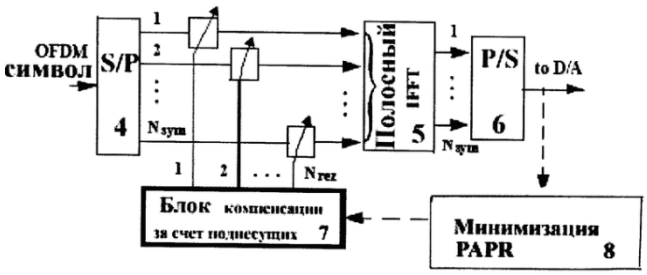


Рис. 3. Структурная схема алгоритма Peak Reduction by Tone Reservation

Управление сигналом по указанному критерию осуществляется в расширенной спектральной области $[0, F_0]$, которая включает в себя базовую полосу частот OFDM сигнала $[0, F_{max})$ и область внеполосного излучения OBR $[F_{max}, F_0]$, где $F_0 = k_{int}F_{max}$. Коэффициент $к_{int} = 3...4$ учитывает влияние интерполяции сигнала в ЦАП на увеличение PAPR. Такой способ управления имеет структуру оптимального регулятора, в котором в качестве опорных сигналов используются клипированные (в вещественной области) сигналы поднесущих.

– Способ адаптивного управления пик-фактором сигнала.

В каждый модулирующий символ сигнала аддитивно замешивают управление, которое минимизирует пики огибающей (PAPR), вырабатывают опорные сигналы и оптимально управляют пиковой мощностью через поднесущие, выполняют интерполяцию выходного OFDM символа за пределы базовой полосы, после чего оптимальные управления подают сразу на все информационные и внеполосные поднесущие, которые затем подвергают цифровой фильтрации в частотной области, преобразуют с помощью об-

ратного дискретного преобразования Фурье во временные отсчеты, которые используют для выработки опорных сигналов и оптимальных управлений по смешанному среднеквадратическому критерию, минимизируя одновременно пик-фактор сигнала и искажения модулирующих символов. Структурная схема отображена на рис. 4.

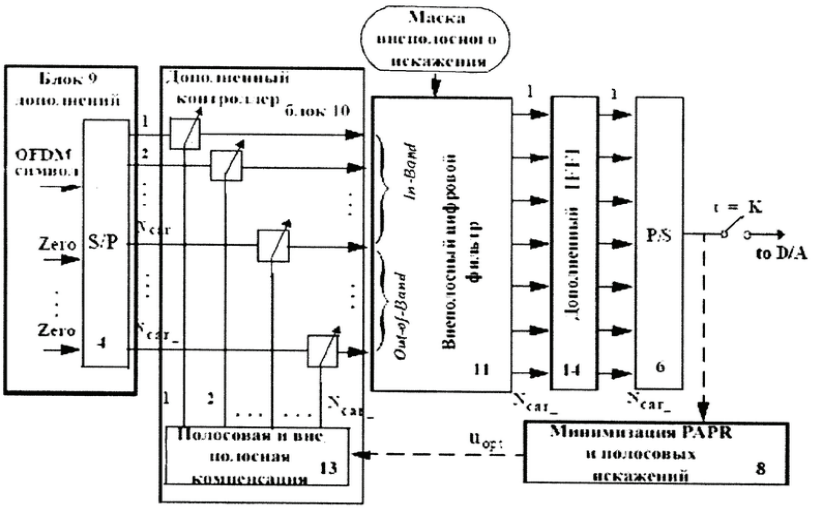


Рис. 4. Структурная схема

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ УВОДЯЩЕЙ ПОМЕХИ

В. В. Семёнов, В. А. Рубленко, В. А. Вяхирев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: semenov_vetal_1992@mail.ru

Приводится анализ существующих алгоритмов адаптации к уводящим по дальности помехам по возможности их технической реализации.

На сегодняшний день в современных радиолокационных станциях наибольшее распространение получили широкополосные сигналы (ШС). Но не смотря на большой интерес, адекватных, а самое главное технически реализуемых алгоритмов по обработке широкополосных сигналов при наличии структуроподобных помех практически нет. В большинстве имеющихся материалов обработка ШС сводятся к преобразованию сложного сигнала в простой [1]. Также не нашли должного отражения в литературе алгоритмы измерения времени запаздывания широкополосного сигнала при наличии такой же помехи, имеющей различия только во временном сдвиге меньше длительности элемента релеевского разрешения по дальности, т. е. уводящей по дальности помехи. Воздействие уводящих помех по дальности (УП), представляющих собой ответные активные помехи, применение которых приводит к перегрузке устройств обработки информации РЛС и срыву сопровождения целей [2].

По этим причинам возникает задачи исследования существующих алгоритмов по критерию минимума среднеквадратической ошибки измерения времени запаздывания широкополосного сигнала при воздействии уводящей по дальности помехи.

Проведя патентный поиск, было выяснено, что наибольшее распространение получили два алгоритма адаптивной обработки для решения выбранной задачи. Первым методом является так называемый LMS-алгоритм [3] адаптивной фильтрации

$$Z(t_з)=\int_{-\infty}^{\infty}\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}(t)\mathbf{\Phi}_{\mathrm{п}}^{-1*}\mathbf{X}^{*}(t,t_з)dt, \qquad (1)$$

где $\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}(t)$ – вектор-столбец аддитивной смеси входных сигналов, преобразующий одноканальную обработку в многоканальную; Т – знак показывающий транспонирование вектора столбца; $\mathbf{\Phi}_{\mathrm{п}}^{-1*}$ – обратная корреляционная матрица помех; $\mathbf{X}^{*}(t,t_з)$ – вектор-столбец ожидаемого распределения сигнала.

Несмотря на потенциальные преимущества данного алгоритма [3] основная сложность его решения заключается в вычисление обратной корреляционной матрицы сигналов, что представляет собой трудоемкую задачу при существенном перекрытии полезного и помехового сигналов [4]. Поэтому наибольшее распространение в литературе получил технически реализуемый алгоритм оценочно-корреляционно-компенсационной обработки сигналов [5]:

$$\tilde{y}_t=\hat{S}_t+\hat{V}_{1t}-\hat{V}_{0t}+\tilde{\xi}_t, \qquad (2)$$

где $\hat{S}_t$ – оценка сигнала на выходе согласованного фильтра сигнала при условии отсутствия помехи; $\hat{V}_{1t}$, $\hat{V}_{0t}$ – оценки помехи на выходе согласованного фильтра помехи при

наличии и отсутствии сигнала; $\tilde{\xi}_t$ – обновляющий процесс, статистически не отличимый от гауссовского шума; $\tilde{y}_t$ – процесс на выходе обеляющего фильтра (ОБФ), фактически осуществляющего адаптивную к помехе обработку сигналов.

В работе [6] приводится структурная схема реализации данного алгоритма в обнаружителе сигналов.

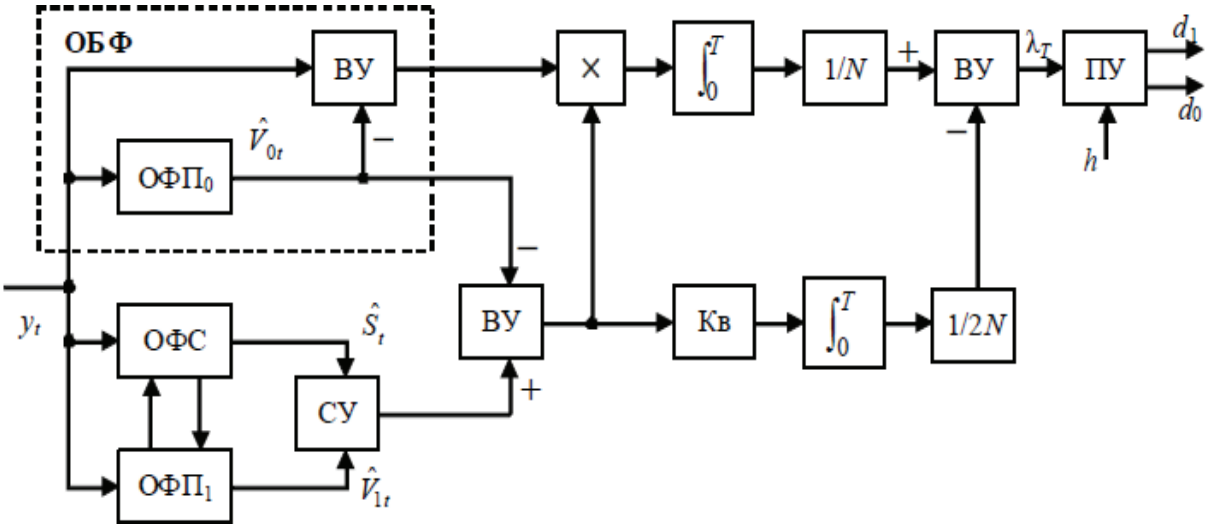


Рис. 1. Структурная схема оптимального оценочно-корреляционного-компенсационного обнаружителя с обеляющим фильтром

Здесь ОФС, ОФП$_1$, ОФП$_0$ – оптимальные фильтры сигнала и помехи при наличии и отсутствии сигнала, СУ – суммирующее устройство, ВУ – вычитающее устройство, Кв – устройство возведения в квадрат, ПУ – пороговое устройство, d_0 и d_1 – принимаемые решения по обнаружению сигнала.

В табл. 1 приведён сравнительный анализ оценки времени запаздывания алгоритма 2, где П – помеха (2,5; 25; величины амплитуд), СФ – согласованный фильтр оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма.

Таблица 1

Сравнительный анализ оценок времени запаздывания

Параметр	Сигнал на выходе СФ без помех	Сигнал+шум на выходе СФ	Сигнал+П(2,5)+шум на выходе СФ	Сигнал+П (25)+шум на выходе СФ
Среднее значение отсчёта, показывающего максимальное значение	1012	1012,1	1012,2	1012
Отношение сигнал/шум на выходе обеляющего фильтра	12,008	12,008	12,008	12,008

Вычисление q^2 (отношения сигнал/шум):

$$q^2 = \frac{U^2(c)}{U^2(n)} = \frac{(2{,}54)^2}{0{,}73^2} = 12{,}008, \qquad (3)$$

где $U^2(c)$ – среднее значение мощности полезного сигнала; $U^2(n)$ – среднее значение мощности помехи на выходе обеляющего фильтра.

Таким образом по результатам моделирования алгоритм 2 фактически является не смещенным алгоритмом оценки времени запаздывания при наличии уводящей по дальности помехи.

Список литературы

1. Слока, В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов / В. К. Слока. – М.: Сов. радио, 1970. – 256 с.

2. Защита от радиопомех / Под ред. М. В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.

3. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. - М.: Техносфера, 2013. – 528 с.

4. Гершман, А. Б. Робастные адаптивные антенные решётки / А. Б. Гершман // Антенны. – 2000. – № 2. – С. 5–16.

5. Сосулин, Ю. Г. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех / Ю. Г. Сосулин, В. В. Костров, Ю. Н. Паршин. – М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.

6. Костров, В. В. Компенсация помех в радиотехнических системах: оценочно-корреляционный подход / В. В. Костров // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 1. – С. 21–34.

РЕАЛИЗАЦИЯ ФАПЧ ДЛЯ WI-FI 802.11B НА ПЛИС

М. И. Спажакин, А. Б. Токарев (научный руководитель), П. П. Чураков

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: spazhakinmi@rambler.ru

Рассмотрена реализация системы фазовой автоподстройки частоты на ПЛИС. Приведена структурная схема системы в целом, а так же ее основных блоков. Дано описание работы системы фазовой автоподстройки частоты. Представлен набор характерных параметров системы.

Разработанная система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) предназначена для подстройки частоты при приеме широкополосных сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией. Схема осуществляет частотную коррекцию при приеме цифрового стандарта связи 802.11b по N-символам преамбулы с DBPSK модуляцией.

Разработанная ФАПЧ обладает следующими отличительными особенностями:

- принимает одно решение о частотном рассогласовании на пакет [1] без использования постоянного слежения [2], что повышает устойчивость работы схемы;
- не требует скорости следования данных, кратной символьной скорости, при этом осуществляется грубая подстройка частоты с точностью не хуже 20 кГц, что является допустимым для приема символов с более сложными видами модуляции, такими как DQPSK, CCK [1, 3, 4];
- не требует введения вычислительных блоков на тактовой частоте, равной скорости расширяющей последовательности, что обеспечивает простоту конструкции ФАПЧ – основные вычислительные блоки работают на сниженной частоте, соответствующей скорости следования символов;
- позволяет значительно снизить потребляемую устройством мощность при реализации на ПЛИС за счет расчета ошибки на сниженной тактовой частоте.

На рис. 1 представлена структурная схема петли фазовой автоподстройки частоты, которая работает следующим образом: на вход согласованного с последовательностью Баркера фильтра (СФ) подаются комплексные данные – принятый сигнал Wi-Fi 802.11b после переноса на нулевую частоту. Для корректного срабатывания СФ необходимо, чтобы частота дискретизации входных комплексных данных превышала символьную скорость в 2 и более раз (речь не идет о кратности), т. е. для 802.11b составляла не менее 22 МГц. В текущей разработке, в силу конструктивных особенностей, тактовая частота, на которой работают согласованные с последовательностью Баркера фильтры, составляет 25.6 МГц.

Сигнал с выхода СФ подается на блок вычисления модуля и фазы комплексной огибающей Cordic. Модуль комплексной огибающей с выхода Cordic подается на блок синхронизации, который представляет собой пиковый детектор и пороговую схему управления. Структурная схема такого устройства представлена на рис. 2; его блоки работают на высокой тактовой частоте – не менее 22 МГц (F1 на рис. 1). С помощью умножения на константы (xC1, xC2) подбирается время нарастания фронта и спада.

На выходе блока синхронизации присутствуют тактовые импульсы, соответствующие моментам времени, в которые необходимо производить оценку фазы для демодуляции сигнала. Оценка фазы подается на декодер DBPSK, на выходе которого присутствуют двоичные демодулированные данные – символы преамбулы. Демодулированные данные поступают на схему управления, которая включает коррелятор на N первых символов преамбулы.

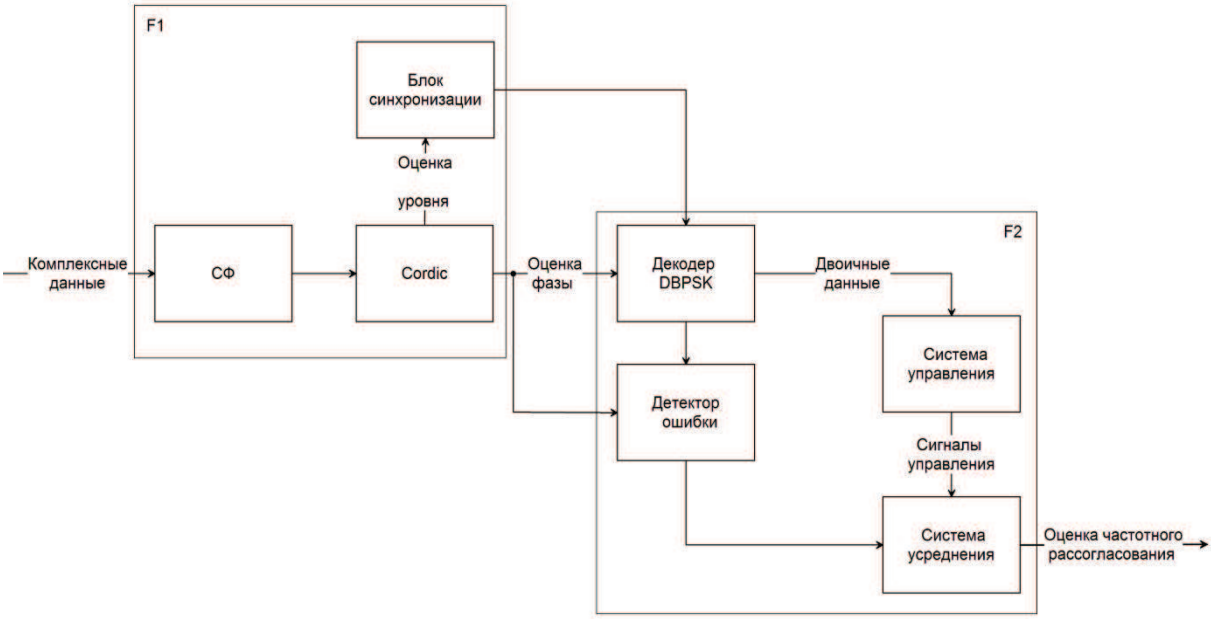


Рис. 1. Структурная схема ФАПЧ

Рис. 2. Структурная схема пикового детектора

Коррелятор работает на тактовой частоте, соответствующей символьной скорости, а не на высокой частоте. Схема управления формирует управляющие сигналы для системы усреднения. Для формирования сигнала ошибки используется детектор ошибки. Структурная схема детектора ошибки представлена на рис. 3. На вход детектора подаются как демодулированные данные, так и соответствующие им оценки фазы. На выходе детектора присутствует оценка частотного рассогласования в виде числа со знаком. На вход системы усреднения подается оценка частотного рассогласования, система управления формирует управляющий сигнал, по которому принимается решение о коррекции частотного сдвига. Описанные выше блоки работают на сниженной тактовой частоте, соответствующей символьной скорости преамбулы.

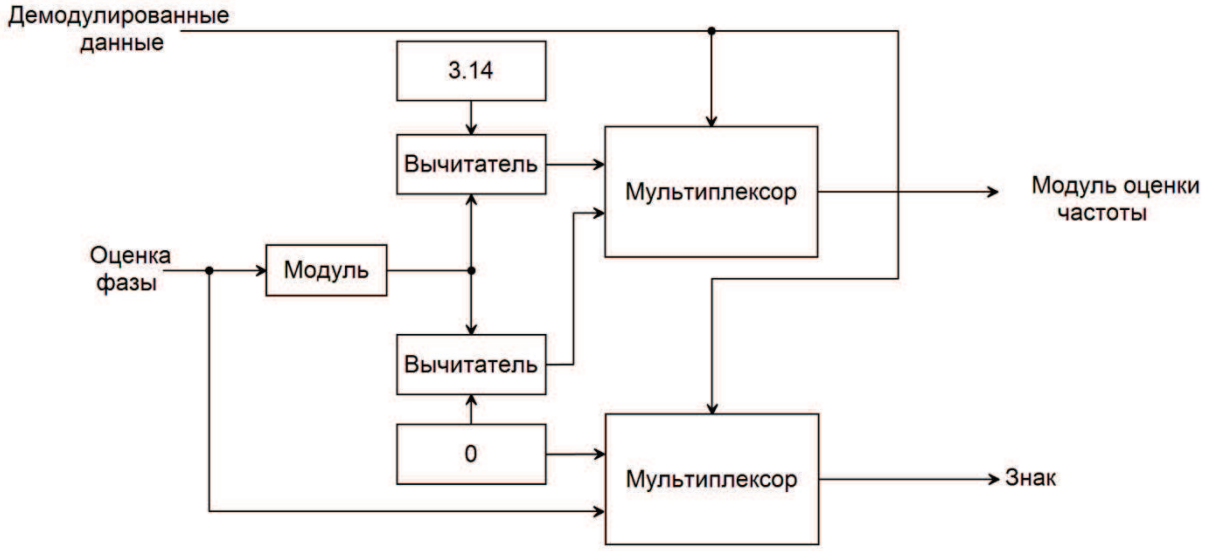


Рис. 3. Детектор ошибки

Разработанная система ФАПЧ при выборе времени усреднения порядка 40 символов преамбулы обеспечивает полосу захвата около 500 кГц (±250 кГц) и точность настройки около 20 кГц, что достаточно для уверенного приема CCK [3, 4]. Система коррекции частоты обеспечивает компромиссное решение между точностью оценки частотного рассогласования (около 20 кГц), простоту реализации (работа блоков оценки частотного сдвига на сниженной тактовой частоте) а так же способность работы системы на частоте дискретизации не кратной символьной скорости стандарта.

Список литературы

1. Патент США. US № 7889782 B2. JOINT DE-SPREADING AND FREQUENCY CORRECTION USING A CORRELATOR/ R.M. Gorday, J.Ivonnet; 15.02.2011.

2. Kaiyu Wang, Zhiming Song, Xianwei Qi, Qingxin Yan, Zhenan Tang. FPGA-Based Implementation of All-Digital QPSK Carrier Recovery Loop Combining Costas Loop and Maximum Likelihood Frequency Estimator // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Reconfigurable Computing Volume 2014, Article ID 502942, 15 pages.

3. IEEE Std. 802.11b, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, 2007.

4. Воробьев К. А. Особенности декодирования комплементарных кодов // Телекоммуникация и транспорт. – 2011. – № 11. – С. 11–12.

ЗАВИСИМОСТЬ КСВ МОЩНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ НАГРУЗКИ С ЖИДКОСТНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОГЛОТИТЕЛЯ

К. Е. Есауленко, А. В. Чебанов, М. А. Степанов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
e-mail: kira13104@mail.ru

Исследована зависимость КСВ мощной волноводной нагрузки с жидкостным заполнением от температуры поглотителя. Проведено моделирование нагрузки в среде CST Microwave studio. Показано, что с ростом температуры поглотителя, КСВ нагрузки возрастает.

Нагрузки с жидкостным заполнением являются простым и эффективным средством для поглощения и измерения больших уровней мощности генераторов СВЧ. Они представляют собой отрезок волновода, в который помещен конический сосуд из диэлектрика с малыми потерями. Этот сосуд заполняется жидкостью. Энергия СВЧ поглощается жидкостью и вызывает повышение её температуры. В качестве жидкости, чаще всего, используется вода, которая совместно с сосудом и образует поглотитель. Сосуды же, как правило, изготавливают из стекла или фторопласта.

Одним из важнейших электрических параметров нагрузки является коэффициент стоячей волны (КСВ) и диапазон частот, при котором задается требуемое значение КСВ. Другим важным параметром является максимальная рассеиваемая мощность в этой нагрузке. Для нагрузок большой мощности необходимо задавать как среднее, так и импульсное значение мощности.

Значение КСВ определяется выражением:

$$KCB = \frac{1}{th\left(\frac{A}{8.68}\right)},$$

где

$$A = \frac{8.68 \cdot \pi \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot tg\left(\delta\right)}{\lambda}, \text{ (дБ/м)},$$

A – затухание в жидкости; ε – диэлектрическая проницаемость жидкости; $tg\left(\delta\right)$ – тангенс угла диэлектрических потерь; λ – длина волны.

Для хорошего согласования нагрузки необходимо, чтобы в этой нагрузке не образовывалась стоячая волна. Для этого СВЧ мощность должна поглощаться постепенно и полностью.

На рис. 1 показан эскиз жидкостной нагрузки, рассматриваемой в этой работе.

Как видно, сосуд с жидкостью пролегает практически через весь отрезок волновода, что обеспечивает хорошее поглощение мощности. Оптимальный угол наклона этого сосуда определялся экспериментально.

В работе [1] приведены таблицы, где показаны зависимости диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь воды и этиленгликоля от частоты и температуры.

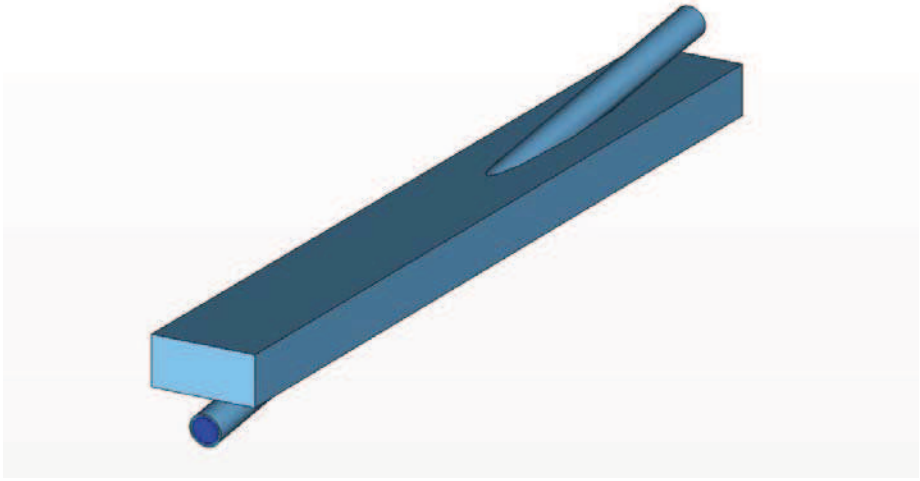


Рис. 1. Эскиз жидкостной нагрузки

Таблица 1

	Вода								
T, °C	f, Гц	$1*10^5$	$1*10^6$	$1*10^7$	$1*10^8$	$3*10^8$	$3*10^9$	$1*10^{10}$	$2.5*10^{10}$
1.5	εr	87	87	87	87	86.5	80.5	38	15
	tg δ	0.19	0.019	0.002	0.007	0.032	0.31	1.03	0.425
5	εr	-	85.5	-	-	85.2	80.2	41	17.5
	tg δ	-	0.022	-	-	0.0273	0.275	0.95	0.395
15	εr	-	81.7	-	-	81	78.8	49	25
	tg δ	-	0.031	-	-	0.021	0.205	0.7	0.33
25	εr	78.2	78.2	78.2	78	77.5	76.7	55	34
	tg δ	0.4	0.04	0.0046	0.005	0.016	0.15	0.54	0.26
35	εr	-	74.8	-	-	74	74	58	41
	tg δ	-	0.0485	-	-	0.0125	0.127	0.44	0.215
45	εr	-	71.5	-	-	71	70.7	59	46
	tg δ	-	0.059	-	-	0.0105	0.106	0.4	0.275
55	εr	-	68.2	-	-	68	67.5	60	49
	tg δ	-	0.072	-	-	0.0092	0.089	0.36	0.245
65	εr	-	64.8	-	-	64.5	64	59	50.5
	tg δ	-	0.0865	-	-	0.0084	0.0765	0.32	0.125
75	εr	-	61.5	-	-	61	60.5	57	51.5
	tg δ	-	0.103	-	-	0.0077	0.066	0.28	0.105
85	εr	58	58	58	58	57	56.5	54	
	tg δ	1.24	0.124	0.0125	0.003	0.0073	0.0547	0.26	
95	εr	-	55	-	-	52	52		
	tg δ	-	0.143	-	-	0.007	0.047		
	Этиленгликоль								
T, °C	f, Гц	$1*10^4$	$1*10^5$	$1*10^6$	$1*10^7$	$1*10^8$	$3*10^8$	$3*10^9$	$1*10^{10}$
25	εr	42	41	41	41	41	39	12	7
	tg δ	3	0.3	0.03	0.008	0.045	0.16	1	0.78

Выбор и расчет характеристик волновода

Волновод, по которому распространяется электромагнитная волна, представляет собой металлическую трубу прямоугольного или круглого сечения. Волноводы характеризуются поперечными размерами (a – ширина, b – высота для прямоугольного волновода).

В данной работе проведем исследования в диапазоне частот от 2.5 ГГц до 3.5 ГГц. Данный диапазон частот выбран с целью наглядно показать изменение зави-

симости КСВ нагрузки от температуры поглотителя, при изменении этой температуры в широких пределах (от 1,5 до 95 градусов). Размеры волновода определяются из неравенства:

$$\frac{\lambda_{\max}}{2} < a < \lambda_{\min}, \qquad b < \frac{\lambda_{\min}}{2},$$

где $\lambda_{\max}$ – максимальная длина волны; $\lambda_{\min}$ – минимальная длина волны.

$$\lambda_{\max} = \frac{c}{f_{\min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.5 \cdot 10^9} = 0.12\,(\text{м});$$

$$\lambda_{\min} = \frac{c}{f_{\max}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3.5 \cdot 10^9} = 0.085\,(\text{м});$$

$$0.06 < a < 0.085 \qquad b < 0.0425.$$

Из стандартного ряда прямоугольных волноводов [2], ближайший по размерам является волновод сечением 72*34 мм.

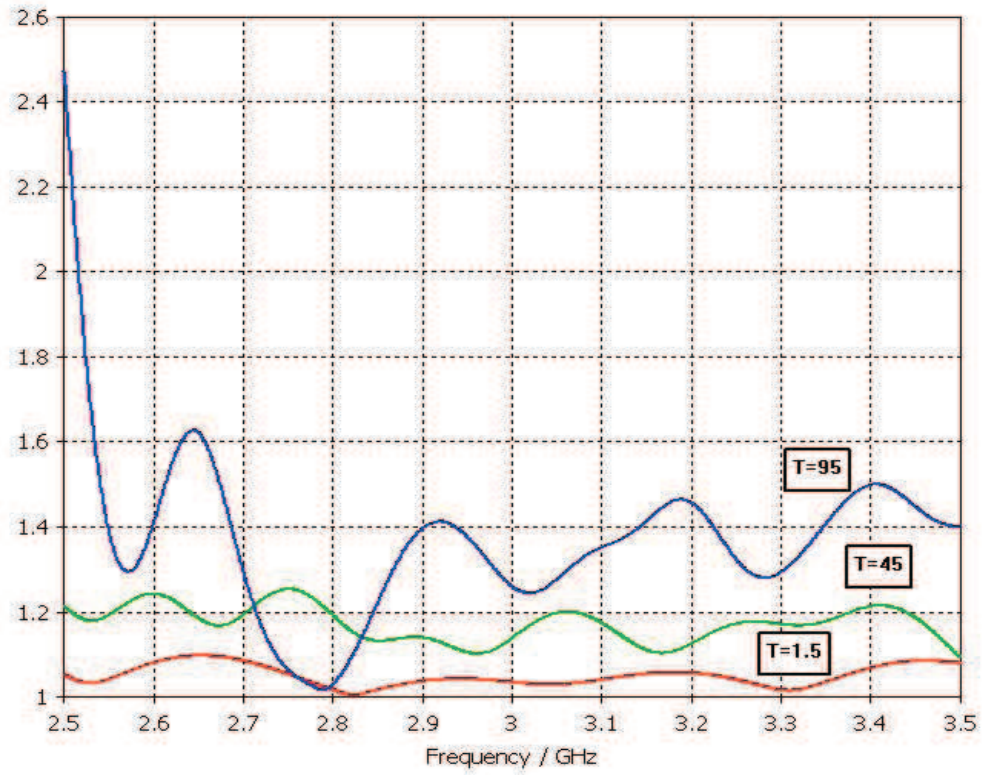


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ при разных температурах жидкости

Рассмотрим зависимость КСВ мощной волноводной нагрузки с жидкостным заполнением от температуры на примере моделирования в программе CST Microwave studio.

В качестве примера будет использована нагрузка, показанная на рис. 1. Здесь в роли поглотителя используется вода. Конический сосуд выполнен из стекла с εr = 3.7, tg δ = 0.00001.

Результаты моделирования приведены на рис. 2.

Заключение

При температуре охлаждающей жидкости равной 1.5 градуса Цельсия нагрузка может считаться согласованной. КСВ не превышает величины 1.1.

С ростом температуры охлаждающей жидкости возрастает КСВ нагрузки. При температуре 95 градусов Цельсия КСВ составляет порядка 1.4 и может достигать 2.4. Нагрузка с таким КСВ уже не может считаться согласованной.

По мере повышения температуры охлаждающей жидкости изменяется характер частотной зависимости КСВ. Частотная характеристика становится более изрезанной и неравномерной.

Список литературы

1. Диэлектрические свойства воды и ее смесей с этиленгликолем, используемых в мощных импульсных системах / М. Зан, Ё. Оки; Д.Б. Феннемэн; Р. Дж. Грипшовер; В. Х. Гемэн-мл. // ТИИЭР. – Т. 74. – № 79. – Сентябрь 1986 г. – С. 16–62.

2. ГОСТ 20900-75.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОДОВ БЧХ

М. В. Хорошайлова, А. В. Башкиров

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский проспект, д. № 14
E-mail:pmv2205@mail.ru
E-mail: fabi7@mail.ru

Проведено исследование системы передачи данных с двоичным симметричным каналом и кодами БЧХ с фиксированной длиной кодовой комбинации в системе Matlab.

Введение. При обработке, передаче и приеме цифровой информации важное значение имеет определение (детектирование) ошибок и их коррекция.

При выборе способа кодирования нужно одновременно стремиться к достижению нескольких целей:

- минимизировать ширину спектра сигнала, полученного в результате кодирования;
- обеспечивать синхронизацию между передатчиком и приемником;
- обеспечивать устойчивость к шумам;
- обнаруживать и по возможности исправлять битовые ошибки;
- минимизировать мощность передатчика.

Код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) относятся к циклическим помехоустойчивым кодам. Циклические коды широко применяются при построении устройств вычислительной техники и вычислительных сетей.

Теоретически коды БЧХ могут исправлять произвольное количество ошибок, но при этом существенно увеличивается длительность кодовой комбинации, что приводит к уменьшению скорости передачи данных и усложнению приемо-передающей аппаратуры (схем кодеров и декодеров).

Методика построения кодов БЧХ отличается от обычных циклических, в основном, выбором определяющего полинома P(x). Коды БЧХ строятся по заданной длине кодового слова n и числа исправляемых ошибок S, при этом количество информационных разрядов k не известно пока не выбран определяющий полином [1].

Моделирование кодека BCH. Для исследования кодека BCH (5,15), выполним его моделирование в система Matlab без ошибок и с ошибками с кратностью T1 = 4, T2 = 5.

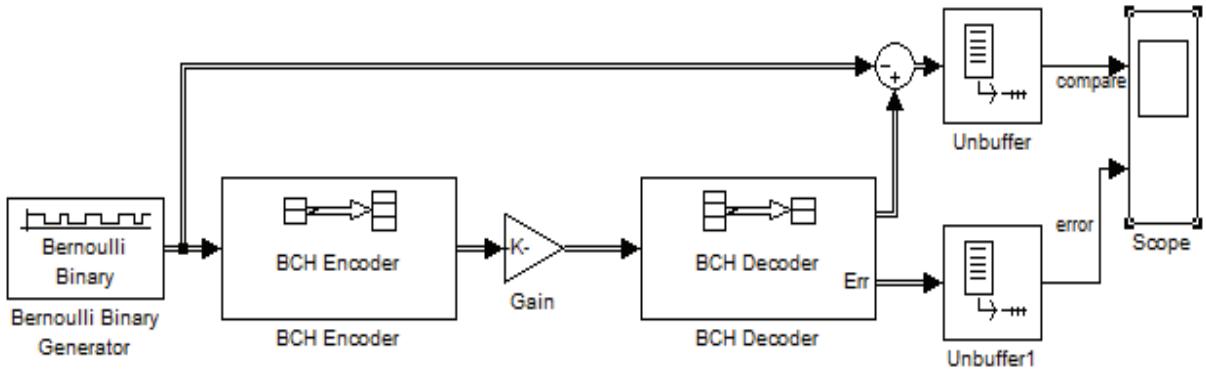


Рис. 1. Имитационная модель кодека BCH

В модель включаем:

- Источник данных, генератор случайных двоичных чисел – Bernoulli Binary-Integer, вырабатывающий случайные биты. Выход генератора нужно сделать в виде кадра из K = 5 отсчетов. В окне параметров блока (рис. 2) зададим и вероятность нулей.

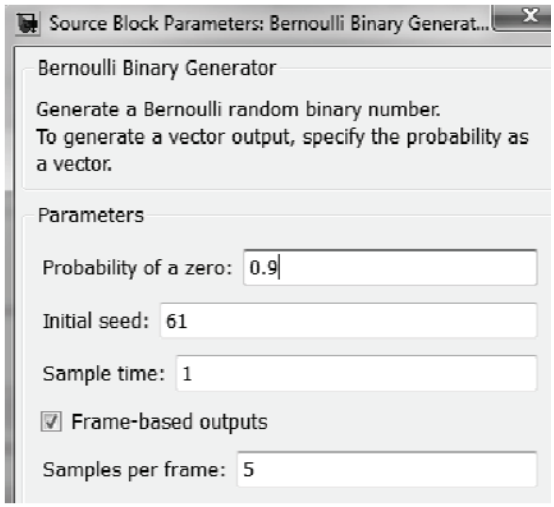


Рис. 2. Параметры блока источника

- Кодер BCH encoder. Он по сообщению K формирует передаваемый код V. В окне параметров блока (рис. 3) задаем N = 15, K = 5.

- Умножитель Gain. Он умножает выход кодера на вектор ошибки E из 0 и 1, имитирующий ошибки в канале связи (ошибка может получиться при компоненте E, равном 0). Вектор E должен содержать N компонент, которые вычислим функцией rot90(randerr(N,1,N-ER)). Получим вектор-строку из N равновероятных нулей и единиц, из которых N-ER равны 1.

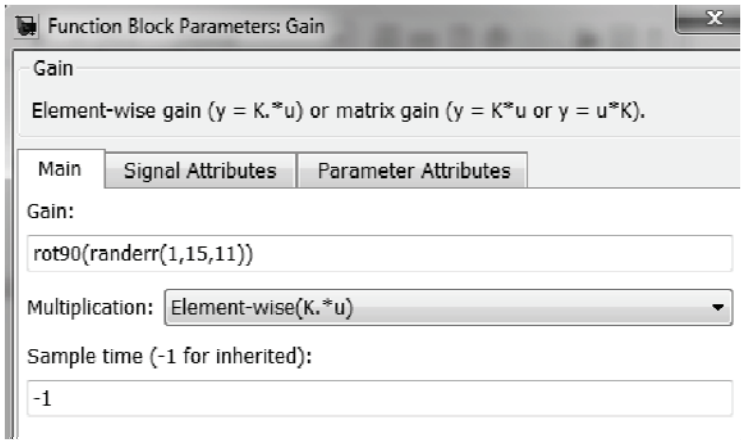


Рис. 3. Параметры блока Gain

- Декодер BCH – BCH decoder. Для него нужно задать параметры, аналогичные кодеру. Декодер имеет два выхода: верхний декодированное сообщение, нижний – кратность исправленных ошибок.

- Блок Sum, в котором путем вычитания сравниваются исходное и декодированное сообщение. В окне параметров блока нужно задать знаки операндов минус и плюс.

- Блоки Unbuffer преобразуют кадры в линейные последовательности, направляемые к виртуальному 2-входовому наблюдателю Scope [2].

- Наблюдатель Scope позволяет в общем масштабе времени наблюдать сигналы от блоков Buffer. Чтобы в графиках наблюдателя были заголовки, сделаем входам имена. Для этого двойным щелчком по линии входа вызовем окно ввода имени, в которое занесем имя. Зададим имена: для сигнала сравнения – Compare, для кратности исправленных ошибок – Error.

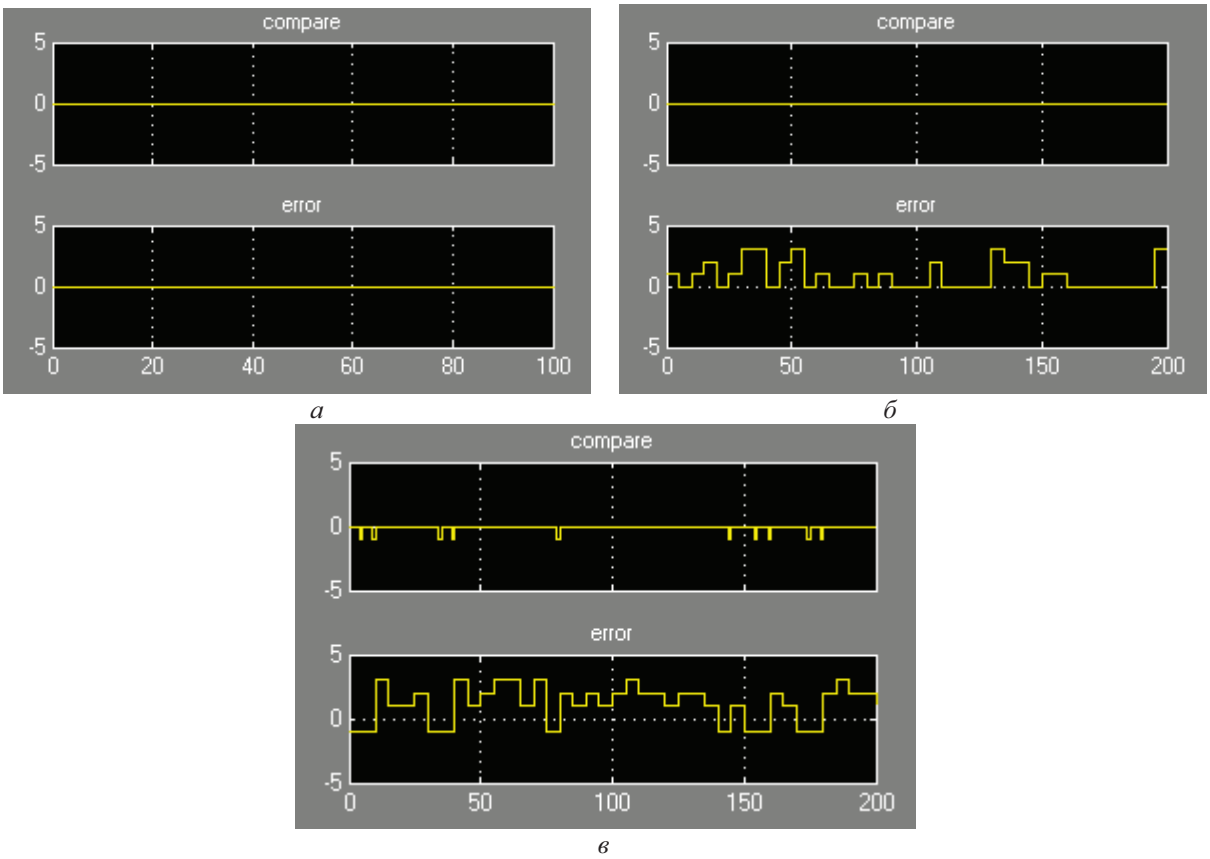


Рис. 4. Результаты моделирования: *а* – ошибок нет, ER = 0;
б – ошибка кратности ER = 4. Все ошибки исправлены;
в – ошибка кратности ER = 5. Часть ошибок осталась

После проведения исследований необходимо построить графики, поясняющие эффективность применения кодов БЧХ в двоичном симметричном канале с фиксированной вероятностью ошибки.

Построим график зависимости, принимая значение T за аргумент, а полученные статистические данные по вероятности ошибки на символ за функцию.

Пример программы для вывода графиков приведены ниже:

```
>> x = [4  11  26  59];
>> y = [0.01   0.02   0.06   0.1];
 >> x1 = [4  11  26  59];
>> y1 = [0.001   0.01   0.012  0.1];
>>semilogy(x,y,x1,y1),  grid
>> xlabel('Фиксированное значение вероятности ошибки, T');
>> ylabel ('Полученные статистические данные');
```

Результаты моделирования приведены на рис. 5.

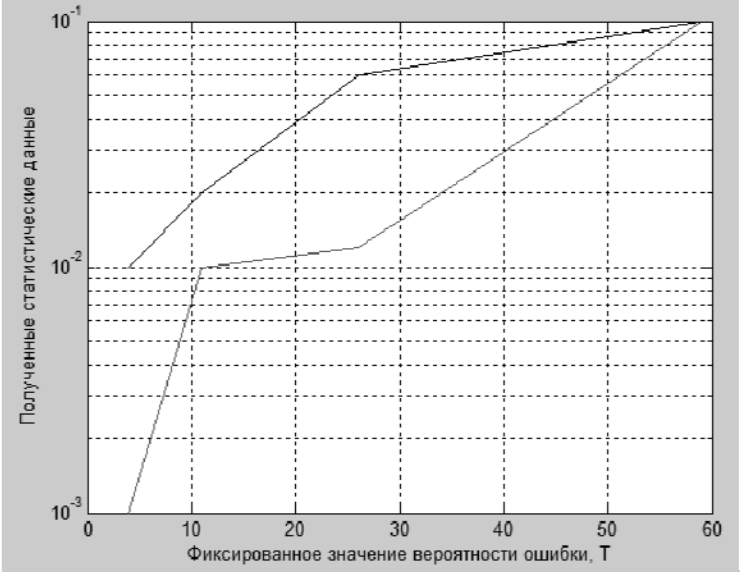


Рис. 5. Результаты моделирования

Заключение. В данной работе проведено исследования кодека BCH (5,15), выполнено его моделирование в система Matlab без ошибок и с ошибками с кратностью T1 = 4, T2 = 5.

Список литературы

1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки = Theory and practice of error control codes. – М.: Мир, 1986. – С. 576.

7. Лазарев Ю. Ф. Начала программирования в среде MatLAB: учеб. пособие. – К.: НТУУ "КПИ", 2003.

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ЗАЩИТНЫХ ОТНОШЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ФАЗО- И ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ

И. В. Остроумов, М. А. Ромащенко (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: kipr@vorstu.ru

Представлен обзор разработанной методики расчета защитного отношения сигнал/помеха для системы передачи дискретной информации, использующей простые и сложные фазо- и частотно - манипулированные сигналы. В качестве основы используется имитационная модель, описывающая работу элементов приемного тракта радиоэлектронных устройств.

Значение защитного отношения сигнал/помеха (ЗО) используется во всех задачах, связанных с оценкой и разработкой организационных мероприятий по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС). Учитывая перспективы использования простых и сложных фазоманипулированных сигналов в РЭС, была разработана методика расчета ЗО по высокочастотному тракту (ЗО ВЧ), а также на промежуточной частоте (ЗО ПЧ) приемников фазоманипулированных сигналов.

Отличительной особенностью полученной методики является использование свертки и пошагового сдвига формируемых гистограмм уровней откликов системы на мешающий и полезный сигналы, что позволяет определить ЗО с заданной точностью и без проведения расчетов по моделированию прохождения однотипных радиопомех с различными значениями уровня мощности. В полученной методике под значением ЗО понимается минимальный уровень сигнала по отношению к уровню помехи, при котором вероятность сбоя из-за воздействия непреднамеренных помех (НРП) не превышает заданного значения [1].

На рис. 1 представлена схема процедуры определения значения ЗО согласно предложенной методике.

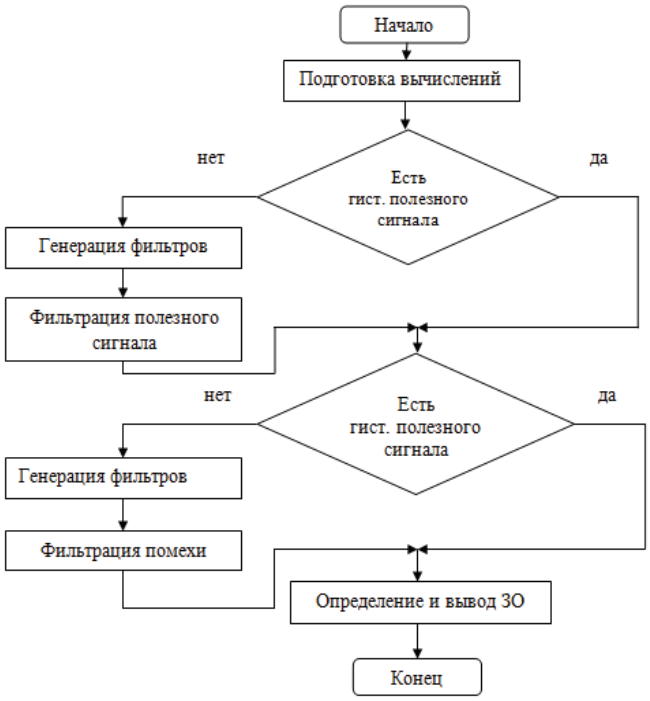


Рис. 1. Структурная схема методики определения значения ЗО

В блоке 1 устанавливаются параметры элементов передающего и приемного трактов, также присваиваются начальные значения сигнала.

В блоке 2 происходит проверка наличия гистограммы откликов для полезного сигнала и если она была уже создана, то происходит переход к блоку 5, если нет, то переход к блоку 3.

В блоке 3 генерируется амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра на выходе модулятора для полезного сигнала и фильтра основной селекции приемника. Далее компонуются два фильтра, первый из которых устанавливается на выходе модулятора, а второй согласованный фильтр демодулятора.

В блоке 4 при помощи процедуры «моделирования прохождения сигнала по каналу передачи информации» формируется гистограмма уровней откликов на сигнал.

В блоке 5 происходит проверка наличия гистограммы откликов для полезного сигнала и если она была уже создана, то происходит переход к блоку 8, если нет, то переход к блоку 6.

В блоке 6 по аналогии с блоком 3, генерируется амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра на выходе модулятора для полезного сигнала и фильтра основной селекции приемника.

В блоке 7 гистограмма отклика на НРП формируется с учетом полезного и мешающего сигнала по времени.

В блоке 8 для заданной вероятности сбоя определяются значения ЗО ВЧ и ЗО ПЧ и осуществляется вывод результатов и графиков гистограмм.

Защитное отношение $q_{сп}$ определяется следующим образом: вычисляется коэффициент необходимого уровня помехи на основе полученных гистограмм $\Delta p_{нс}$ и поправка на разницу $K_П$ между мощностью помехи и мощностью полезного сигнала, полученного в блоке 4 [4]. Далее эти два логарифмических коэффициента складываются:

$$q_{сп} = \Delta p_{нс} + K_П . \tag{1}$$

Сверткой полученных гистограмм (блок 7) определяется оценка вероятности превышения уровня помехи над уровнем полезного сигнала на входе решающего устройства $p_{пр}$:

$$p_{пр} = \sum_{i=1}^{N_g} \left(g_i^c \sum_{j=i}^{N_g} g_j^n \right), \tag{2}$$

где N_g – количество откликов на полезный и мешающий сигналы; g_i^c – значение i-й точки гистограммы откликов на полезный сигнал; g_j^n – значение j-й точки гистограммы откликов на помехи.

Поправка на разницу между мощностью помехи и мощностью полезного сигнала $K_{\text{п}}$ вычисляется по формуле:

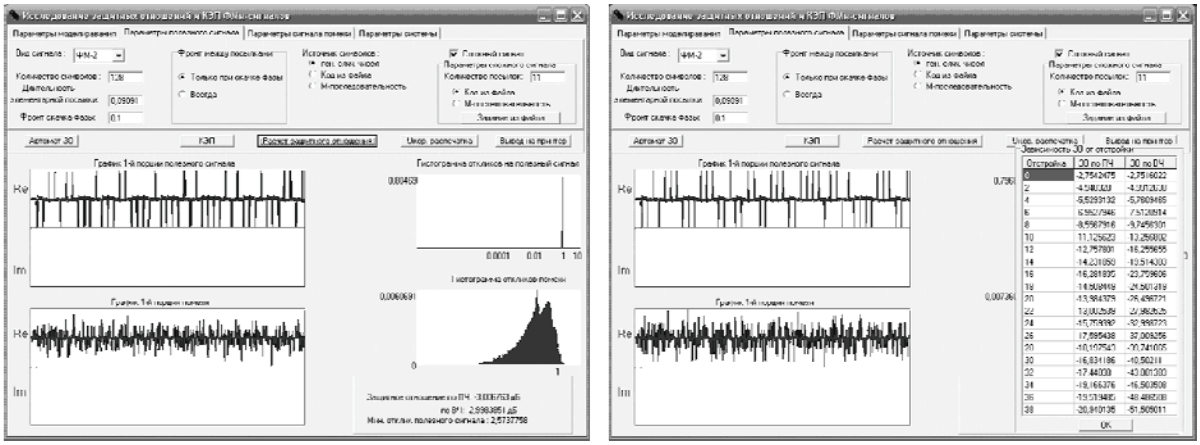
$$K_{\text{п}} = 20 \lg(Q_{\text{п}} / Q_{\text{с}}), \tag{3}$$

где $Q_{\text{п}}$ – среднеквадратичное значение амплитуды помехи, определяемое в блоке 7 структурной схемы, представленной на рис. 1; $Q_{\text{с}}$ – среднеквадратичное значение амплитуды полезного сигнала, определяемое в блоке 4 схемы, представленной на рис 1.

Представленная методика вычисления значения ЗО была реализована на основе методики определения необходимой ширины полосы частот (НШПЧ), для систем пере-

дачи дискретной информации [1], путем дополнения соответствующих процедур и функций.

На рис. 2 показаны полученные с помощью разработанной методики результаты определения значения ЗО с использованием сигнала BPSK (Binary Phase Shift Keying – бинарная фазовая манипуляция), определяемого спецификациями стандарта 802.11. Эти сигналы применяются в широко распространенных системах беспроводного доступа. Полученное значение минус 3 дБ отличается от значений, сопоставляемых с данным классам радиоэлектронных средств по таблице защитных отношений [2]. Если же учесть, что кадр стандарта 802.11 является отдельным импульсом со скважностью близкой к 1, то значение ЗО уменьшается на 10 дБ [3]. Такой разброс говорит о необходимости «пересчета» значений ЗО для рассматриваемых РЭС.



а *б*

Рис. 2. Результат определения ЗО для сложного бинарного фазоманипулированного сигнала и НРП:
а – результат определения ЗО при заданных параметрах;
б – результат определения ЗО для набора из двадцати значений отстройки по частоте

В методике определения НШПЧ предусмотрен интерактивный процесс. Если оператор довольно часто использует процедуру вычисления коэффициента энергетических потерь, то для методики определения ЗО предусмотрена процедура, выводящая результат для одного (рис. 2, *а*) или множества значений отстройки (рис. 2, *б*).

Список литературы

1. Остроумов И. В. Разработка имитационных моделей систем передачи дискретной информации с использованием простых и сложных фазо- и частотно-манипулированных сигналов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 6. – № 3. – С. 142–144.

2. Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций / А. И.Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева ; изд. 2-е испр. и перераб. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с.

3. Макаров О. Ю., Ромащенко М. А. Основные принципы применения программных средств при решении задач обеспечения ЭМС и помехоустойчивости // Изд-во «Радиотехника». – Москва. – 2013. – № 3. – С. 98–102.

4. http://www.emc-problem.net

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИНТЕРПРЕТАЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ

М. В. Космина, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: kosmina3110@gmail.com

Рассмотрена обработка пространственных сигналов при интерпретации геоэлектрического разреза. Дано описание компьютерной модели, которая позволяет определять границы между областями разреза с использованием локальных экстремумов производных удельного электрического сопротивления по глубине.

В процессе применения различных методов разведки полезных ископаемых формируются электрические сигналы, которые подвергаются оцифровке и компьютерной обработке, по результатам которой строятся геофизические разрезы (сейсмические, геоэлектрические и др.). Для их обработки применяются методы, применяемые в радиотехнике и технике связи. К ним относятся преобразование Фурье, свертка (конволюция), корреляция и др. [1].

В настоящей работе рассматривается обработка глубинных профилей геоэлектрического разреза для разных положений по горизонтали как пространственных геоинформационных сигналов (ГИС). Как правило, рассматриваются глубины до 20 км. Каждый профиль занимает достаточно большой объем памяти, поскольку шаг между отсчетами профиля по глубине, как правило, составляет 25 м. В этом случае глубине 20 км соответствуют 800 отсчетов по глубине. Если шаг по горизонтали составляет 100 м, а горизонтальный размер разреза – 170 км, то разрезу в целом соответствуют 800 х 170 000 м / 100 м = 1360000 отсчетов. Обработка такого объема информации требует больших временных затрат, что требует широкого применения вычислительной техники.

Компьютеризация интерпретации разрезов повышает оперативность, надежность обработки результатов геофизического изучения разрезов, скважин позволяет использовать весьма сложные методы обработки ГИС при полном учете возрастающего количества геофизической информации. Так же преимущество интерпретации перед ручной состоит в ее сравнительной дешевизне. Наибольшее значение автоматизированная обработка данных ГИС приобрела при подсчете запасов нефти и газа и для оперативной выдачи результатов интерпретации в процессе разработки нефтяных месторождений.

Интерпретация ГИС сводится к решению задачи распознавания образов.

Общий смысл распознавания образов заключается в объединении некоторых сходных с друг другом объектов в одну группу, называемую образом. Задача распознавания образов чаще всего решается на компьютере с помощью алгоритмов, позволяющих осуществить так называемое обучение распознаванию образов. Под образом понимается класс объектов. А под процессом распознавания образов – отнесение рассматриваемого объекта к одному из классов [2].

В среде Matlab была разработана модель геоэлектрического разреза. Геоэлектрический разрез представляет собой полутоновое изображение. Цвета изображения показывают значения удельного электрического сопротивления некоторой точки земной коры (рис. 1). В разрезе удельное сопротивление выражается относительным значением, номером полутона (цветового оттенка). Принята индексированная палитра цветов. Палитра состоит из 78 цветов.

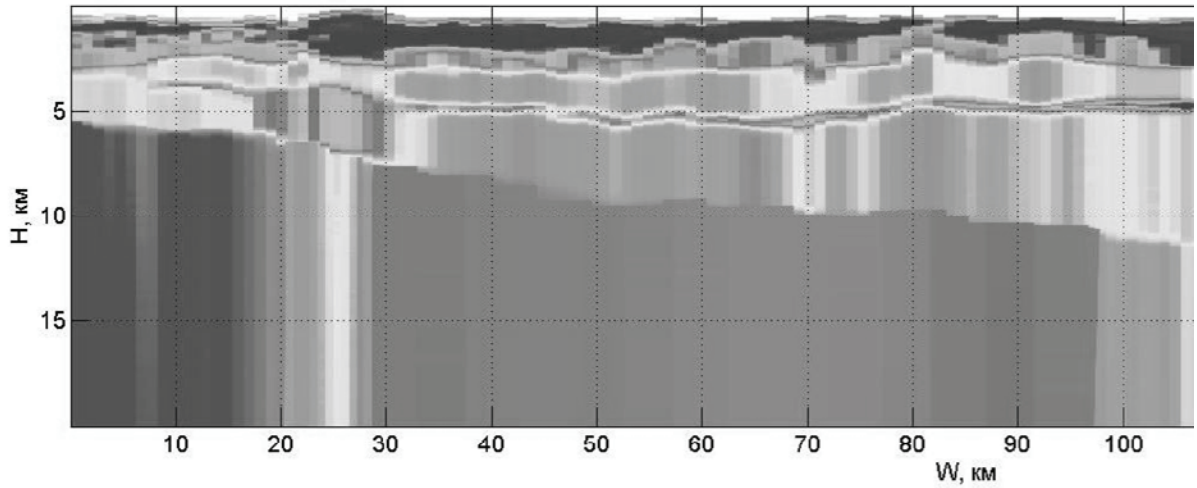


Рис. 1. Геоэлектрический разрез по методу электроразведки

Профиль представляет собой зависимость удельного сопротивления, выраженного оттенком цвета, от глубины для некоторого положения по горизонтали.

На рис. 2 приведены профили для нескольких положений по горизонтали. Для отдельных профилей были найдены первые производные по глубине, которые позволяют обнаружить границы между слоями земной коры [3], [4]. На рис. 3 приведена зависимость первой производной по глубине от самой глубины для одного из положений по горизонтали.

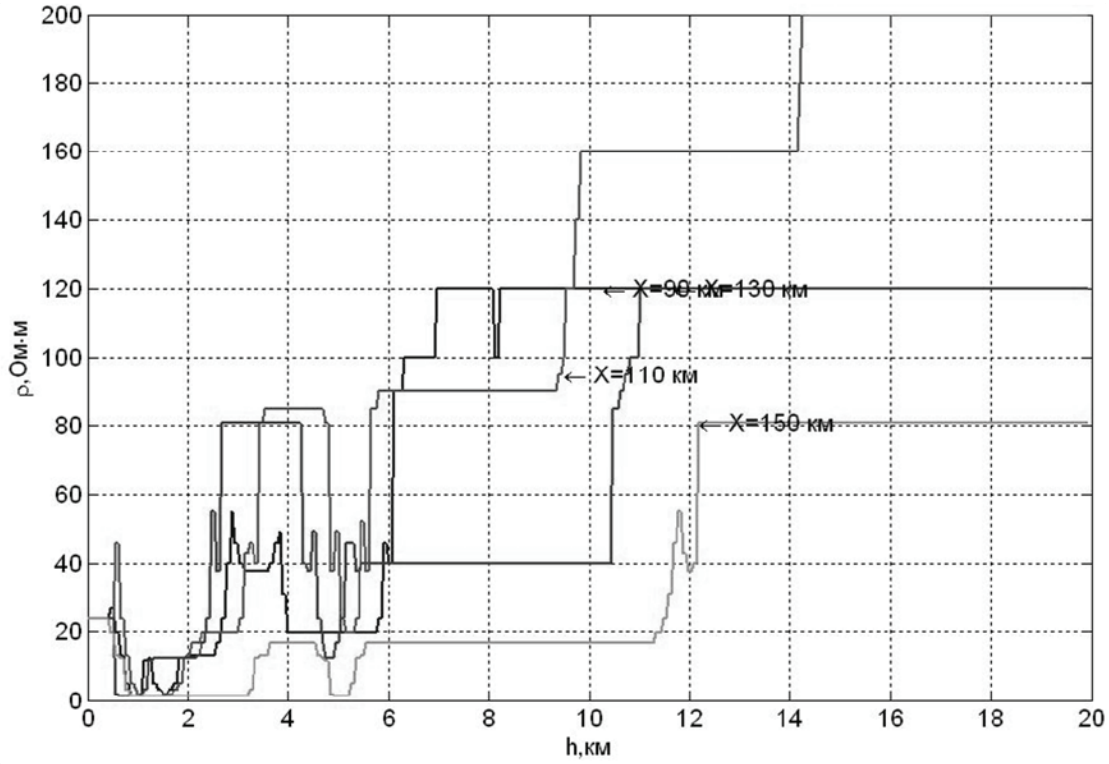


Рис. 2. Зависимость удельного сопротивления от высоты для разных положений по горизонтали

Очевидно, что наибольший интерес для нас представляют локальные экстремумы производной (рис. 3).

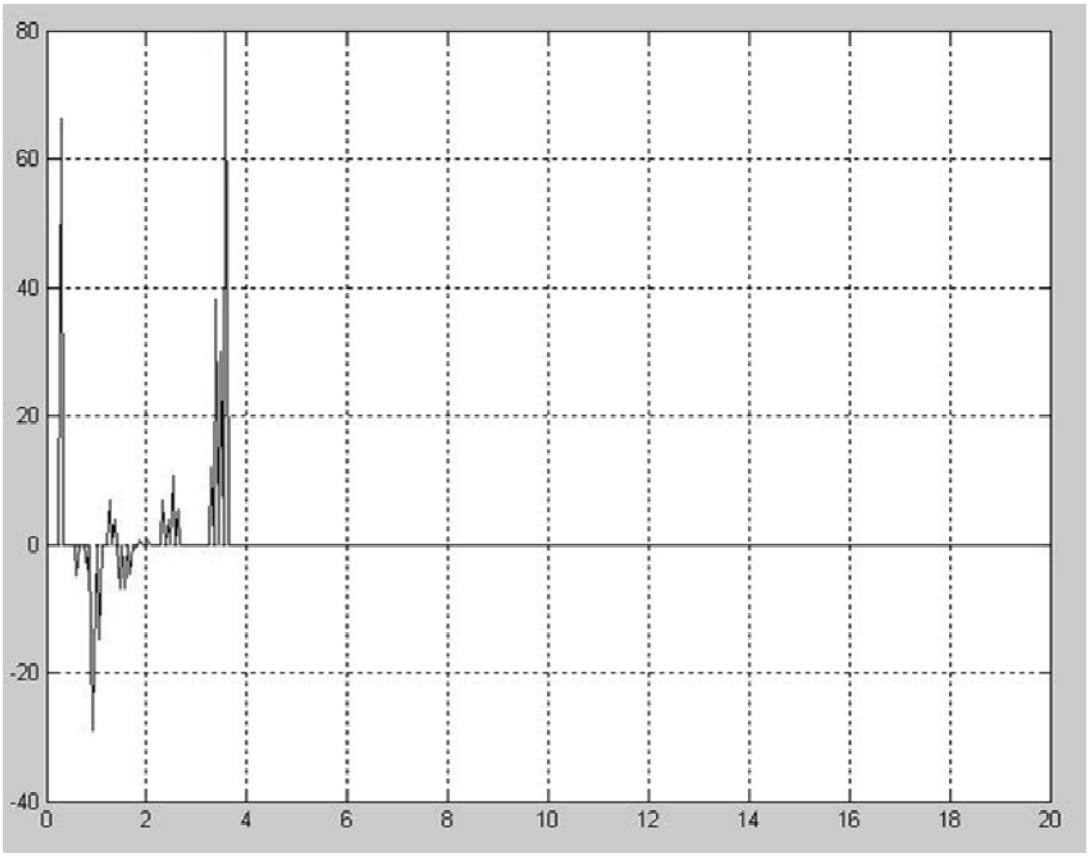


Рис. 3. Производная по глубине для профилей

Для производной геоэлектрического профиля характерно близкое расположение нескольких экстремумов, что обусловлено особенностями строения земной коры. Следовательно, требуется выбор в некоторой окрестности наиболее приоритетного экстремума, который будет принят в качестве граничного между слоями земной коры [3].

Следует отметить, что локальные экстремумы производной в основном встречаются при малых глубинах. Следовательно, метод электроразведки эффективен при относительно небольших глубинах до 3–5 км. Для глубин до 10–20 км более предпочтительным является метод сейсморазведки. Кроме того, локальные экстремумы позволяют осуществлять эффективное сжатие геофизических данных для их хранения в памяти компьютера. Они достаточно информативны для принятия решения о наличии или отсутствии интересующего минерала.

Список литературы

1. Бондаренко В. М. Общий курс разведочной геофизики: учеб. для вузов. – М.: Norma, 1998. – 304 с.

2. Селиверстов Н. И. Учебное пособие для геологических специальностей вузов. – Петропавловск-Камчатский: Изд-во КГПУ, 2004. – 232 с.

3. Морозов Ю. В. Метод комплексирования систем разведки полезных ископаемых на основе контурных антенн / Ю. В. Морозов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиолокационная техника. – 2014. – Вып. 2. – С. 148–152.

4. Морозов Ю. В. Совместное моделирование сигналов при интерпретации геоэлектрических и сейсмических разрезов / Ю. В. Морозов // Решетневские чтения: материалы 27 междунар. науч. конф., посвящ. памяти генерала конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева : в 2 ч. – Красноярск, 12–14 нояб. 2013 г. – Красноярск, 2013. – Ч. 2. – С. 64–66.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНВЕРСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ПОМЕХ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ ДАТЧИКИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Ю. С. Петрова, А. А. Мурасев, А. А. Спектор (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: juliapetrova92@bk.ru

В системах электроразведки во время проведения работ в приемном устройстве возникают сильные помехи, которые вносят искажения в полезный сигнал. Часто для ослабления помех применяются многоканальные структуры с использованием дополнительных датчиков. В статье рассматривается двухканальная система на основе инверсной фильтрации с использованием датчиков перемещения. Рассматривается помехоустойчивость системы применительно к случаю, когда в роли датчика перемещения используется гироскоп.

Электроразведка является одним из эффективных методов поиска полезных ископаемых. В таких системах основной задачей является максимально точное воспроизведение сигнала. Как побочный продукт функционирования системы электроразведки и других технических систем во время проведения работ в приемном устройстве возникают сильные помехи, которые вносят искажения в полезный сигнал. Уровень помех может многократно превышать полезный эффект.

Характерный вид принятого сигнала представлен на рис. 1 (целыми числами 1, 2, 3, … обозначены номера рабочих циклов приема), а его сигнальная и помеховая составляющие – на рис. 2. В системе обычно используется чередование полярности импульсов первичного тока, что приводит к чередованию полярности и принятого сигнала.

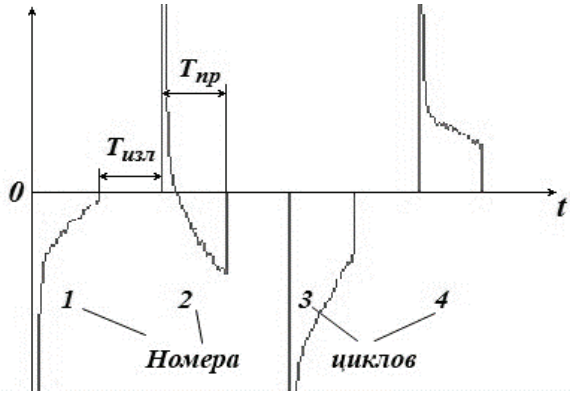


Рис. 1. Характерный вид принятого сигнала

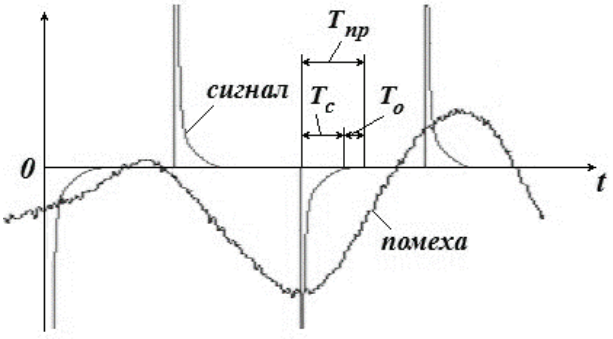


Рис. 2. Полезный сигнал и помеха

Ввиду высокой интенсивности некоторого вида помех возникают существенные искажения полезного импульсного сигнала. В данной статье рассматривается задача ослабления помехи, которая обусловлена раскачиванием антенн при полете. Часто для ослабления помех применяются многоканальные структуры с использованием дополнительных датчиков. Поэтому рассмотрим использование дополнительного датчика, который тоже чувствителен к раскачиваниям, но который совсем не имеет электромагнитной чувствительности, то есть его сигнал не сможет подавить полезный сигнал, получаемый в приемной антенне.

На рис. 3 представлена структурная схема адаптивного преобразователя на основе анализа сигналов основного и дополнительного каналов.

Общим для обоих каналов источником помехи является информационный белый гауссовский шум ξ_i, из которого измерительные системы формируют наблюдаемые в каналах помехи x_i и y_i. Все процессы происходят в дискретном времени $-\infty < i < \infty$. В обоих каналах присутствуют белые гауссовские шумы регистрирующих устройств δ_i и η_i, а в основном канале – и полезный сигнал s_i, оценивание которого является конечной задачей измерительной системы. Адаптивный преобразователь на основе анализа сигналов $\hat{y}_i = y_i + \eta_i$ и $\hat{x}_i = x_i + \delta_i + s_i$ преобразует первый из них таким образом, чтобы характеристики сигнала x_i^* на его выходе совпадали с аналогичными характеристиками x_i. При этом в выходном продукте обработки $\varepsilon_i = \hat{x}_i - x_i^*$ достигается ослабление помехи x_i.

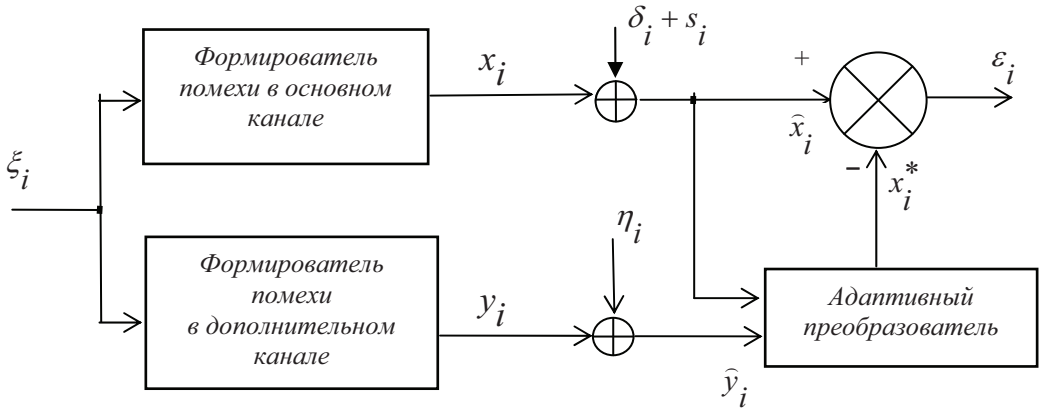


Рис. 3. Формирование и компенсация помехи в двухканальной измерительной системе

Один из каналов (основной) является формирователем полезного эффекта. Остальные каналы – дополнительные, служат для ослабления помех в основном канале. Использование датчиков в основном и дополнительных каналах, приводит к тому, что полезный эффект, для регистрации которого предназначен основной канал, в дополнительных каналах отсутствует, а некоторые виды помех в основном и дополнительном канале являются коррелированными. Поэтому использование дополнительных датчиков помогает оценить помеху в дополнительном канале без полезного эффекта, наблюдаемого в основном канале и модифицировать сигнал дополнительного канала, приведя его к виду сигнала основного канала и выполнить вычитание сигналов, таким образом ослабить действие помехи в основном канале. Выполняя данные преобразования, пред-

полагается, что запись полезного сигнала и данных с датчиков производилась одновременно и все эти сигналы несут общее представление о помехе.

Эксперименты проводились для двухканальной измерительной системы. При анализе использовались два сигнала трехкоординатного гироскопа. Один из координатных сигналов рассматривался как сигнал основного канала рабочей станции, а другой – как сигнал дополнительного канала. В качестве примера на рис. 4 и 5 приведены записи этих сигналов.

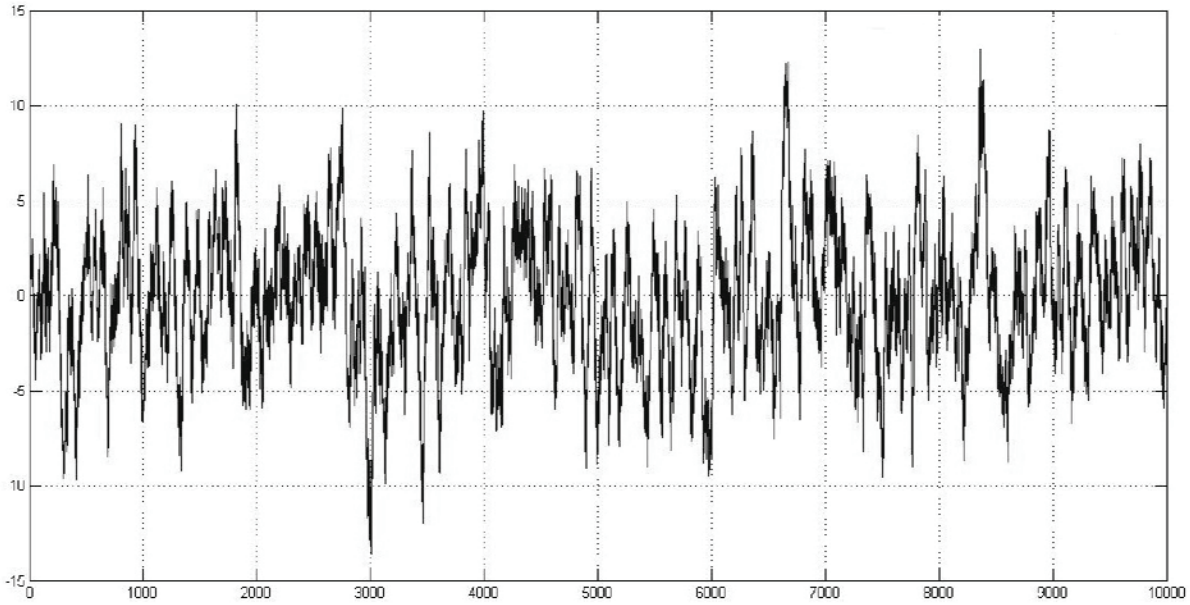


Рис. 4. Сигнал основного канала x_i

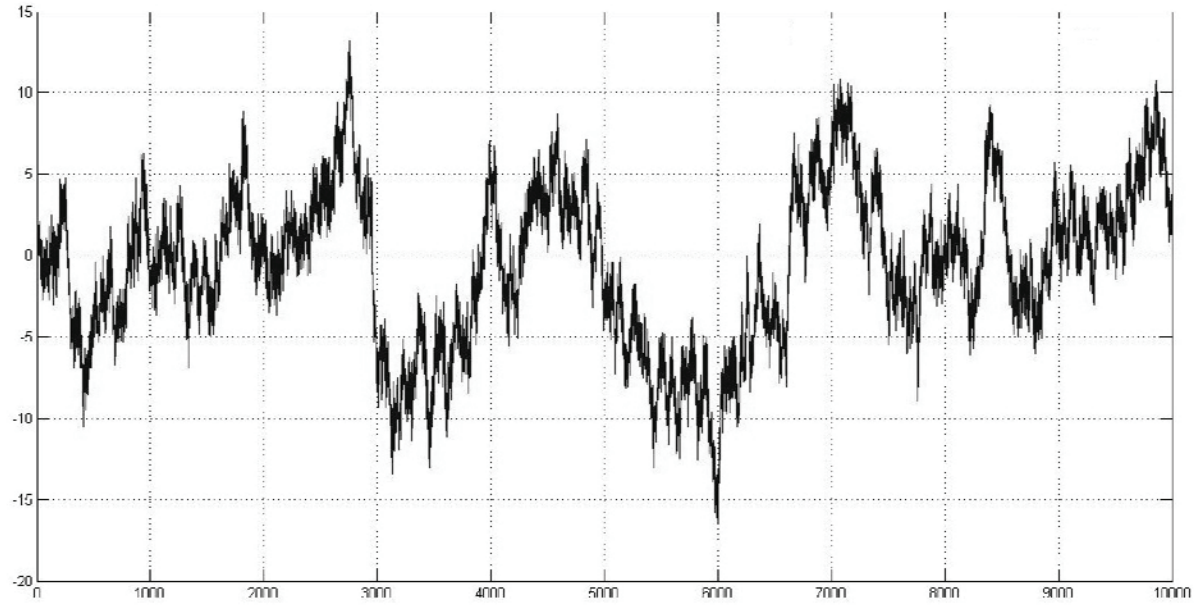


Рис. 5. Сигнал дополнительного канала y_i

В результате всех преобразований получаем совместный график сигналов $\hat{x}_i$ и x_i^* на рис. 6 и ошибку преобразований (рис. 7). Данные результаты получены при нулевых

шумах регистрирующих устройств δ_i и η_i в каналах. Из рис. 7 видно, что полученная ошибка крайне мала и имеет порядок 10^{-14}.

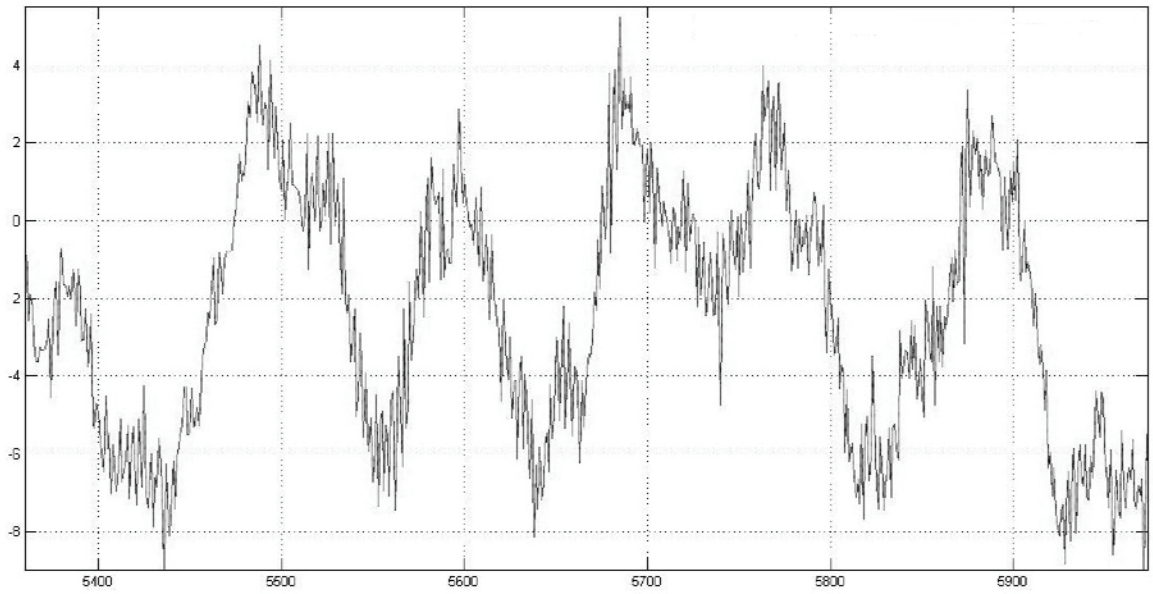


Рис. 6. Совместный график сигналов $\hat{x}_i$ и x_i^*

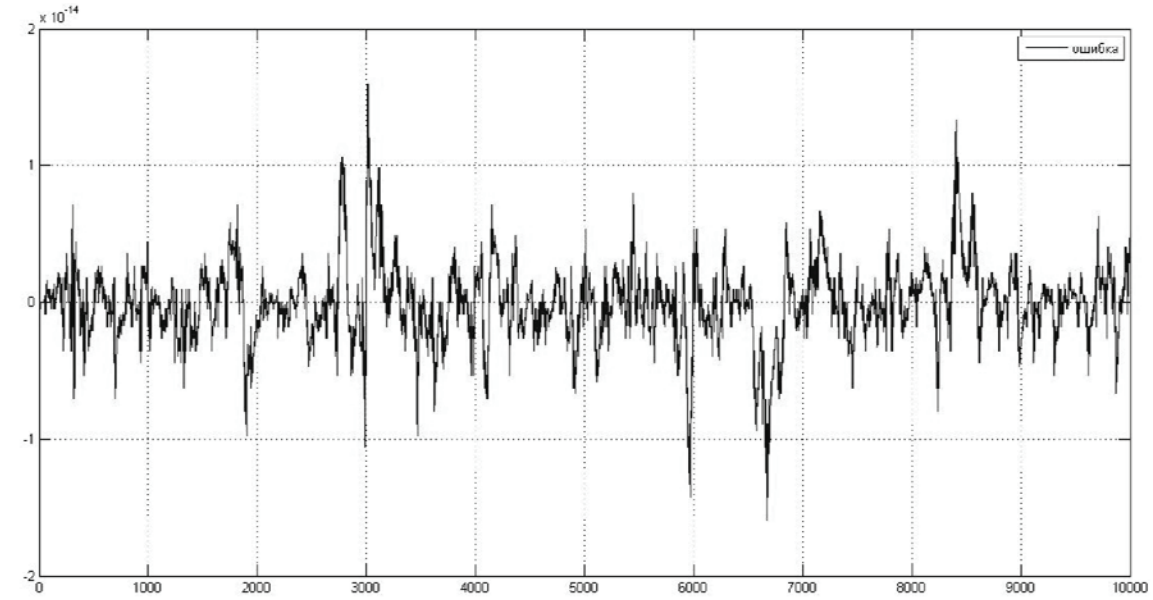


Рис. 7. Ошибка преобразований

В силу простоты реализации был использован инверсный преобразователь дополнительного канала. Поэтому при появлении даже небольших шумов уровень ошибки значительно увеличивается. На рис. 8 представлен график зависимости отношения дисперсии ошибки преобразований к дисперсии сигнала в основном канале $\overline{\varepsilon_i^2}/\overline{x_i^2}$, от отношения дисперсии ошибки в дополнительном канале к дисперсии сигнала дополнительного канала $\overline{\eta_i^2}/\overline{y_i^2}$.

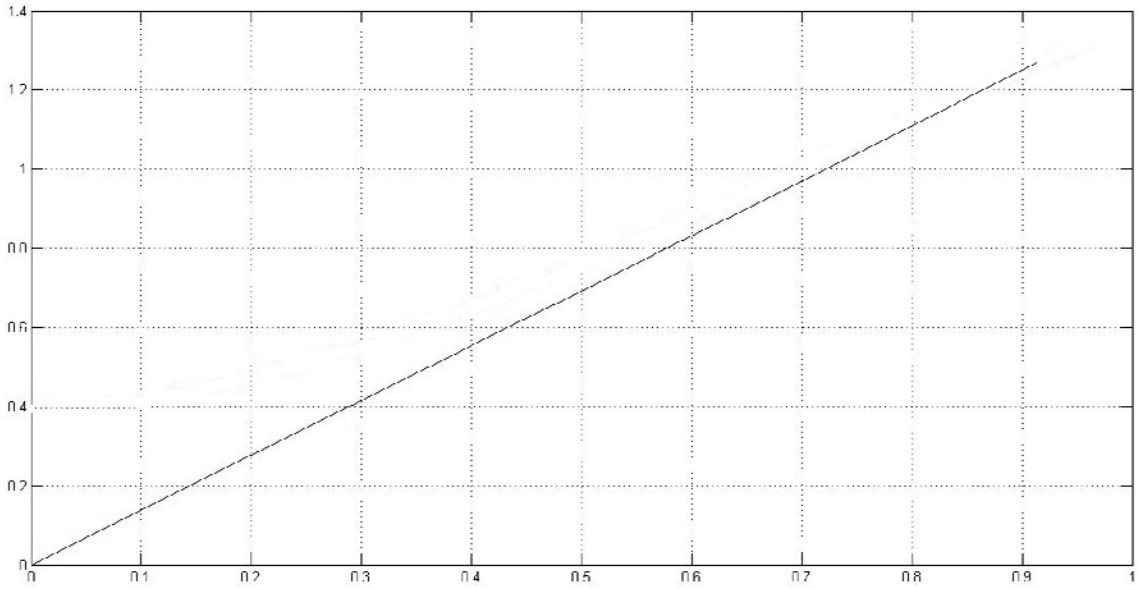


Рис. 8. График отношения $\overline{\varepsilon_i^2}/\overline{x_i^2}$ от $\overline{\eta^2}/\overline{y^2}$

Из полученных графиков видно, что инверсная фильтрация эффективна только при полном отсутствии шумов в каналах связи, либо при небольших шумах, при появлении больших шумов система становится неэффективной.

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ ЧАСТИ ПРИБОРА ДЛЯ ПОИСКА ПОЛИМЕТАЛЛИЧЕСКИХ РУД НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА ВЫЗВАННОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЕСТЕСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ЗЕМЛИ

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

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: markuss86@mail.ru

Описывается метод поиска полиметаллических руд на основе эффекта вызванной поляризации с использованием ЕЭМПЗ, предлагается его техническая реализация на основе современной элементной базы.

В настоящее время при геологической разведке все большее распространение получают неразрушающие геофизические методы поиска полезных ископаемых. Одним из таких методов является, получивший широкое распространение, электроразведочный метод вызванной поляризации (ВП) [1–3].

Метод вызванной поляризации (ВП) основан на изучении полей, создаваемых вторичными электрическими зарядами. Эти заряды возникают в земле при пропускании через нее постоянного или низкочастотного (до 100 Гц) электрического тока.

Вызванная поляризация протекает наиболее интенсивно при наличии в среде электронопроводящих минералов. Поэтому метод ВП является одним из основных методов рудной геофизики. Причем, поскольку интенсивность аномалий ВП пропорциональна площади поверхности электронных проводников, метод позволяет диагностировать не только массивные, но и вкрапленные руды [3].

Однако применение метода ВП в горно-таежной местности осложняется необходимостью использования достаточно мощных источников возбуждающего тока (от 100–10000 Вт), раскладки по профилю наблюдений длинной питающей линии (1–3 км), что обуславливает большие трудозатраты и стоимость работ [4].

Таким образом, возникает необходимость в усовершенствовании современного метода вызванной поляризации и, соответственно, технической реализации нового метода ВП.

На момент написания статьи в России запатентовано электроразведочное устройство (рис. 1) [5], реализующее метод извлечения информации о вызванной поляризации и удельном сопротивлении исследуемой зоны из естественного электромагнитного поля Земли (метод ВП ЕЭМПЗ). Данный метод представляет собой усовершенствованный метод ВП и позволяет исключить из состава разведочной аппаратуры питающую линию и возбуждающий генератор тока, путем обработки сигналов теллурических токов, протекающих в земле в диапазоне частот 0–20 Гц.

Электроразведочное устройство содержит дифференциальный измеритель с тремя измерительными M, N и O неполяризующимися точечными электродами.

Дифференциальный измеритель содержит:

1_1, 1_2 – первый и второй усилители низкой частоты (УНЧ);

2 – коммутатор;

3 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП);

4_1, 4_2 – первое и второе оперативно запоминающие устройства (ОЗУ);

5 – блок вычисления дисперсии электрического потенциала $\Delta U_{M\square O}$;

6 – вычитающее устройство;

7 – управляемый аттенюатор;

8 – блок вычисления дисперсии разности электрических потенциалов;

9 – делитель;
10 – блок индикации;
11 – блок управления.

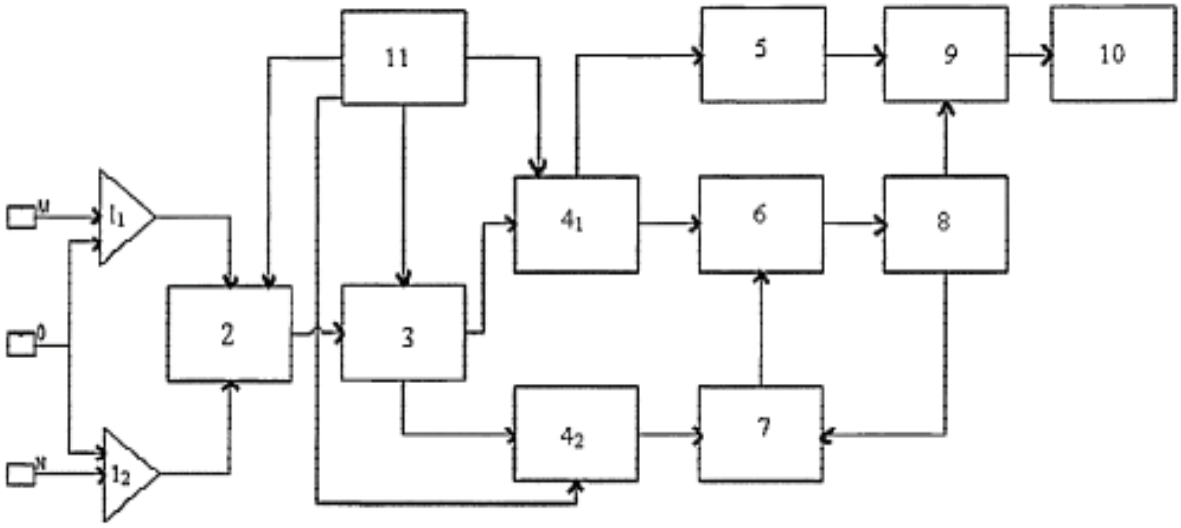


Рис. 1. Блок-схема запатентованного электроразведочного устройства

Реализованный данным устройством алгоритм вычисления значения коэффициента ВП описывается следующей формулой:

$$\eta_{ВП} = \frac{\sum_{i=1}^{n}(\Delta U_{MOi} - K * \Delta U_{ONi})^2}{\sum_{i=1}^{n} \Delta U_{MOi}^2}, \quad (1)$$

где n – количество отсчетов сигнала; ΔU_{MOi}, ΔU_{ONi} – отсчеты усиленных сигналы с линий *MO* и *ON* соответственно; *K* – управляемый коэффициент, подбираемый из условия минимума дисперсии разности электрических потенциалов линий *MO* и *ON*.

Коэффициент *K* необходим для минимизации разности амплитуд сигналов в линиях *MO* и *ON*, которая обусловлена нестационарностью ЕЭМПЗ. Также коэффициент *K* можно интерпретировать как удельное сопротивление исследуемой области.

При современном уровне развития электроники возможно реализовать блок коммутатора, АЦП, ОЗУ, блоки вычисления дисперсий, вычитающее устройство, управляемый аттенюатор и делитель на базе одного микроконтроллера. Таким образом структурная схема нового устройства может быть представлена аналоговой и цифровой частями, где аналоговая часть состоит из приемных трактов сигналов с линий *MO* и *ON*, а цифровая часть может быть реализована производительным микроконтроллером (рис. 2).

Управление измерением производиться с клавиатуры, а его результаты выводятся на дисплей. Также в разрабатываемом устройстве предусмотрен съемный носитель, на который данные о исследуемых профилях, полученные в результате поисковых работ, будут сохраняться в форме текстовых таблиц и графиков.

При реализации устройства в соответствии с представленной структурной схемой (рис. 2) к микроконтроллеру предъявляются следующие требования:

1) двухканальный АЦП разрядностью не менее 12 бит;

2) наличие как минимум двух программируемых таймеров общего назначения для возможности применения перестраиваемых фильтров, управляемых тактовой частотой, в приемных трактах;

3) обеспечение работы с SD картами памяти и USB для возможности передачи данных проведенных измерений с разведочного устройства на компьютер;

4) наличие контроллера UART, для получения команд управления от планшетного компьютера и передачи на него цифровых реализаций сигналов (необходимо для того, чтобы на начальной стадии реализации устройства производить вычисления средствами программного обеспечения разработанного при макетировании).

5) обеспечение работы с дисплеем.

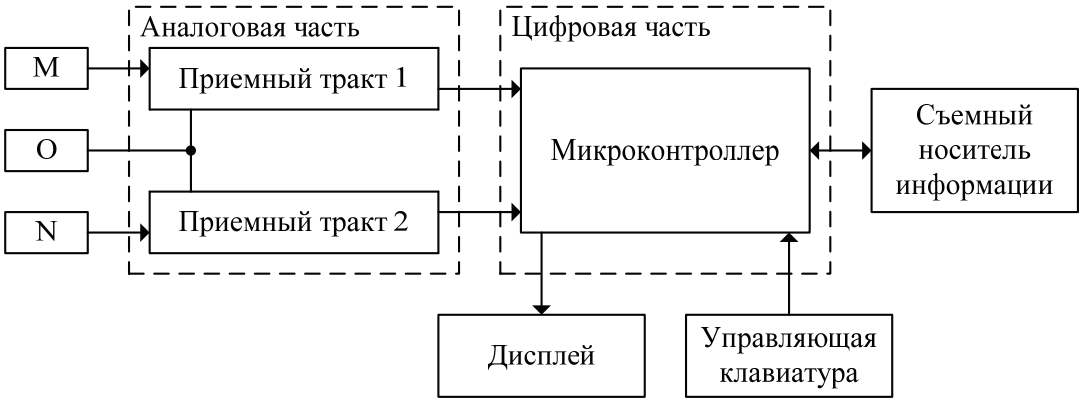


Рис. 2. Структурная схема электроразведочного устройства с цифровой частью на базе микроконтроллера

На современном рынке представлено множество микроконтроллеров удовлетворяющих данным условиям с достойными показателями цены, качества и производительности. Одним из таких контроллеров является STM32F103RG – 32-разрядный микроконтроллер производства ST Microelectronics [6]. Краткая характеристика контроллера приведена в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики STM32F103RG

Ядро	ARM Cortex-M3
Максимальная тактовая частота, МГц	72
Объем памяти программ, кбайт	1024
Объем оперативной памяти, кбайт	96
Напряжение питания, В	3,6
12-разрядный АЦП, шт.	3
12-разрядный ЦАП, шт.	2
16-разрядный таймер, шт.	12
Количество выводов пользовательской шины, шт.	51
Интерфейсы для передачи данных	
I2C (до 2 шт.), USART (до 5 шт.), SPI (до 3 шт.), CAN, USB 2.0	

Работу контроллера можно условно разбить на три этапа:

- аналого-цифровое преобразование сигналов с линий *MO* и *ON* и сохранение полученных цифровых сигналов (рис. 3);

- обработка цифровых сигналов в соответствии с алгоритмом вычисления параметра ВП (рис. 4);

- вывод на дисплей информации о проведенном измерении.

В блок-схеме на рис. 3: *Fd* – частота дискретизации, *Tz* – время замера, *n* – номер замера, *start* – флаг старта замера, *resrdy* – флаг готовности результата АЦП, *i* – номер

пары дискретов сигналов с линий *MO* и *ON*, $x_{1,2i}$ – квантованные значения сигналов с линий *MO* и *ON*, *t* – переменная характеризующая время с начала производства замера.

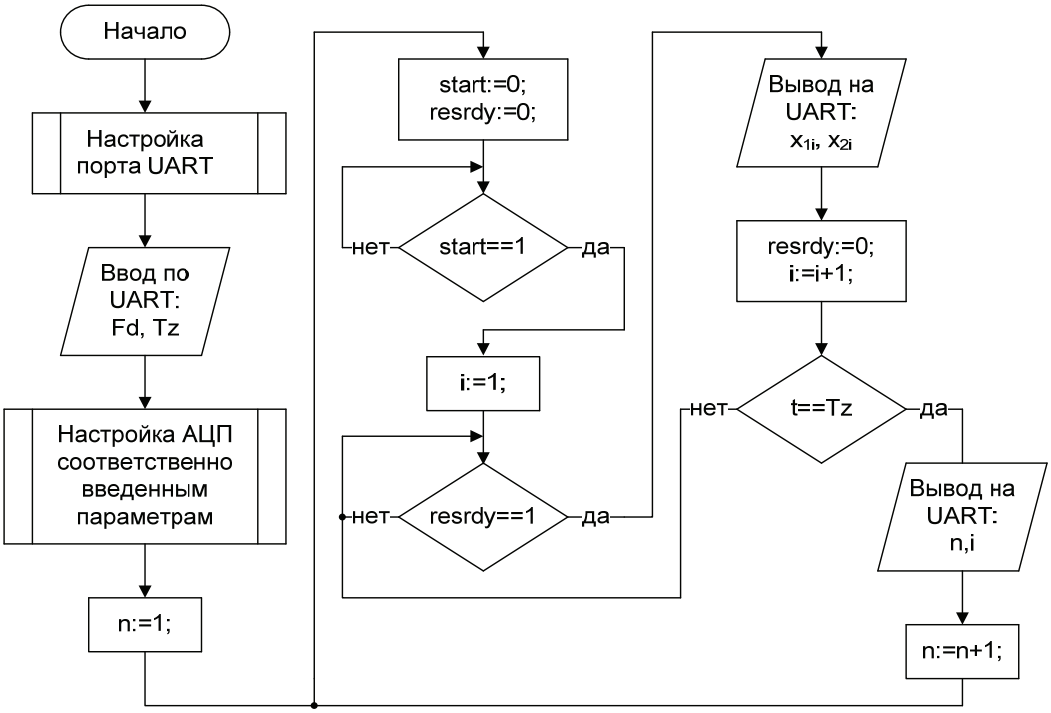


Рис. 3. Блок-схема выполнения аналого-цифрового преобразования сигналов с линий *MO* и *ON* и сохранения полученных цифровых сигналов

Блок-схема, представленная на рис. 3, описывает работу контроллера после включения или сброса. Работа контроллера начинается с настройки порта UART, по которому принимаются команды установки частоты дискретизации *Fd* и времени замера *Tz*, далее соответственно этим параметрам производится настройка АЦП, после этого номер замера *n* устанавливается равным 1, флаги начала замера *start* и готовности результата *resrdy* устанавливаются равными 0 и контроллер находится в ожидании начала замера (переключение флага начала замера производится кнопкой), далее производится последовательное чтение отсчетов сигнала с сохранением количества принятых отсчетов *i* и номера замера *n*.

Следует отметить, что данная блок-схема описывает работу контроллера с использованием интерфейса UART для связи с внешним управляющим устройством (планшетный ПК на базе ОС Android или Windows), осуществляющим дальнейшую обработку данных и вывод информации на экран. Однако в конечном итоге функции дальнейшей обработки и отображения информации будут исполняться микроконтроллером самостоятельно, а для хранения и переноса данных на стационарный компьютер будет использоваться внешняя карта памяти формата SD или microSD.

Список литературы

1. Злобинский А. В., Могилатов В. С., Балашов Б. П. Использование комплекса электроразведочных методов для оконтуривания нефтяных месторождений // Интерэкспо Гео-Сибирь. – Вып. 2. – Новосибирск, 2014. – С. 91–96.

2. Георгиев В. В. Результаты геофизических работ на участке Тыкотловского рудопроявления (Приполярный Урал) // Геология и полезные ископаемые Западного Урала. – Вып. 10. – Пермь, 2010–С. 201–-205.

3. Шарафутдинов В. М., Хасанов И. М. Петроэлектрические параметры ряда золоторудных месторождений Яно-Колымского металлогенического пояса // Вестник Северо-Восточного научного центра ДВО РАН. – Вып. 1. – Магадан, 2010. – С. 46–56.

4. Алистрат А. А., Потылицын В. С. Сравнительный анализ различных алгоритмов обработки для дифференциального метода извлечения информации из ВП ЕЭМПЗ // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск, 2014. – С. 16–19.

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

6. STM32F103xF, STM32F103xG datasheet. STMicroelectronics, 2012, p. 120.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ УСЛОВИЙ НАВИГАЦИОННОГО СЕАНСА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

А. П. Слепченко[1], В. В. Ерохин[2], О. В. Патрикеев[2]

[1]*Закрытое акционерное общество «Байкалвестком»*
664005, г. Иркутск, ул. 2-ая Железнодорожная, 68
E-mail: slepchenkoap@mail.ru
[2]*Иркутский филиал ФГБОУ ВПО «МГТУ ГА»*
664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3
E-mail: Ww_erohin@mail.ru

Предложена методика оценки влияния переменных условий навигационного сеанса в сети синхронной системы обмена данными при воздушных судов. Сформированы критерии оптимизации условий навигационного сеанса – мера наблюдаемости и коэффициент геометрии. Исследованы точностные характеристики навигационного сеанса при взаимном маневрировании воздушных судов.

Воздушные суда (ВС), взаимодействующие в сети системы обмена данными (СОД), являясь источниками навигационной информации, образуют многопозиционную радионавигационную систему, точность определения навигационно-временных параметров в которой зависит от условий навигационного сеанса. Под условиями навигационного сеанса в широком смысле следует понимать геометрический фактор, зависящий от взаимного положения объектов в локальной системе координат (СК), темп выполнения измерений взаимных дальностей и обмена данными, погрешности знания координат объектов-источников навигационной информации, количество доступных для выполнения измерений псевдодальностей до навигационных опорных точек (НОТ).

Отличительной особенностью взаимодействия ВС в сети СОД является возможность изменения их взаимного положения, поскольку ВС, используемые в качестве источников информации, являются подвижными НОТ. Поэтому, управляя взаимным положением объектов сети СОД можно управлять условиями навигационного сеанса. При этом возникает задача оценки влияния переменных условий навигационного сеанса на точность определения координат воздушных судов в выбранной системе координат.

Методика оценки влияния переменных условий навигационного сеанса на точность определения координат объектов основана на известной зависимости точности определения местоположения объекта дальномерным (псевдодальномерным) методом от его положения относительно НОТ, в нашем случае – подвижных абонентов СОД (источников информации). Для оценки влияния взаимного положения НОТ и определяющегося абонента СОД на точность навигационно-временных определений (НВО) широко используется коэффициент геометрии К – геометрический фактор (ГФ), учитывающий взаимное положение источников и потребителей навигационной информации. При равноточных измерениях псевдодальностей значение ГФ вычисляется на основе выражения [1, 2]:

$$K = \left(tr\left[\left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \right] \right)^{-1/2}. \qquad (1)$$

Коэффициент геометрии K может быть представлен также в виде

$$K^2 = K_p^2 + K_t^2, \tag{2}$$

где $K_p = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2\right]^{1/2} / \sigma_D$; K_t – соответственно пространственный и временной коэффициенты.

Пространственный коэффициент геометрии, в свою очередь, можно разделить на две составляющие, характеризующие точность определения положения ВС в горизонтальной и вертикальной плоскостях

$$K_p^2 = K_{xy}^2 + K_z^2, \tag{3}$$

где $K_{xy} = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2\right]^{1.2} / \sigma_D$; $K_z = \sigma_z / \sigma_D$ – коэффициенты геометрии соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Кроме этого в задачах оценивания динамических стохастических систем точность численного решения зависит от состава, количества наблюдаемых сигналов и продолжительности времени наблюдения. Характеристикой указанной точности является «мера наблюдаемости» [3]

$$\Gamma = \mathbf{H}(t)^T \mathbf{H}(t) \Delta t .$$

Для практического использования вводят понятие детерминанта матрицы Грама («мера наблюдаемости»), который численно характеризует площадь, «охватываемую» фазовой траекторией вектора наблюдений на интервале оценивания (t_0, t_v) и определяемую выражением

$$\det \Gamma = \det \int_{t_0}^{t_v} \mathbf{H}(t)^T \mathbf{H}(t) dt = \mathbf{H}(t)^T \mathbf{H}(t) \Delta t . \tag{4}$$

Чем больше величина **det** $\boldsymbol{\Gamma}$, т. е. величина «меры наблюдаемости», тем выше точность оценки переменных вектора состояния, в нашем случае – вектора состояния определяющегося абонента СОД.

При этом если наблюдается часть элементов вектора состояния $\bar{\boldsymbol{\lambda}}$, т. е. **H** – не единичная матрица и

$$\det \int_{t_0}^{t_v} \mathbf{H}(t)^T \mathbf{H}(t) dt = 0,$$

то и $\det \Gamma = 0$. Это значит, что вектор $\bar{\boldsymbol{\lambda}}$ не определяется. С другой стороны, чем больше величина $\det \int_{t_0}^{t_v} \mathbf{H}(t)^T \mathbf{H}(t) dt$, тем выше обусловленность матрицы **det** $\boldsymbol{\Gamma}$ и, следовательно, при прочих равных условиях – точность оценки вектора состояния [3]. «Мера наблюдаемости» также может рассматриваться по составляющим, характеризующим наблюдаемость элементов вектора состояния $\bar{\boldsymbol{\lambda}}$ ВС в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Элементы матрицы **H** определяются как частные производные по соответствующим координатам (переменным вектора состояния)

$$H = \left[\frac{\partial \bar{S}_{ij}(\bar{X}_i, \bar{X}_j)}{\partial \bar{X}_i^T} \right].$$

Теперь проведем исследование динамики величины $det(\mathbf{H}^{*\mathrm{T}}\mathbf{H}^{*})$ как меры наблюдаемости при маневре ВС. На рис. 1 представлена зависимость значения $det(\mathbf{H}^{*\mathrm{T}}\mathbf{H}^{*})$ от скорости маневра ($\Delta t = 1$).

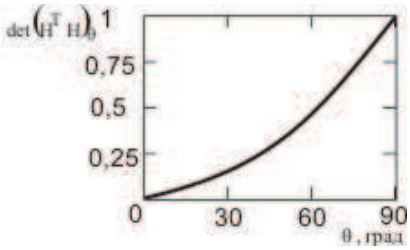


Рис. 1. Зависимость «меры наблюдаемости» от скорости маневра ВС

Рассмотрим применение предложенной методики для случая взаимодействия ВС при изменении скорости взаимного перемещения ВС и ВС-НОТ в горизонтальной плоскости.

Исследование влияния скорости взаимного перемещения ВС и ВС-НОТ в горизонтальной плоскости на точность определения координат ВС рассмотрим на примере следующих ситуаций: 1) взаимодействующие ВС движутся без изменения взаимного пространственного положения с течением времени на одной высоте; 2) ВС-НОТ № 2 совершает маневр (уменьшение скорости движения на 25 %); 3) ВС-НОТ № 2 совершает маневр (увеличение скорости движения на 25 %).

На рис. 2, *а*, *б* показаны динамика максимальной ошибки (2σ) определяющегося ВС по координатам x и y соответственно для случаев № 1 (кривая 1), № 2 (кривая 2) и № 3 (кривая 3).

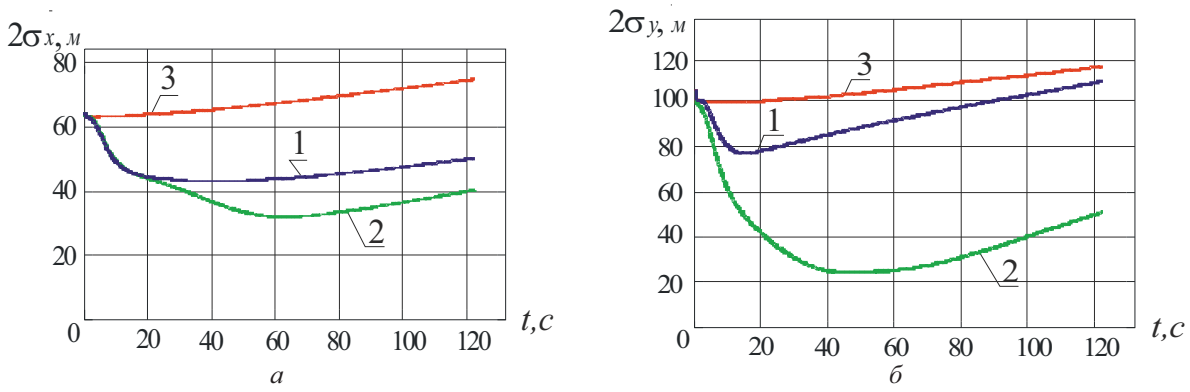


Рис. 2. Погрешности оценки местоположения ВС в горизонтальной плоскости при изменении взаимного положения НОТ и определяющегося ВС

На рис. 3, *а*, *б* представлены изменение «меры наблюдаемости» и коэффициента геометрии в горизонтальной плоскости для рассмотренных ситуаций.

Из анализа результатов, представленных на рис. 2 и рис. 3 следует, что случай № 1 характеризуется неизменным значением коэффициента геометрии и меры наблюдаемости. Это объясняется постоянством взаимного положения взаимодействующих ВС. Точность определения координат ВС составляет $2\sigma_x = 44$ м (кривая 1 рис. 1, *а*), $2\sigma_y = 79$ м (кривая 1 рис. 1, *б*). Полученные значения точности оценки, меры наблюдаемости и коэффициента геометрии примем в качестве отсчетных при дальнейшем анализе.

Для случая № 2 характерно уменьшение значения коэффициента геометрии и улучшение меры наблюдаемости в начальный момент времени, что приводит к улучшению ус-

ловий навигационного сеанса, и соответственно повышению точности оценки координат определяющегося ВС. В последующем изменение взаимного положения ВС приводит к ухудшению «меры наблюдаемости», увеличению значения ГФ и как следствие ухудшению условий навигационного сеанса. Погрешность определения координат ВС в отсчетный момент составляет $2\sigma_x = 31$ м (кривая 2 рис. 2, *а*), $2\sigma_y = 25$ м (кривая 2 рис. 2, *б*).

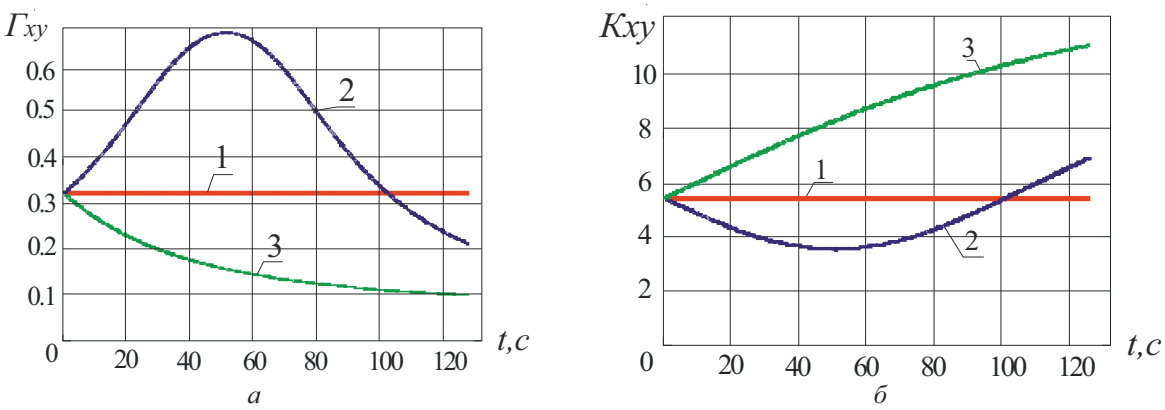


Рис. 3. Изменение меры наблюдаемости и коэффициента геометрии в горизонтальной плоскости при изменении взаимного положения НОТ и определяющегося ВС

Случай №3 характеризуется увеличением значения коэффициента геометрии, уменьшением «меры наблюдаемости» и понижением точности оценки плановых координат определяющегося ВС по сравнению со случаем № 1, т. е. маневрирование ВС-НОТ2 в данном случае привело к ухудшению условий навигационного сеанса на исследуемом интервале оценивания. Минимальная погрешность определения координат ВС составляет $2\sigma_x = 63$ м (кривая 3 рис. 2, *а*), $2\sigma_y = 100$ м (кривая 3 рис. 2, *б*).

Анализ полученных результатов подтверждает предположение о неоднозначности влияния изменения условий навигационного сеанса при взаимодействии воздушных судов на точность навигационных определений.

На рис. 4 показана динамика радиальной ошибки определения координат определяющегося ВС - абонента СОД в условиях изменяющейся геометрии навигационного сеанса для рассматриваемых ситуаций.

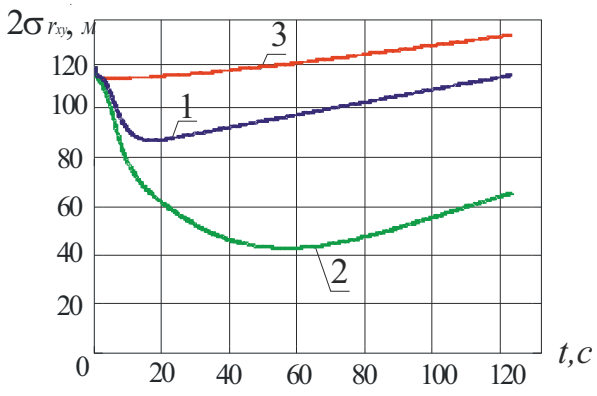


Рис. 4. Радиальная погрешность оценки местоположения абонента СОД при изменении геометрии навигационного сеанса

Радиальная среднеквадратичная ошибка определения координат для ситуации № 1 (кривая 1) в процессе исследования составляет порядка 88 м, для ситуации № 2 (кри-

вая 2) 42 м, т. е. в данном случае точность повысилась в 2 раза, для ситуации № 3 (кривая 3) 114 м, т. е. в данном случае маневрирование привело к уменьшению точности в 1,3 раза.

Предложенная методика оценки влияния переменных условий навигационного сеанса на точность определения координат при взаимодействии ВС, основанная на использовании «меры наблюдаемости» и ГФ, позволяет проводить информационный анализ навигационного обеспечения. При этом изменение «меры наблюдаемости» и ГФ в процессе организации управления условиями навигационного сеанса могут рассматриваться как показатели эффективности управления и выступать в качестве критериев оптимизации условий навигационного сеанса.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова; изд. 3-е перераб. – М.: Радиотехника, 2005. – 688 с.

2. Скрыпник, О. Н. Принципы управления условиями навигационного сеанса при взаимодействии объектов в сети синхронной системы обмена данными / О. Н. Скрыпник, В. В. Ерохин, А. П. Слепченко // Научный вестник МГТУ ГА. – Москва, 2010. – № 159(9). – С. 55–62.

3. Карапетян, Р. М. Алгоритмы оценки качества и синтеза линейных систем управления / Р. М. Карапетян. – Рига: ЛРП ВН.ОМ, 1989.

ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА УГЛОВ ЭЙЛЕРА ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС

М. Ю. Казанцев, У. А. Погребная

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kazantsev_m@mail.ru

Рассматривается задача оптимальной оценки углов Эйлера по сигналам ГЛОНАСС. Приведены результаты численного моделирования. Показаны преимущества метода, использующие избыточность измерений.

С помощью углов Эйлера можно однозначно задать ориентацию объекта в пространстве. Углы Эйлера по сигналам ГЛОНАСС можно определить по измерениям в угломерном приемнике разности фаз между разнесенными в пространстве антеннами. Взаимосвязь между разностью фаз $\Delta\varphi_i$ и взаимной ориентацией антенн можно выразить следующим образом

$$\Delta\varphi_{ki} = s_i^T r_k + \tau_k - \lambda N_{ki},$$

где s_i – вектор направляющих косинусов на i-й навигационный космический аппарат (НКА), в выбранной системе координат; r_k – вектор, определяющий положение k-й антенны относительно опорной точки; τ_k – систематическая погрешность, вызванная задержкой сигнала в приемнике. Процесс определения параметров ориентации по сигналам ГЛОНАСС состоит из нескольких последовательных этапов:

- разрешение неоднозначности измерений по фазе несущей частоты сигнала N_{ki};
- определение векторов r_k, координаты которых зависят от расположения в пространстве антенн относительно опорной точки;
- определение углов Эйлера.

Исходными параметрами для решения задачи определения углов Эйлера являются векторы r_k, с помощью которых вычисляется матрица вращения A, которая, в свою очередь зависит от значений углов Эйлера. Минимальное число векторов r_k, необходимых для вычисления матрицы вращения A равно двум. Данная матрица определяет преобразование между связанной с объектом системы координат и выбранной системой координат $b_k = Ar_k$.

Для вычисления матрицы A необходимо сформировать из r_1 и r_2 ортогональную тройку векторов. Данный способ хорошо известен как TRIAD метод (TRIaxial Attitude Determination).

Другим способом вычисления матрицы вращения A является минимизация целевой функции следующего вида

$$J(A) = \sum_k^m a_k \left\| b_k - Ar_k \right\|^2, \qquad (1)$$

где b_i – вектор координат антенн приемника относительно опорной антенны в связанной с объектом системе координат; a_i – вес каждого вектора; m – число векторов.

Целевую функцию $J(A)$ можно преобразовать к следующему виду [1]

$$J(A) = \lambda_0 - tr\left(AB^T\right),$$

где

$$\lambda_0 = \sum_k^m a_k \ , \qquad B = \sum_k^m a_k b_k r_k^T \ .$$

Решением задачи (1) является оптимальная оценка матрицы вращения и, как следствие, оптимальная оценка углов Эйлера. Одним из способов решения данной задачи является сингулярное разложение матрицы $B = U\Sigma V^T$.

Результаты численного моделирования представлены в табл. и на рис. Рассмотренный метод позволяет повысит точность оценки угла Эйлера в 1.4 раза, при условии избыточности числа антенн угломерного приемника.

Таблица

Погрешности решения определения углов Эйлера

Число векторов	СКО курса, угл. мин.	СКО крена, угл. мин.	СКО тангажа, угл. мин.
2 (TRIAD)	12.08	12.07	11.88
3 (L1)	6.56	10.08	8.61
4 (L1)	6.13	8.51	8.47
5 (L1)	5.38	7.76	8.64

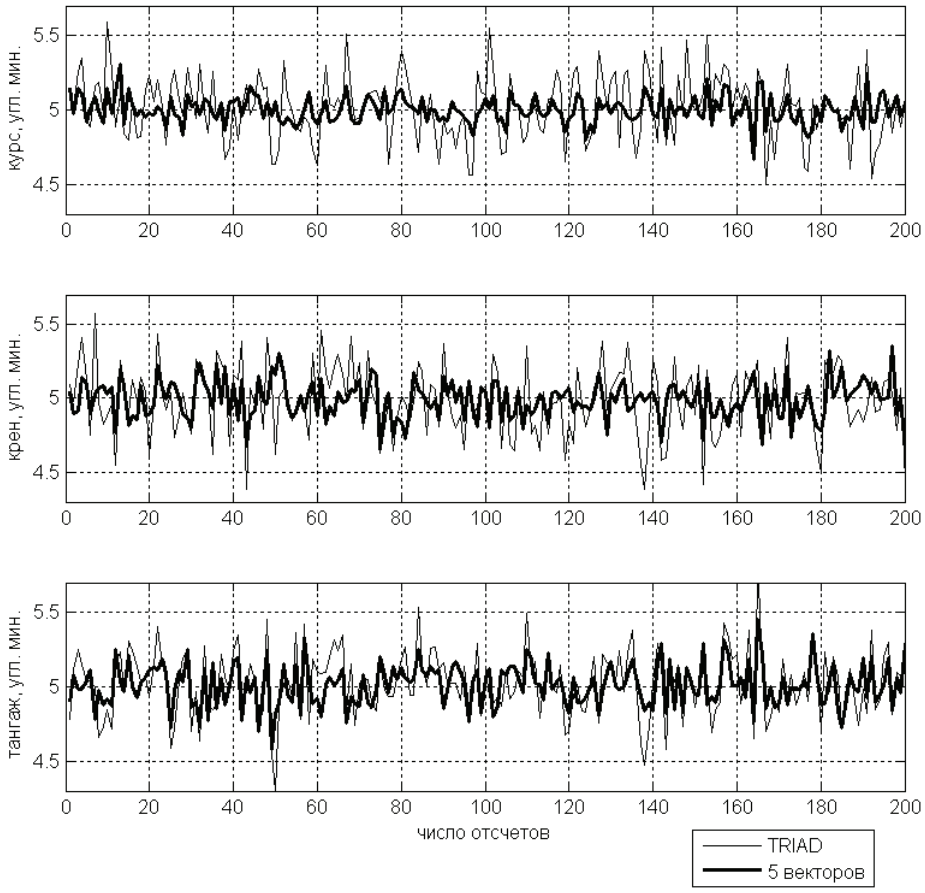


Рис. Погрешности решения угломерной задачи

Список литературы

1. Clark Cohen. Attitude determination using GPS: Development of all solid-state guidance, navigation, and control sensor for air and space vehicles based on the global positioning system, Ph.D. dissertation, Stanford University, December 1992.

ВАРИАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ФАЗЫ ТРАНСИОНОСФЕРНОГО СИГНАЛА КАК ИНДИКАТОР СЛАБЫХ ИОНОСФЕРНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ

Т. В. Кашкина[1], Ю. В. Ясюкевич[2], В. В. Демьянов[1] (научный руководитель)

[1]*Иркутский государственный университет путей сообщения ФА ЖТ*
664074, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15
E-mail: tanchik72007@yandex.ru
[2]*Институт солнечно-земной физики СО РАН*
664033, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 126а
E-mail: yasukevich@mail.iszf.irk.ru

Выполнен сравнительный анализ качества одновременных измерений фазы несущей частоты сигналов навигационных спутников GPS в трех пунктах: Москва (55ºN, 37ºE), Иркутск (52ºN, 104ºE) и Норильск (69ºN, 88ºE). Выявлен эффект нестационарных изменений ускорения фазы несущей, который пока не учитывается в принятой на сегодняшней день модели поведения фазы (дискретной цепи Маркова). Результаты сравнительного анализа измерений фазы несущей сигналов навигационных спутников подтверждают предположение о том, что выявленный эффект обусловлен влиянием мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации в ионосфере. Выдвинуто предложение о возможности использования ускорения фазы несущей трансионосферных сигналов как высокочувствительного параметра для детектирования слабых мелкомасштабных возмущений ионосферы.

Основным ограничением потенциально достижимых характеристик функционирования аппаратуры GPS/ГЛОНАСС служит влияние неоднородной и нестационарной ионосферы на точность измерений радионавигационных параметров. Явления в ионосфере, в особенности полярной или экваториальной, даже при отсутствии геомагнитных вариаций и бурь часто влекут существенный амплитудный федингсигналов навигационных спутников в точке приема, а также быстрые рефракционные вариации фазы сигнала. Прежде всего, к воздействию данных явлений оказывается уязвимым контур слежения за фазой несущей, сбой работы которого приводит к резкому ухудшению точности измерений радионавигационных параметров в целом.

С другой стороны, фиксация текущих изменений параметров слежения за фазой может дать возможность высокочувствительного мониторинга тонкой структуры ионосферы Земли. Эта возможность, в свою очередь может оказаться весьма полезной для построения систем раннего оповещения об опасных природных и техногенных явлениях по их ионосферному отклику на станциях мониторинга и контроля, удаленных от эпицентра явления.

Известно, что фильтрация фазы несущей сигналов ГЛОНАСС и GPS осуществляется в оптимальном фильтре третьего порядка [3] на основе использования модели Марковской дискретной последовательности следующего вида

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + T_{COR} \cdot v_{k-1}; \quad v_k = v_{k-1} + T_{COR} \cdot a_{k-1} \quad a_k = a_{k-1} + \xi_{\varphi,k-1}, \tag{1}$$

где T_{COR} – время интегрирования; v_k, a_k – скорость и ускорение изменения фазы в момент времени k, соответственно; $\xi_{\varphi,k}$ – формирующий белый гауссовский шум (БГШ) с дисперсией D_ξ.

По современным представлениям, формирующий БГШ - $\xi_{\varphi,k}$ состоит из теплового шума, вариаций относительной нестабильности частоты опорного генератора, а также вариаций, вызванных динамикой объекта, на котором установлен приемник. Суммарное среднеквадратичное отклонение (СКО) данного шума определяется следующим образом [14]:

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_F^2} + \frac{\sigma_S}{3}, \tag{2}$$

где σ_T, σ_F, и σ_S – это СКО шумов фазы несущей (в градусах), которые вызваны действием тепловых шумов, вариациями Алана, и механическими вибрациями приемника, соответственно.

Величина СКО каждой из перечисленных компонент шума в выражении (2) для случая использования фильтра третьего порядка может быть подсчитана на основании следующих выражений [14]:

$$\sigma_T = \frac{360}{2\cdot\pi}\sqrt{\frac{B_n}{c/n_0}\cdot\left(1+\frac{1}{2T\cdot c/n_0}\right)}, \quad (3)$$

$$\sigma_F = 160\cdot\frac{\sigma_F(\tau)\cdot F_c}{B_n}, \quad (4)$$

$$\sigma_S = 0.4828\cdot\frac{dR^3/dt^3}{(B_n)^3}, \quad (5)$$

где c/n_0 – отношение сигнал/шум на входе измерителя (здесь при расчетах принято равным 30 дБВт); $\sigma_F(\tau)$ – относительная кратковременная нестабильность частоты опорного генератора; F_c – частота несущей; dR^3/dt^3 – максимальная величина рывка вдоль линии визирования спутника.

Как можно видеть, величина СКО фазового шума (2) прямо зависит от основных настроек следящего измерителя – T и B_n, а также от отношения сигнал/шум на входе измерителя и стабильности частоты опорного генератора. По нашему мнению, однако, этот шум должен быть дополнен аддитивной компонентой, которая описывает случайные быстрые вариации фазы, вызванные влиянием неоднородной и нестационарной среды распространения радиоволн (прежде всего, ионосферы). На рис. 1 представлены результаты расчетов зависимости ускорения фазы несущей сигнала навигационного спутника от параметров настройки следящего измерителя и структуры среды распространения среды радиоволн.

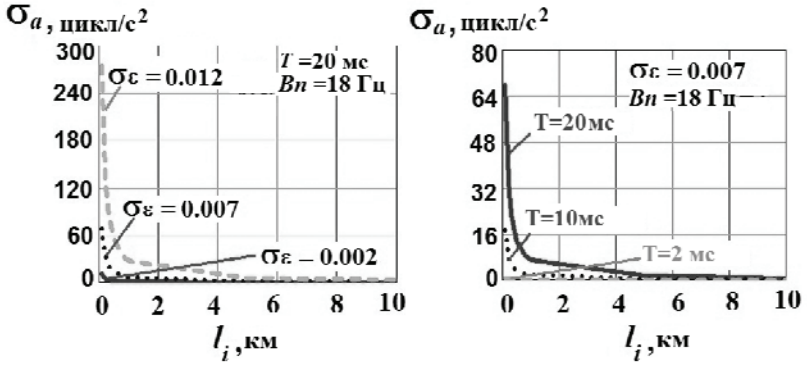


Рис. 1. Зависимости ускорения фазы несущей от параметров настройки следящего измерителя и структуры среды распространения среды радиоволн

Из приведенных рисунков можно видеть следующее. Прежде всего, очевидно преобладающее влияние мелкомасштабных неоднородностей ЭК с размерами l_i = 0.1 - 1 км на формирование ионосферных мерцаний фазы. При этом эффект выражен тем сильнее, чем больше интенсивность неоднородностей ЭК - σ_ε. Т.е. можно ожидать, что появление в ионосферном слое мелкомасштабных неоднородностей ЭК вызовет существенный рост ускорения фазы несущей, что должно найти отражение в величине полной дисперсии формирующего шума $\xi_{\varphi,k}$ в выражении (1).

С другой стороны, в работе [16] указано, что подобные явления могут наблюдаться и без очевидной связи с мелкомасштабными возмущениями электронной концентрации в ионосфере. Похожие на ионосферные мерцания вариации фазы несущей трансионосферного сигнала могут быть вызваны кратковременным дрейфом частоты опорного генератора на спутнике.

Чтобы разделить указанные наблюдения по физической природе их возникновения мы провели измерительную компанию одновременных измерений фазы сигналов GPS и ГЛОНАСС в трех пунктах: Москва (55ºN, 37ºE), Иркутск (52ºN, 104ºE) и Норильск (69ºN, 88ºE). В период со 26 по 27 ноября 2014 г. с использованием мультисистемного навигационного приемника Javad DELTA-3 с выносной антенной G3T [7] нами проведены записи рядов фазы несущей сигналов спутников GPS и ГЛОНАСС на двух рабочих частотах с частотой регистрации данных 50 Гц. Для исключения влияния шумов многолучевости и влияния местных объектов на результаты наблюдений, анализ данных проводился только для спутников с углами возвышения $\gamma \geq 20^{\circ}$. Результаты наблюдений представлены на рис. 2 и 3. 26 ноября 2014 г. для спутников 19 и 30 GPS, соответственно (левая колонка – Норильск, правая колонка – Москва, в центре – Иркутск). На верхних панелях представлены ряды ускорений фазы, а на нижних – значения углов возвышения спутников (γ°). Для фоновых значений ускорения фазы (серый прямоугольник, сплошная линия) и для возмущений данного параметра (черный прямоугольник, пунктирная линия) на рис. 2 и 3 выделены короткие участки наблюдений продолжительностью 6 минут.

Если бы наблюдаемые нами случаи нестационарных вариаций ускорения фазы были обусловлены дрейфом частоты опорного генератора спутника, то они наблюдались бы одновременно на всех трех удаленных друг от друга пунктах.

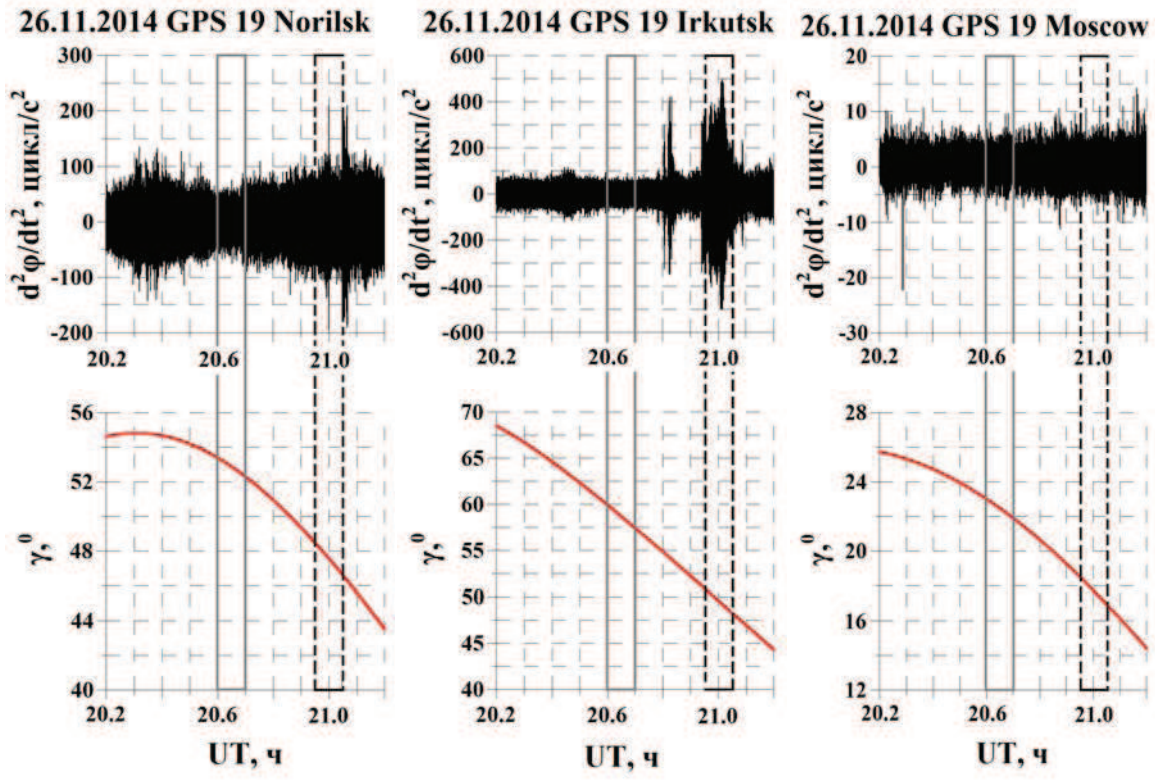


Рис. 2. Наблюдения ускорения фазы 26 ноября 2014 г. для спутника 19 GPS

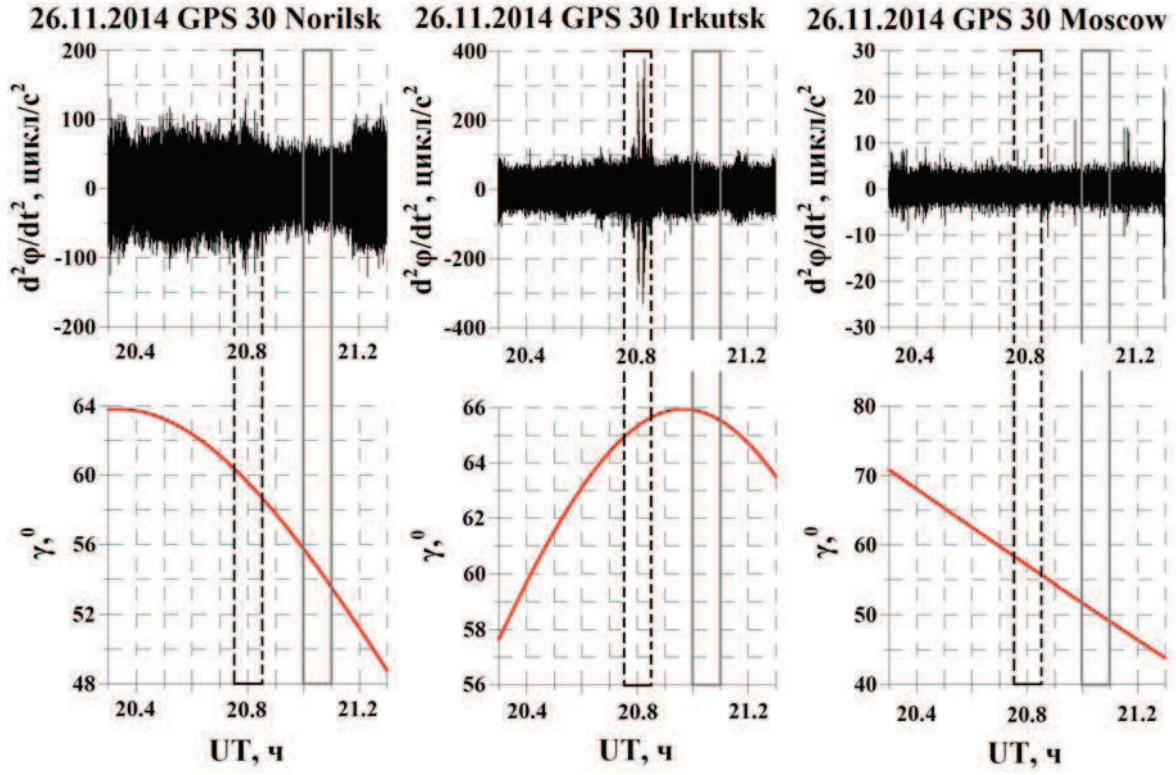


Рис. 3. Наблюдения ускорения фазы 26 ноября 2014 г. для спутника 30 GPS

Однако, мы видим, что рост ускорения фазы несущей частоты спутников GPS для одного и того же спутника не наблюдается одновременно и, следовательно, это явление не связано с кратковременным дрейфом частоты опорного генератора. Поэтому, в силу сказанного выше, а также исходя из результатов работ, выполненных нами в этом же направлении ранее [5, 6], можно предположить наличие связи между нестационарными изменениями фазы несущей и мелкомасштабными неоднородностями ЭК в ионосфере.

Важно отметить также, что полученные здесь результаты экспериментальных наблюдений проведены в условиях невозмущенной среды распространения радиоволн. Однако даже в этом случае можно наблюдать нестационарные изменения ускорения фазы несущей сигналов спутников GPS. Это говорит о высокой чувствительности данного параметра к изменениям в мелкомасштабной структуре ионосферы. Поэтому ускорение фазы несущей трансионосферных сигналов, измеряемое на наземной сети пунктов мониторинга, можно рекомендовать как индикатор слабых ионосферных возмущений.

В то же время, нам представляется очевидной необходимость дальнейших исследований по уточнению общепринятой модели изменения фазы несущей сигналов навигационных спутников с обязательным учетом влияния среды распространения радиоволн.

Список литературы

1. Афраймович Э. Л., Перевалова Н. П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. – Иркутск: ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН, 2006. – 480 с.

2. Бабич О. А. Обработка информации в навигационных комплексах. – М.: Машиностроение. 1991. – 491 с.

3. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2005. – 687 с.

4. Кравцов А. Ю. Прохождение радиоволн через ионосферу Земли. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.

5. Наблюдения нестационарных вариаций ускорения фазы несущей трансионосферных сигналов навигационных спутников / В. В. Демьянов, Ю. В. Ясюкевич, Т. В. Кашкина, И. Ф. Гамаюнов // Теория и техника радиосвязи. – 2015.– № 1. –С. 28–37.

6. Нестационарные вариации ускорения фазы несущей сигналов спутников GPS и ГЛОНАСС / В. В. Демьянов, Ю. В. Ясюкевич, Т. В. Кашкина, И. Ф. Гамаюнов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2015. – № 2. – Т.20.– С. 22–31.

7. Официальный сайт JAVAD [Электронный ресурс] // Мультисистемный навигационный приемник Javad Delta-G3T: [сайт]. [2014]. URL: http://javad.com/jgnss/products (дата обращения: 28.08.2014).

8. Aarons J. Global Positioning System Phase Fluctuations at Aurora Latitudes // Geophysical Research. – 1997. – V. 102. – № A8. – P. 17219.

9. Mid-Latitude Amplitude Scintillation of GPS Signals and GPS Performance Slips / E. L. Afraimovich, E. I. Astafyeva, V. V. Demyanov, I. F. Gamayunov // Advances in Space Research. – 2009. – № 43. – Pp. 964–972.

10. Bhattacharrya A. Deterministic retrieval of ionospheric phase screen from amplitude scintillations // Radio Science. – 1999. – V. 34. – Pp. 229–240.

11. Effects of ionosphere super-bubble on the GPS positioning performance depending on the orientation relative to geomagnetic field / V. V. Demyanov, Yu. V. Yasyukevich, A. B. Ishin, E. I. Astafyeva // GPS Solutions. – 2012. – V. 16. – № 2. – Pp. 181–189.

12. Jin T., Ren J. X. Stability analysis of GPS carrier tracking loops by phase margin approach // GPS Solution. – 2013. – № 17. – Pp. 423–431.

13. John P. C., Brian M. F. A 27 GHz phase-lock loop phase detector // Canadian conference on electrical and computer engineering (CCECE). – 2006. – Pp. 1506–1509.

14. Kaplan E. D. Understanding GPS: Principles and Applications. – Artech House: 1996. – 556 p.

15. Klobuchar J. Ionosphere Time-delay Algorithm for Single-frequency GPS Users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System. – 1986. – V. 23(3). – Pp. 325–331.

16. Tiwari R., Strangeways H. J. Regionally based alarm index to mitigate ionospheric scintillation effect for GNSS receivers / School of electrical and electronic engineering, Newcastle University, UK.

17. Weinfeld D., Bar-David I. Phase locked loop with extended range phase detector // Eighteenth convention of electrical and electronics engineers in Israel. – 1995. – Pp. 1–4.

О СВЕРХРАЗРЕШЕНИИ МНОГОЛУЧЕВЫХ СЦЕН ПРИ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ КОСМИЧЕСКИХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Е. В. Кузьмин, В. А. Вяхирев

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. Академика Киренского, 28
E-mail: EKuzmin@sfu-kras.ru

Представлены результаты имитационного моделирования алгоритмов сверхразрешающей пеленгации многолучевых сцен, возникающих при приёме сигналов космических навигационных систем. Представлены методика и результаты имитационного моделирования алгоритмов Кейпона и «теплового шума».

Одним из основных факторов ограничивающих точность местоопределения по сигналам глобальных космических навигационных систем 2-го поколения ГЛОНАСС/GPS, а также аналогичных вновь разрабатываемых систем, является многолучевое распространение сигналов. Причиной многолучевого распространения сигналов является отражение (а также переотражение) сигналов навигационных космических аппаратов в околоземном пространстве от различных объектов, находящихся в зоне работы антенного элемента приёмоиндикатора. В некоторых случаях, элементы самого объекта, несущего навигационное оборудование и антенную систему могут являться источниками переотражений, создающими многолучевую помеху. Воздействие многолучевой помехи приводит к деформации формы и смещению временного положения выходного эффекта алгоритма оптимальной первичной обработки навигационных сигналов (существенное искажение формы корреляционной функции), тем самым вызывая деградацию точности навигационных обсерваций, формируемых на основе результатов первичной обработки (оценок радионавигационных параметров) [1].

Известные способы нейтрализации многолучевых помех достаточно полно перечислены в работе [1], в которой, также, указывается, что проблема многолучевого распространения рассмотрена отечественным научным сообществом не на должном уровне. Кроме того, сравнительно недавно появилась диссертационная работа [2], в которой представлены интересные научные результаты, но, к данному моменту лишённые возможности использования. Автор работы [2] сделал выбор в пользу MSK-модуляции, в то время как на данный момент в системе ГЛОНАСС используются традиционная BPSK-модуляция и перспективная BOC-модуляция, а использование иных видов модуляции сигналов в ближайшем будущем не предполагается. Также, известны организационно-технические способы снижения влияния многолучевых помех, к которым в первую очередь следует отнести конструктивное усложнение антенной системы в части нанесения специальных металлических колец (кольцевого защитного экрана), компенсирующих («не пропускающих») отражённые сигналы [3]. Указанное решение, известное как «GNSS Choke Ring Antenna», обладает понятными неудобствами, а главное – данное решение теряет эффективность при наклонении антенной системы. Кроме того, можно выделить способ, основанный на определении так называемого «портрета» многолучёвости, уместный лишь для стационарных объектов.

Действенным же инструментом выявления многолучевых помех, по мнению авторов, является аппарат сверхрелеевского разрешения (сверхразрешения) [4–6]. Применение алгоритмов сверхразрешающей пеленгации позволит произвести выявление основных минимально разнесённых во времени (на интервал меньший чипа псевдослучайной последовательности) компонентов выходного эффекта, порождаемых как самим сигналом, так и его многолучевыми копиями. Таким образом, представляется возмож-

ным выделение наиболее мощной компоненты в наблюдаемой реализации и оценка её временного положения (соответствующего истинному временному положению корреляционного пика, порождаемого, как правило, «прямым» сигналом).

Из многочисленных литературных источников известно сравнительно большое количество алгоритмов сверхразрешающей пеленгации. В источниках указывается, что эффективность алгоритмов требуется оценивать для каждого конкретного случая. В качестве реализуемых алгоритмов сверхразрешающей пеленгации многолучевых сцен для типовых случаев приёма сигналов космических навигационных систем ГЛОНАСС/GPS представляются актуальными следующие алгоритмы: минимальной дисперсии Кейпона; «теплового шума»; Борджотти-Лагунаса; максимальной энтропии (алгоритм Берга); MUSIC и его модификации (Multiple signal classification); ESPRIT и др. Далее, ограничимся рассмотрением первых двух алгоритмов.

Для проведения имитационного моделирования алгоритмов сверхразрешающей пеленгации использована методика:

1. Формируется измерительный сигнал: $s(t) = a(t)\sin(\omega_0 t)$, $a(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \,\mathrm{rect}(t - iT)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины N, T – длительность элемента (дискрета, чипа) ПСП $\{a_i\}$, $\mathrm{rect}(t)$ – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности T.

2. Формируется аддитивная смесь измерительного сигнала, его задержанной копии и шума: $y(t) = s(t) + s(t - \Delta t) + \xi(t)$, где величина Δt характеризует запаздывание копии относительно основного сигнала. Для рассматриваемой задачи (многолучевая помеха) $\Delta t < T$; $\xi(t)$ – центрированный гауссовский шум с дисперсией σ_ξ^2.

3. Вычисляются выходные эффекты алгоритмов минимальной дисперсии Кейпона: $Z_1 = [\mathbf{X}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{X}]^{-1}$ и «теплового шума»: $Z_2 = [\mathbf{X}^H \mathbf{\Psi}^2 \mathbf{X}]^{-1}$. Здесь $\mathbf{X}$ – вектор-гипотеза ожидаемого сигнала; $\mathbf{\Psi}$ – обратная корреляционная матрица, формируемая на основе наблюдений $y(t)$; H – символ эрмитового сопряжения [7, 8].

На рис. 1 показаны нормированные к своим максимальным значениям выходные эффекты алгоритмов Z_1 и Z_2 при истинном значении задержки основного сигнала равном $\tau_и = 5T$ и $\Delta t = 0.25T$.

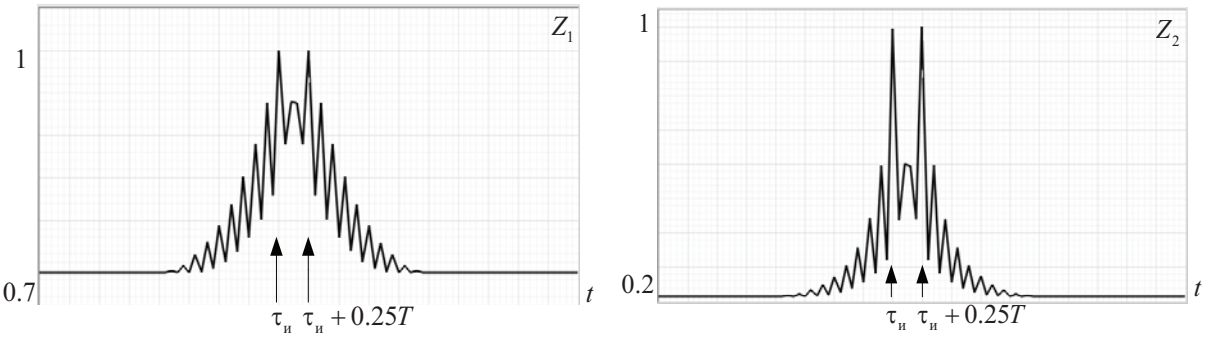


Рис. 1. Выходные эффекты алгоритмов

Как видно из рис. 1, алгоритмы Кейпона и «теплового шума» обеспечивают сверхразрешающую пеленгацию многолучевой сцены, образуемой основным сигналом и его копией, задержанной на $\Delta t < T$.

На рис. 2 показаны нормированные к своим максимальным значениям выходные эффекты алгоритмов Z_1 и Z_2 при истинном значении задержки основного сигнала равном $\tau_и = 5T$ и $\Delta t = 0.5T$.

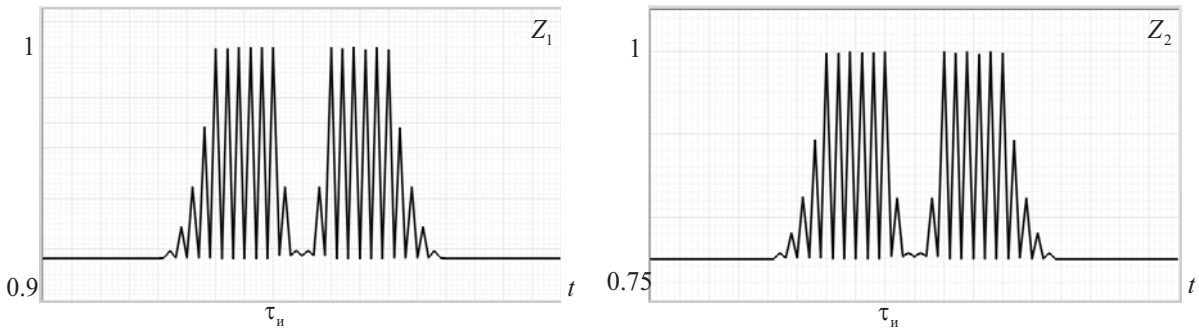


Рис. 2. Выходные эффекты алгоритмов

Из рис. 2 видно, что выходные эффекты рассмотренных алгоритмов, при указанных условиях, могут содержать ложные пики, причём интенсивность последних, оказывается соизмеримой с интенсивностью пика, порождаемого основным сигналом.

Выводы. Результаты моделирования свидетельствуют о возможности обеспечения сверхразрешающей пеленгации многолучевой сцены, образуемой псевдослучайным сигналом и его задержанной копией. Вопрос устранения ложных пиков в выходном эффекте алгоритмов требует дополнительного рассмотрения.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010.

2. Соколов А. А. Нейтрализация многолучевых помех в РНС космического базирования: автореф. дис. … канд. техн. наук. – СПбГТУ «ЛЭТИ», 2012.

3. GNSS Choke Ring Antenna. [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.trimble.com/infrastructure/gnss-choke-ring-antenna.aspx?dtID=support.

4. Алмазов В. Б., Манжос В. Н. Получение и обработка радиолокационной информации. – ВИРТА ПВО, 1985.

5. Статистический анализ сверхразрешающих методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки / Д. И. Леховицкий, П. М. Флексер, Д. В. Атаманский, И. Г. Кириллов // Антенны. – 2000. – № 2 (45).

6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003.

7. Кузьмин Е. В., Ботов М. И., Вяхирев В. А. Особенности обнаружения и измерения параметров радиосигналов на фоне интенсивных внешних помех. Научно-технические серии. Сер. «Радиосвязь и радионавигация». Вып. 3. Радионавигационные технологии / Коллективная монография // под ред. А. И. Перова, И.Б. Власова. – М.: Радиотехника, 2013. – 162 с.: ил. С. 55–59.

8. Кузьмин Е. В. Сравнительный анализ помехоустойчивости последовательных процедур поиска шумоподобного сигнала / Е. В. Кузьмин, В. А. Вяхирев // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. – 606 с. С. 121–124. – Режим доступа: http://efir.sfu-kras.ru/sites/efir.institute.sfu-kras.ru/files/SPR-2014.pdf.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ В ФАЗОВОЙ РНС

А. Д. Куроптев, А. М. Алешечкин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
e-mail: kuroptev_89@mail.ru

Рассматривается фазовая радионавигационная система, в которой используемая наименьшая метрическая частота не обеспечивает однозначное определение навигационного параметра во всей рабочей зоне системы. Для определения однозначной области в системе используется интерферометрический метод определения координат. В статье приводится оценка погрешностей определения данной однозначной области методом статистического моделирования.

В настоящее время, согласно последней редакции Радионавигационного плана РФ, для обеспечения навигации подвижных объектов, прецизионных измерений в интересах гидрографии и решения специальных задач по-прежнему актуально использование и развитие морских радионавигационных систем ближней навигации.

В [1] предложена радионавигационная система, предназначенная для навигации морских объектов, проведения гидрографических работ и обеспечивающая точность определения координат на уровне десятых долей метра. Измеряемыми радионавигационными параметрами в системе являются фазы принятых от наземных станций сигналов на пяти метрических частотах. Рабочая зона рассматриваемой радионавигационной системы достигает 60–120 км, в то время как однозначная область определения навигационного параметра при дальномерном режиме работы равна ± 7,5 км при измерениях фазы на самой низкой метрической частоте системы (10 кГц). Однозначная область определения в системе находится путем грубого определения координат объекта-носителя бортовой станции (БС) интерферометрическим методом, описанным в [2].

Целью данной работы является оценка погрешностей определения приближенных координат БС (однозначной области), которые в дальнейшем используются для вычисления целочисленных значений фаз принятых сигналов и определения высокоточных координат объекта.

Вычисление погрешностей определения однозначной области производилось методом статистического моделирования в среде MathCad. Согласно данному методу, на измеряемые исходные параметры накладываются погрешности в виде случайных величин с заданными значениями среднеквадратического отклонения (СКО) и нулевыми математическими ожиданиями. Далее проводится заданное число статистических определений, в результате которых рассчитываются статистические оценки СКО определяемых параметров. Исходные данные для моделирования указаны в табл. 1.

При определении однозначной области измеряемыми параметрами являются фазы сигналов, принятых от наземных станций (НС) разнесенными в пространстве антеннами бортовой станции, и угол курса объекта-носителя бортовой станции, определяемый бортовым курсоуказателем.

Таблица 1

Исходные данные для моделирования

Наименование	*Значение*
СКО измеренной фазы сигнала	0,01 ф.ц.; 0,15 ф.ц.; 0,02 ф.ц
СКО измеренного курс	1,2°; 3°; 5°
Длина антенной базы БС	14 м; 7 м
Угол курса базы БС	0…360° (с шагом 1°)
Число статистических определений, k	200

При расчетах была выявлена зависимость СКО определения однозначной области от угла курса объекта-носителя БС (то есть от курса антенной базы БС) в заданной точке рабочей зоны радионавигационной системы при различном количестве наземных станций в системе (рис. 1). Как видно, СКО определения однозначной области в значительной степени зависит от курса объекта (разброс значений до 3,5 раз), что связано с расстановкой наземных станций, а также непосредственно с аналитическими выражениями, представляющие собой тригонометрические зависимости [2], по которым определяется однозначная область. В то же время, можно отметить, что количество НС в системе незначительно влияет на результирующую погрешность, поэтому в системе достаточно использовать минимально требуемое количество наземных станций – 2.

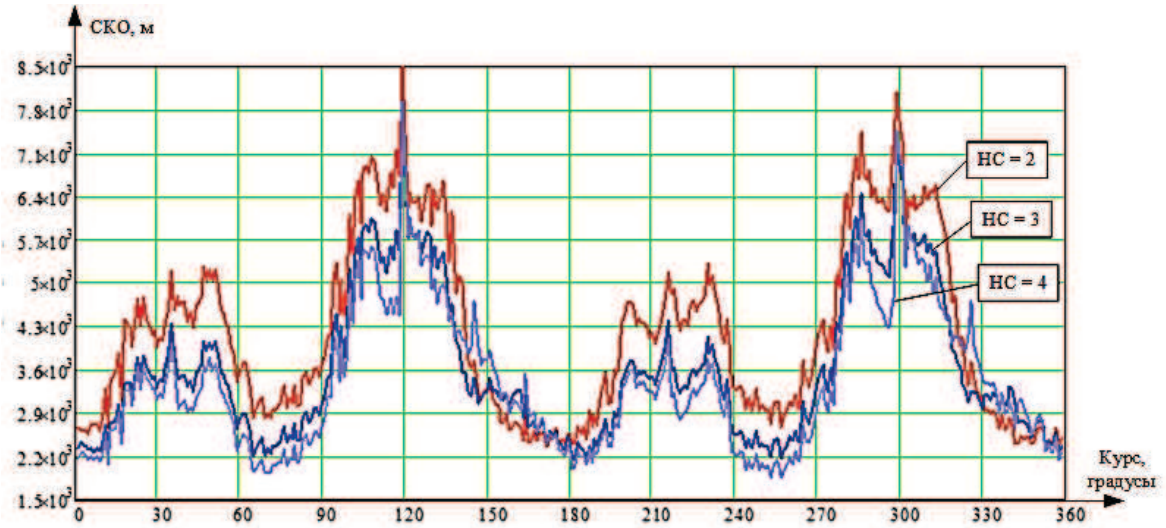


Рис. 1. Зависимость СКО погрешности определения однозначной области от курса

Также была исследована зависимость СКО определения однозначной зоны от длины антенной базы БС – рис. 2 и 3. Для корректного определения однозначной области длина антенной базы БС должна быть не более половины длины волны самой высокой метрической частоты (10 МГц) в системе.

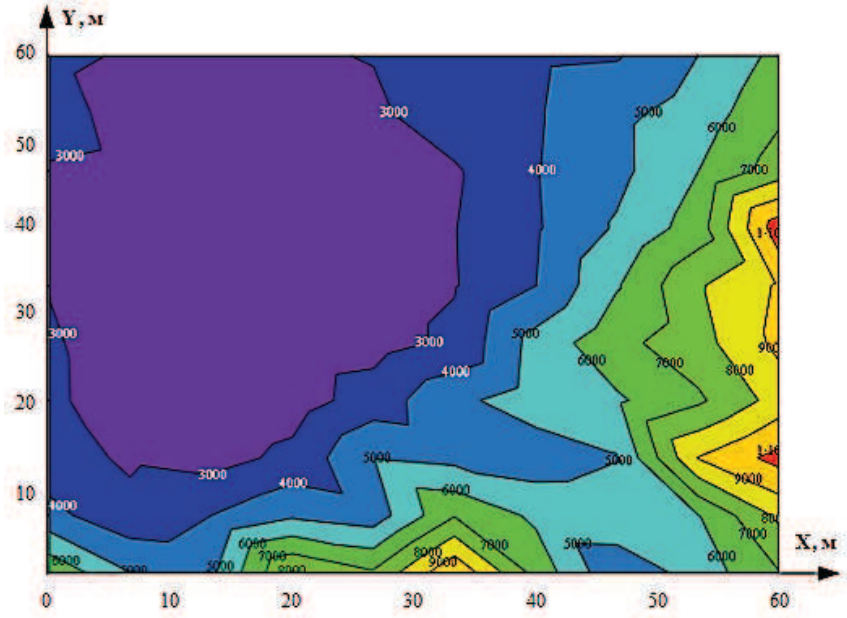


Рис. 2. Карта погрешностей определения однозначной области (в метрах) в рабочей зоне РНС (длина антенной базы БС– 14 м)

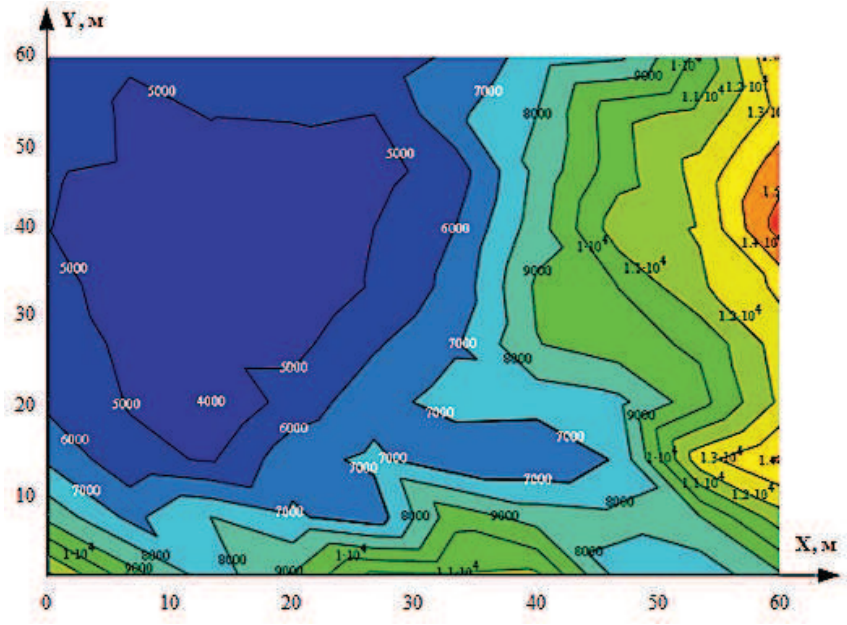


Рис. 3. Карта погрешностей определения однозначной области (в метрах) в рабочей зоне РНС (длина антенной базы БС – 7 м)

Помимо этого, был проведен анализ влияния ошибки измерения курса объекта и ошибки измерения фазы сигнала на результирующую СКО определения однозначной области, из которого следует, что ошибка измерения угла курса практически не влияет на итоговую погрешность. В то же время, при СКО измеренной фазы более 0,3 ф.ц. на краях рабочей зоны рассматриваемой системы имеются участки, в которых СКО определения однозначной области превышает ограничение по погрешности равное 15 км, таким образом, на данных участках целочисленное значение измеренных фаз может быть определено ошибочно.

Для устранения ошибочных определений и при более высоких значениях СКО измеренной фазы требуется увеличение числа видимых НС до 3 и их оптимальная расстановка, т. е. улучшение геометрического фактора. Дальнейшее повышение точности определения однозначной области в рассматриваемой радионавигационной системе возможно за счет реализации измерений фаз сигналов на несущих частотах системы, а также реализация в вычислителе бортовой станции алгоритмов фильтрации радионавигационных параметров.

Таким образом, по результатам представленной работы проведена оценка погрешностей определения однозначной области в фазовой радионавигационной системе и определены зависимости изменения погрешностей от различных условий и параметров. Результаты данной работы необходимы для оценки практической реализации радионавигационной системы с учетом условий использования на борту гидрографических судов РФ для выполнения различного рода навигационных задач.

Список литературы

1. Пат. 2457629, Российская Федерация, МПК H 04 L 29/02, G 01S 3/46. Фазовая радионавигационная система / Алешечкин А. М.; заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВПО СФУ. – № 2011128914/08; заявл. 12.07.2011; опубл. 27.07.2012, бюл. № 21. – 24 с.

2. Алешечкин А. М., Куроптев А. Д. Однозначное определение координат надводных объектов по сигналам фазовой радионавигационной системы // Сб. материалов. XXI Санкт-Петербургская междунар. конф. по интегрированным навигационным системам, 26–28 мая 2014 г. – СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2014. – С. 110–113.

ПРЕДОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В КОМПЛЕКСИРОВАННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

С. С. Ларионова, А. А. Спектор (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: Larionovasvetka1@mail.ru

На примере измерительной системы, содержащей пару датчиков, рассматривается эффективность выбеливания сигнала одного из них (основного) при использования связанного с ним сигнала другого (вспомогательного) датчика.

Одним из методов предобработки, часто применяемых при цифровой обработке сигналов, является их декорреляция (выбеливание). Ее основой обычно служат математические модели предсказания [1, 2], а эффективность оценивается по величине дисперсии выбеленного продукта: чем точнее предсказание, тем дисперсия меньше. Применение комплексированных информационно-измерительных систем, в которых имеются датчики, работающие на различных физических принципах, содержит потенциальную возможность улучшить качество предсказания на основном датчике, если при этом использовать сигналы всех датчиков. В данном сообщении рассматривается частная задача, когда измерительная система состоит из двух датчиков, описываемых разностными уравнениями первого и более высоких порядков.

Задачей комплексирования измерительных средств [3] является повышение эффективности обработки сигналов за счет объединения ресурсов, образуемых различными измерительными каналами (ИК). ИК могут использовать датчики, работающие на различающихся физических принципах. Примером может служить геофизическая система разведки полезных ископаемых, в которой основное измерение осуществляет канал электроразведки, а вспомогательные каналы могут быть образованы датчиками перемещения (акселерометрами, гироскопами, компасами). Существуют информационно-измерительные системы (ИИС), в которых используется ИК, использующие одинаковые датчики и имеющие одинаковую структуру, но функционирующие в неодинаковых условиях, например, разнесенные в пространстве. Примером является сейсмическая система, в которой используется сейсмическая антенна (сейсмокоса), совокупность датчиков которой обеспечивает необходимую зону действия системы.

Использование выбеливания помехи, являясь, в принципе, обратимой процедурой, преобразует ее в белый шум и снижает мощность. Снижение мощности белого шума может быть б***о***льшим, если при выбеливании учесть взаимную зависимость помех, наблюдаемых на различных датчиках.

Математической основой модели зависимых сигналов может служить теория многомерных сигналов, которая, в свою очередь, является базой цифровой обработки изображений [4]. Наглядные преимущества совместной предобработки сигналов двух датчиков видны из следующего примера, основанного на модели марковского гауссовского поля (МГП) с биэкспоненциальной корреляционной функцией [5].

Рассмотрим сигналы вспомогательного $\lambda_в(j)$ и основного $\lambda_о(j)$ датчиков как первую и вторую строки МГП. Тогда сигнал основного датчика описывается двумерным разностным уравнением:

$$\lambda_о(j) = \rho_1\lambda_о(j-1) + \rho_2\lambda_в(j) - \rho_1\rho_2\lambda_в(j-1) + \sigma_{кол}\cdot n(j),$$

в котором ρ_1 , ρ_2 – коэффициенты одношаговой авто- и взаимной корреляции сигналов соответственно, а $\sigma_{кол}$ – среднеквадратичное значение новой информации, порождаемой информационным нормированным белым гауссовским шумом $n(j)$.

Аналогичная *автономная* модель сигнала основного датчика имеет вид:

$$\lambda_o(j) = \rho_1 \lambda_o(j-1) + \sigma_{авт} \cdot n(j),$$

где $\sigma_{авт}$ – среднеквадратичное значение новой информации при использовании автономной модели.

Выбеливание сигнала основного датчика осуществляется на основе алгоритмов:

$$\xi_{кол}(j) = \lambda_o(j) - \rho_1 \lambda_o(j-1) - \rho_2 \lambda_в(j) + \rho_1 \rho_2 \lambda_в(j-1)$$

в случае использования вспомогательного датчика (коллективная предобработка), и

$$\xi_{авт}(j) = \lambda_o(j) - \rho_1 \lambda_o(j-1)$$

при автономной предобработке. Среднеквадратичные значения выбеленных сигналов для этих случаев определяются выражениями [5]

$$\sigma_{кол} = \sigma_\lambda \sqrt{(1-\rho_1^2)(1-\rho_2^2)};$$

$$\sigma_{авт} = \sigma_\lambda \sqrt{1-\rho_1^2},$$

а их отношение:

$$\frac{\sigma_{кол}}{\sigma_{авт}} = \sqrt{1-\rho_2^2}$$

характеризует уменьшение ошибки предсказания сигнала основного датчика при коллективной предобработке по сравнению с автономной. График зависимости этой величины от параметра ρ_2, характеризующего степень зависимости сигналов, приведен на рис. 1. Из него следует, что с ростом зависимости происходит сильное уменьшение ошибок предсказания.

Приведенный пример служит лишь иллюстрацией того, что коллективная обработка сигналов может быть достаточно эффективным инструментом, когда используются измерения при помощи комплексированных измерительных средств. В реальных системах математические модели имеют более сложный характер, в том числе и модели взаимного влияния сигналов.

В результате исследования были сгенерированы сигналы основного и вспомогательного датчиков для коллективного и автономного случаев. Были проведены процедуры обучение и выбеливания с использованием найденных оценок коэффициентов связи. Получена зависимость, представленная на рис. 2, которая совпадает с теоретической.

Сигналы реальных датчиков удовлетворительно описываются моделями предсказания более высоких порядков. Анализируя записи сигналов трехкоординатных акселерометра, гироскопа и компаса, полученные при перемещениях этих датчиков, выявили несколько парных комбинаций, обладающих заметной взаимной корреляцией. Результаты выбеливания представлены на рис. 3–5.

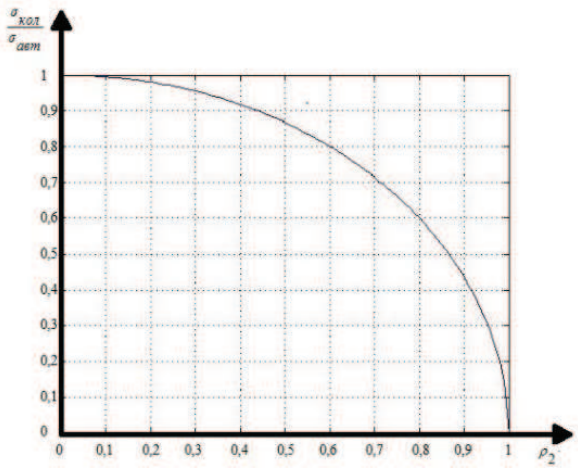


Рис. 1. Эффективность коллективного выбеливания при использовании модели марковского поля

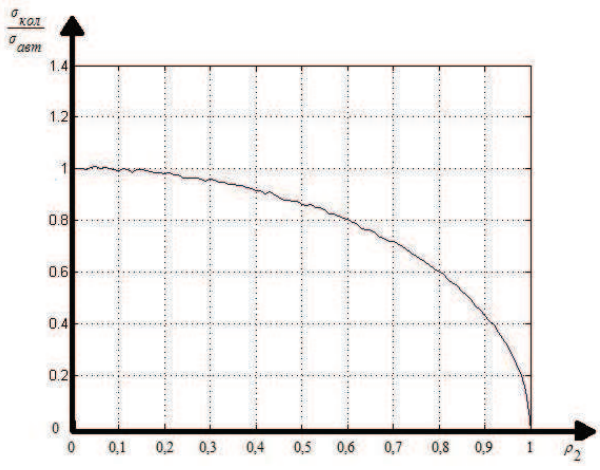


Рис. 2. Эффективность коллективного выбеливания при использовании модели марковского поля

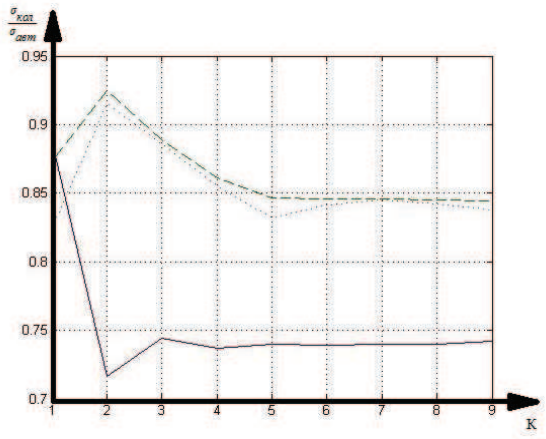


Рис. 3. Эффективность коллективного выбеливания при использовании модели марковского поля для реальных сигналов от порядка системы (сплошная линия – пары № 1, штриховая линия – пара № 2, пунктирная линия – пара № 3)

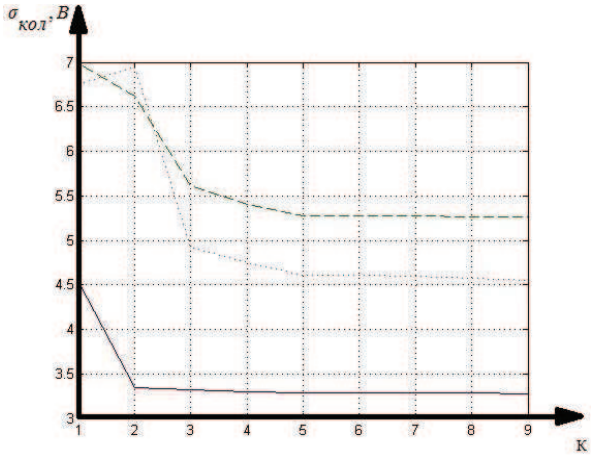


Рис. 4. Зависимость абсолютного значения СКО остатка от коллективного выбеливания от порядка системы (сплошная линия – пары № 1, штриховая линия – пара № 2, пунктирная линия – пара № 3)

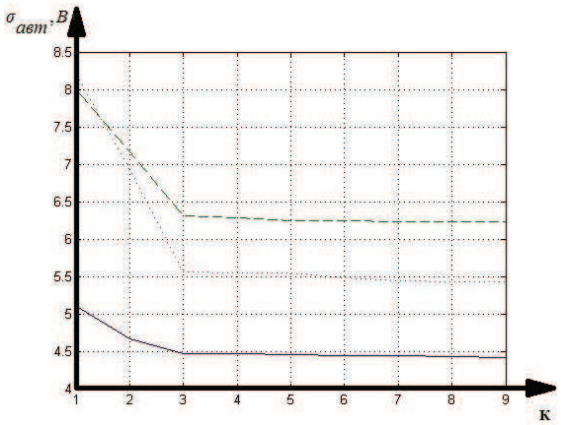


Рис. 5. Зависимость абсолютного значения СКО остатка от автономного выбеливания от порядка системы (сплошная линия – пары № 1, штриховая линия – пара № 2, пунктирная линия – пара № 3)

Теперь, повышая порядок системы, будем наблюдать за отношением $\frac{\sigma_{кол}}{\sigma_{авт}}$.

Из рис. 3 видно, что при увеличении порядка системы отношение $\frac{\sigma_{кол}}{\sigma_{авт}}$ практически не меняется, но на рис. 4 и рис. 5, видно, что при увеличении порядка системы абсолютное значение СКО уменьшается, а после 5 порядка остается практически неизменным. Следовательно, оптимальным порядком для коллективного выбеливания является пятый порядок системы. При этом выигрыш по мощности составляет порядка 30...44 %.

В результате проведенных исследований было выявлено, что при коллективном выбеливании точность предсказания выше, чем при автономном. Это справедливо только для тех случаев, когда имеется существенная корреляция сигналов основного и вспомогательного датчиков.

Список литературы

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

2. Маркел Дж. Д., Грей А. Х. Линейное предсказание речи: пер. с англ. – М.: Связь, 1980. – 308 с.

3. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы: учебник для вузов по спец. "Радиотехника". – М.: Высш. шк., 1990.

4. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов / пер.с англ. – М.: Мир, 1988. – 488 с.

5. Прикладная теория случайных процессов и полей / К. К. Васильев, Я. П. Драган, В. А. Казаков и др.; под ред. К. К. Васильева, В. А. Омельченко. – Ульяновск: УлГТУ, 1995. – 256 с.

ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ ВОС СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

В. А. Миронов, В. В. Неровный, П. Д. Коратаев, А. С. Федоров

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153
E-mail:korataev2015@mail.ru

Приведен алгоритм поиска и обнаружения навигационного сигнала в условиях узкополосной помехи. Представлены зависимости вероятностных характеристик алгоритма поиска и обнаружения навигационного сигнала от параметров узкополосной помехи.

Одной из задач первичной обработки, решаемой в аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) является поиск сигналов навигационных сигналов по задержке и частоте в условиях помех.

Наиболее часто в АП ГНСС используются циклические алгоритмы поиска. Физическая сущность циклического поиска заключается в разбиении области неопределённости сигнала по задержке и частоте на ячейки разрешения с заданным шагом. Затем ячейки разрешения поочерёдно просматриваются (анализируются) в определённом порядке. При просмотре каждой ячейки решается классическая задача обнаружения сигнала с известной амплитудой и случайной начальной фазой [1].

В качестве критерия обнаружения чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона[1]. Основные математические соотношения, описывающие функционирование обнаружителя, реализующего критерий Неймана-Пирсона, известны и достаточно подробно приведены в ряде работ [1, 2]. Характеристики обнаружителя, реализующего критерий Неймана-Пирсона, были получены для случая гауссовской шумовой помехи (ГШП). Однако поиск и обнаружение навигационного сигнала в реальных условиях может происходить при воздействии и других видов помех, например сигналоподобной помехи (СП). Таким образом, можно сделать вывод о необходимости доработки моделей и методик оценки эффективности функционирования поиска и обнаружения навигационных сигналов в АП ГНСС в условиях узкополосных помех.

Цель работы – доработка научно-методического аппарата оценка эффективности поиска и обнаружения навигационного сигнала с меандровой модуляцией на поднесущих частотах в условиях узкополосной помехи.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы поиска АП ГНСС можно представить как [1]:

$$y(t) = A_0 \cdot g(t-\tau) \cdot \mu(t-\tau) \cdot cos(\omega_0 \tau + \varphi) + J(t), \quad (1)$$

$$\mu(t-\tau) = sin\, g[sin\, 2\pi f_0 (t-\tau)], \quad (2)$$

где A_0 – амплитуда сигнала; $g(t-\tau)$ – модулирующая ПСП; ω_0 – несущая частота; φ – случайная начальная фаза; $\mu(t-\tau)$ – меандр; $J(t)$ – помеха.

Узкополосную помеху, действующую на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС можно представить как:

$$J(t) = A_1\, cos(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_1, \quad (3)$$

где A_1 – амплитуда помехи; ω_1 – значение отстройки несущей частоты помехи от несущей частоты навигационного сигнала; φ_1 – случайная начальная фаза.

При поиске сигнала вида BOC возникает сложность. Корреляционная функция модулирующей последовательности такого сигнала является многомодальной из-за наличия поднесущей. Многомодальность корреляционной функции не позволяет использовать классический канал поиска и обнаружения навигационного сигнала. Предлагается использовать канал поиска и обнаружения BOC сигналов аппаратуры потребителей ГНСС структурная схема которого представлена на рис. 1.

На рис. 1 представлена структурная схема системы поиска и обнаружения BOC сигналов аппаратуры потребителей ГНСС

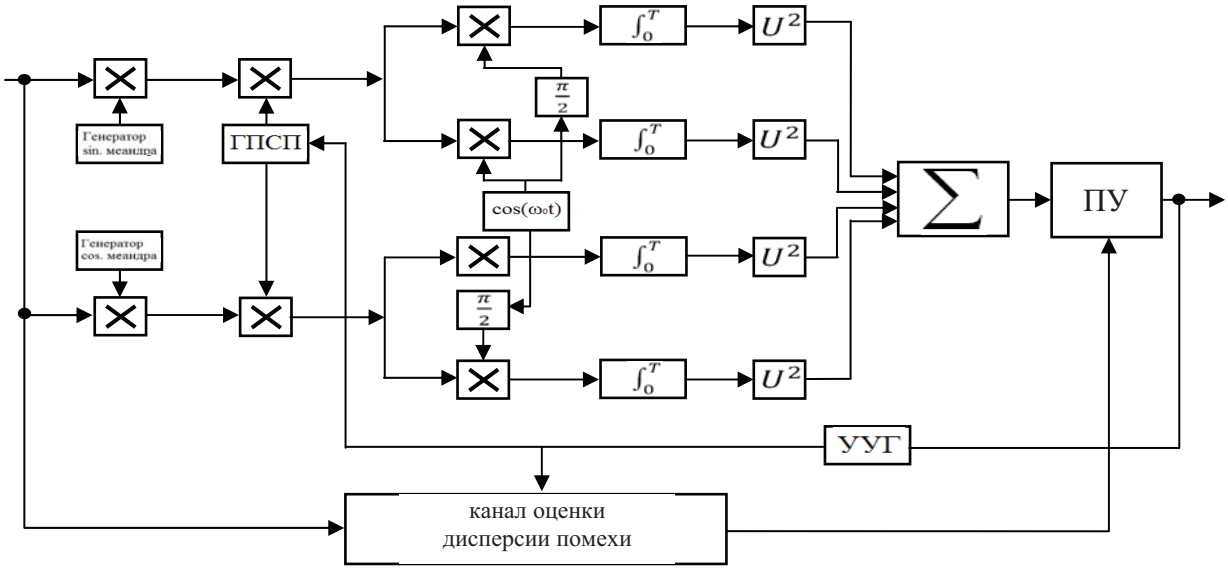


Рис. 1. Структурная схема системы поиска и обнаружения BOC сигналов аппаратуры потребителей ГНСС

На выходе корреляторов АП ГНСС формируются синфазная и квадратурная компоненты [1]:

$$U_{\mu_c cos} = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)\mu_c(t)g(t-\tau_з)cos\omega_0 tdt\,, \tag{4}$$

$$U_{\mu_c sin} = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)\mu_c(t)g(t-\tau_з)sin\omega_0 tdt\,, \tag{5}$$

$$U_{\mu_S cos} = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)\mu_S(t)g(t-\tau_з)cos\omega_0 tdt\,, \tag{6}$$

$$U_{\mu_S sin} = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)\mu_S(t)g(t-\tau_з)sin\omega_0 tdt\,, \tag{7}$$

где $\tau_з$ – задержка опорных сигналов; T – интервал накопления, в общем случае равный длительности навигационного сигнала.

Напряжение на выходе канала поиска навигационного сигнала определяется как [1]:

$$U = \sqrt{U_{\mu_C cos}{}^2 + U_{\mu_C sin}{}^2 + U_{\mu_S cos}{}^2 + U_{\mu_S sin}{}^2}\,, \tag{8}$$

По критерию Неймана-Пирсона уровень порога определяется как [1]:

$$U_0 = \sigma_{\text{П}} \sqrt{2 ln(\frac{1}{F})}\,, \tag{9}$$

где U_0 – пороговый уровень; $\sigma_{\text{П}}$ – значение напряжения помехи; F – вероятность ложной тревоги.

Решение о наличии навигационного сигнала принимается при выполнении условия:

$$\begin{gathered} U \le U_0 \text{ – принимается гипотеза } \text{H}_1 \\ U < U_0 \text{ – принимается гипотеза } \text{H}_0 \end{gathered} \tag{10}$$

где H_1 – гипотеза о наличии сигнала; H_0 – гипотеза об отсутствии сигнала.

В качестве показателя эффективности поиска навигационного сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла P [3]:

$$P = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{цпр}} (1 - P_{\text{ц}})^{j-1}\,, \tag{11}$$

где $P_{\text{цпр}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_{\text{ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением определяется по формуле:

$$P_{\text{цпр}} = D \cdot (1 - F)^{L-1}, \tag{12}$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке и частоте.

Вероятность окончания поиска на одном цикле определяется по формуле:

$$P_{\text{ц}} = 1 - (1 - D) \cdot (1 - F)^{L-1}, \tag{13}$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем считать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний. Тогда вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала определяется по формуле [4]:

$$D = \frac{N}{M}, \tag{14}$$

где N – количество испытаний, в которых произошло правильное обнаружение навигационного сигнала; M – общее количество испытаний.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [4]. При точности моделирования $\varepsilon = 0{,}05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное количество испытаний для вероятностей обнаружения 0,9 составляет 190. Для определения вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла в среде *Simulink* разработана модель обнаружителя навигационного сигнала.

Для определения вероятности P было проведено моделирование.

При проведении расчётов рассмотрены навигационные сигналы L1OCp ГНСС ГЛОНАСС. Длительность сигнала L1OCp составляет 4092 символов. При поиске исследуемых навигационных сигналов на аппаратуру потребителей ГНСС ГЛОНАСС воздействует узкополосная помеха.

На рис. 2 приведены зависимости вероятности P от значений нормированной частотной отстройки помехи для различных значений отношения сигнал/помеха при вероятности ложных тревог $F = 10^{-5}$ для сигнала L1OCp.

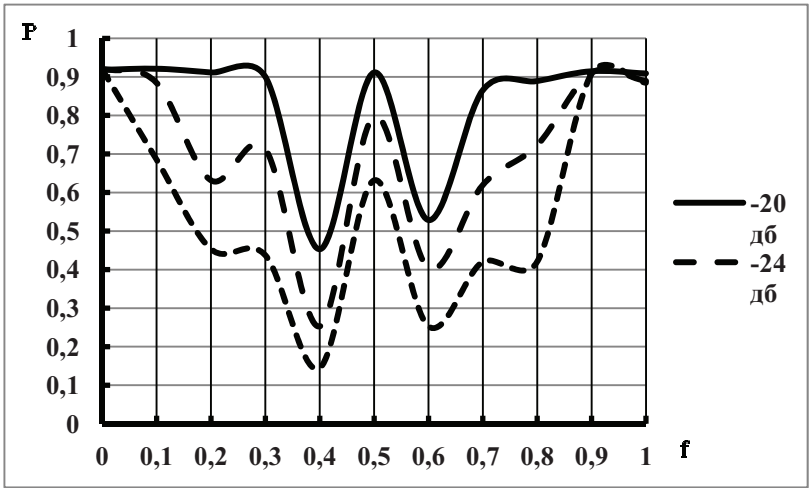


Рис. 2. Зависимости вероятности *P* от значений нормированной частотной отстройки для различных значений отношения сигнал/помеха при $F = 10^{-5}$ для сигнала L1OCp

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 2, можно сделать вывод о том, что существует такое значение нормированной частотной отстройки несущей помехи, $f \approx 0{,}4$ (соответствует 800 кГц), при котором вероятность P принимает наименьшее значение.

На рис. 3 приведены зависимости вероятности P для сигнала L1OCp от отношения сигнал/помеха для ГШП и при значении нормированной частотной отстройки несущей $f \approx 0{,}4$.

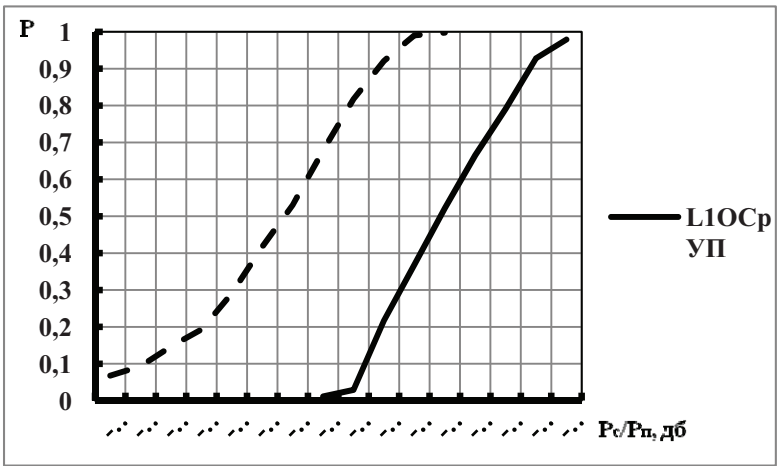


Рис. 3. Зависимость P от отношения сигнал/помеха (L1OCp сигнал ГЛОНАСС) для ГШП и СП при оптимальном значения частотной отстройки

Анализ графических зависимостей, приведенных на рис. 3, показывает, что узкополосная помеха при воздействии на сигналы L1OCp, снижает помехоустойчивость канала поиска и обнаружения навигационного сигнала АП ГНСС ГЛОНАСС на 8…10 дБ, при сравнении с гауссовской шумовой помехой.

Таким образом, с использованием разработанного подхода можно оценить эффективность функционирования канала поиска и обнаружения навигационных сигналов L1OCp в условиях узкополосной помехи. Полученные результаты позволяют сделать вывод о снижении помехозащищённости канала поиска и обнаружения в условиях узкополосных помех в сравнении с условиями ГШП.

Список литературы

1. Болдинков Е. Н. Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения радионавигационных сигналов с модуляцией типа BOC(n,m) / Е. Н. Болдинков // Радиотехника. – 2008. – № 7. – С. 34–37.

2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

3. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / под ред. В. И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

4. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Сов. радио, 1975. – 296 с.

5. Вентцель Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Венцель. – М.: Высш. шк., 2001. – 315 с.

ОСОБЕННОСТИ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ

Л. В. Просвирякова, В. Е. Засенко (научный руководитель)

Национальный исследовательский Иркутский государственный технический университет, НИ ИрГТУ
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: vezas@yandex.ru

Непрерывность фазы, при передаче двоичных символов информации путем минимальной частотной манипуляции несущей, является признаком сигнала обладающего памятью. Память в сигнал вводится искусственно и достигается перекодированием входного потока символов, подлежащих передаче, с целью создания условий для равенства фаз на стыке высокочастотных импульсных колебаний, отображающих биты информации. Рассмотрены особенности построения модулятора обладающего памятью.

Основное назначение модулятора в устройствах цифровой связи и передачи информации состоит в преобразовании информации, содержащейся в цифровой последовательности, в радиосигнал, согласованный с каналом и пригодный для передачи по каналу связи. Перенос передаваемой информации на высокочастотный носитель может выполняться различными способами и в зависимости от вида применяемой модуляции.

Основной особенностью способа передачи цифровой информации путем минимальной частотной манипуляции несущей частоты с непрерывной фазой является постоянство амплитуды излучаемого сигнала. Так, при фазовой манипуляции смена передаваемого бита на противоположный всегда сопровождается скачком фазы. Смена одной частотной посылки на другую, при минимальной частотной манипуляции, происходит без разрыва фазы. Из-за инерционности реальных цепей фазовый разрыв вызывает паразитную амплитудную модуляцию, создающую дополнительные трудности в процессе дальнейшей обработки сигнала. Этого недостатка лишены сигналы с минимальной частотной манипуляцией без разрыва фазы.

Сигналы с фазовой манипуляцией относятся к классу сигналов без памяти. Цифровые информационные последовательности импульсов, поступающие на вход модулятора, представляют собой случайный процесс и всякий последующий элементарный сигнал, отображающий бит информации, не зависит от того каким был предыдущий бит и каким будет последующий. Независимость сигналов, передаваемых на соседних тактовых интервалах, является основным признаком сигналов без памяти. Модулятор, на выходе которого получается сигнал без памяти, использует каждый, поступающий на текущем тактовом интервале, элементарный сигнал цифровой последовательности для непосредственного участия в процессе модуляции.

Существуют сигналы, у которых имеется определенная зависимость между параметрами символов, передаваемых на соседних символьных интервалах, эту зависимость принято называть памятью, а сигналы с такой зависимостью принято называть сигналами с памятью. Если модулятор формирует сигнал, у которого символ, передаваемый на текущем временном интервале, зависит от одного или нескольких, переданных ранее символов, то такой модулятор классифицируется как модулятор с памятью.

Целью данной работы является рассмотрение принципов формирования сигналов с памятью – в частности, сигналов с минимальной частотной манипуляцией без разрыва фазы.

В процессе передачи двоичного сигнала методом минимальной частотной манипуляции сама несущая частота не излучается, а излучаются частоты, отличающиеся от несущей на величину Δf девиации частоты, ($f_н \pm \Delta f$). При этом разность между частотами передачи нулевого и единичного бита информации составляет величину $2\Delta f$, ко-

торая является минимальной величиной, при которой сигналы нулевого и единичного бита, остаются ортогональными, что послужило основанием для выбора названия этого вида модуляции.

Для сигналов с индексом манипуляции D = 0,5, найдем, что если $D = 2\Delta f\tau = 0{,}5$, то частота девиации определяется как, $\Delta f = 1/4\tau$, а период частоты девиации равен четырехкратной длительности импульса $T_д = 1/\Delta f = 4\tau$, где τ – длительность элементарного импульса передаваемой последовательности.

Замена сигнала манипуляции, представленного последовательностью импульсов прямоугольной формы длительностью τ, сигналом, составленным из импульсов в форме полуволны синусоиды длительностью 2τ, позволяет избежать резких скачков фазы, характерных для сигналов с фазовой манипуляцией.

Сигнал, манипулированный по частоте в соответствии с минимальной частотной манипуляцией цифровой последовательностью a_k, можно выразить как

$$S(t) = \cos\left(\omega_н t + \frac{\pi a_k}{2\tau} t\right), \quad (1)$$

где $\omega_н = 2\pi f_н$ – несущая частота; $a_k = \pm 1$ – последовательность информационных символов, подлежащих передаче, выраженных в коде БВН.

Из (1) следует, что оба слагаемых фазы линейно зависят от времени, причем, второе слагаемое при $t = \tau$, к концу длительности элементарного импульса, прирастает в зависимости от знака a_k на $\pm \pi/2$, по сравнению со значением фазы в начале импульса. В результате изменения фазы, меняется мгновенная частота сигнала, определяемая как скорость изменения фазы.

Выражение (1) можно представить как

$$S(t) = \cos(\Omega_д a_k t)\cos\omega_н t - \sin(\Omega_д a_k t)\sin\omega_н t\,. \quad (2)$$

Выражение (2) является алгоритмом работы квадратурного модулятора. Для соблюдения требования непрерывности фазы необходимо, чтобы фазы радиоимпульсных сигналов, отображающие информационные биты, совпадали в тактовых точках. Это значит, что фаза высокочастотного колебания в момент окончания радиоимпульса, передаваемого на текущем тактовом интервале, должна быть равна фазе высокочастотного колебания в начале радиоимпульса, передаваемого на следующем тактовом интервале. При этом не имеет значения, какая частота заполнения радиоимпульса будет передаваться на следующем тактовом интервале, фазы предыдущего и последующего радиочастотных импульсов в тактовой точке должны совпадать.

Низкочастотные квадратурные компоненты выражения (2) можно представить в виде

$$I(t) = \cos(\Omega_д a_k t) = a_{kI}\cos(\Omega_д t), \quad (3)$$
$$Q(t) = \sin(\Omega_д a_k t) = a_{kQ}\sin(\Omega_д t), \quad (4)$$

где a_{kI} и a_{kQ} – синфазная и квадратурная составляющие входной последовательности, которые должны быть сформированы модулятором. Последовательности a_{kI} и a_{kQ} представляют собой модуляционные коды, которые применяются для фазовой манипуляции квадратурных составляющих девиации частоты. Для поддержания непрерывности фазы импульсы последовательностей a_{kI} и a_{kQ} должны иметь длительность 2τ, а сами последовательности должны иметь постоянный временной сдвиг τ, равный четверти периода частоты девиации. Формирование модуляционных кодов квадратурных составляющих частоты девиации является одной из основных задач модулятора, обладающего памятью. К модуляторам с памятью относится модулятор для получения сигналов с минимальной частотной модуляцией без разрыва фазы с индексом 0,5. Из (3) и

(4) следует, что для поддержания непрерывности фазы длительность тактового интервала последовательностей модуляционных кодов должна быть равна половине периода частоты девиации

$$\tau_{a_{kI}} = \tau_{a_{kQ}} = 2\tau = \frac{T_д}{2}, \quad (5)$$

где $\tau_{a_{kI}}$ и $\tau_{a_{kQ}}$ длительности тактовых интервалов синфазной и квадратурной составляющих модуляционных кодовых последовательностей, формируемых на основе входной цифровой последовательности, подлежащей передаче по каналу связи.

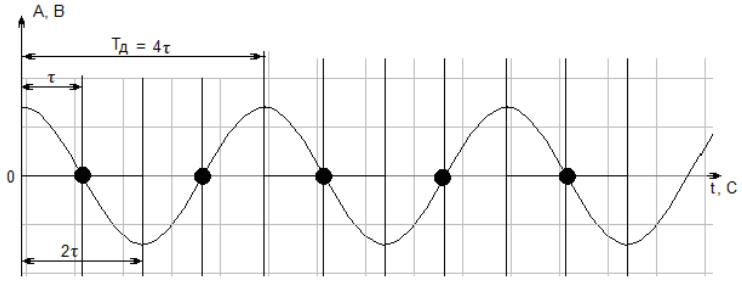


Рис. 1. Временные соотношения сигналов модулятора

На рис. 1 показана косинусная составляющая частоты девиации и отмечены длительности импульса входной цифровой последовательности τ, элементарного импульса модуляционного кода 2τ, и периода частоты девиации 4τ, отвечающих требованию получения минимальной частотной манипуляции без разрыва фазы. Жирными точками отмечены моменты времени в которые можно осуществлять коммутацию фазы, для изменения частоты заполнения импульса. Переход от одной частоты к другой осуществляется путем изменения полярности прямоугольного импульса одной из квадратурных составляющих модуляционной последовательности. Квадратурная обработка позволяет производить коммутацию частот на каждой четверти периода частоты девиации, со скоростью поступления информации на вход модулятора.

Рассмотрим один из вариантов построения модулятора. Входная последовательность бинарных символов a_k, поступающая на вход модулятора, подвергается перекодировке, производимой по правилам относительной телеграфии. В результате того, что при перекодировке каждый единичный бит входной последовательности вызывает переход текущего значения бита к биту противоположного значения, изменяется структура и порядок следования бит. Другими словами, входная последовательность после перекодировки приобретает память.

После чего, перекодированная последовательность разделяется демультиплексором на две ветви. В одну из них, называемую квадратурной ветвью Q, относятся биты, стоящие на нечетных тактовых интервалах, а во вторую – синфазную, I, включаются биты, стоящие на четных тактовых интервалах. Можно показать, что последовательности импульсов в полученных ветвях будут ортогональны друг другу.

После этого производится удвоение длительности единичных импульсов каждого канала, в результате чего получаются последовательности синфазной и квадратурной составляющих модуляционных кодов a_{kI} и a_{kQ}, состоящие из элементарных импульсов длительностью 2τ с временным разносом τ.

Сформированные в двоичном представлении модуляционные коды преобразуются в биполярный код БВН, после чего перемножаются с одноименными квадратурными компонентами частоты девиации. Сформированные низкочастотным модулятором компоненты I(t) и Q(t) поступают на квадратурный модулятор несущей частоты.

ВЛИЯНИЕ МАНЕВРЕННОСТИ АВИАЦИОННОГО ПОТРЕБИТЕЛЯ ГНСС НА ТОЧНОСТЬ СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА С НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛЬЮ ДИНАМИКИ ОБЪЕКТА

В. С. Радько, Х. М. Абдалла, В. В. Кирюшкин (научный руководитель)

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

Исследована оценка вектора состояния различных по степени маневренности авиационных потребителей ГНСС, получаемая на выходе комплексного дальномерно-доплеровского сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейной моделью динамики объекта.

Современный этап развития авиационной техники характеризуется завершением государственных испытаний и принятием на вооружение многофункциональных самолетов пятого поколения. Одним из главных требований к таким самолетам является высокая маневренность (сверхманевренность), которая может быть сопряжена с запредельными для пилота перегрузками и, как следствие, с необходимостью автоматизации процесса расчета и выполнения защитного маневра и других наиболее ответственных этапов полета, где физические возможности человека могут стать слабым звеном в сложной человеко-машинной системе авиационного комплекса. Это в свою очередь предъявляет жесткие требования к точности навигационного обеспечения высокоманевренных воздушных судов (ВС).

Анализ навигационного оборудования современных ВС показывает, что наиболее точным инструментом навигационных измерений на борту ВС является авиационная аппаратура потребителей (АП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). Однако расширенный фильтр Калмана (РФК), используемый на этапе вторичной обработки в АП ГНСС, при интенсивном маневрировании ВС характеризуется ухудшением точности получаемой оценки вектора состояния [1, 2]. Это связано, в первую очередь, с тем, что РФК использует линеаризацию нелинейных функции наблюдения и функции динамики объекта вблизи оценок его вектора состояния. Поэтому при интенсивном маневрировании, когда в наибольшей степени проявляется нелинейность функции динамики, ошибки определения вектора состояния ВС резко возрастают.

Саймон Джулиер и Джеффри Ульманн [3, 4] предложили новый алгоритм фильтрации на основе техники детерминистской выборки «*unscented transform*» (*UT*). Это дает возможность отказаться от линеаризации нелинейностей модели динамики и улучшить качество фильтрации, оставаясь при аппроксимации распределения в рамках двух первых моментов. Они предложили применить точную нелинейную функцию к приближенному распределению вероятностей. Преимущества алгоритмов с *UT* заключается в том, что не нужно решать уравнения Риккати, а нелинейные функции могут использоваться полностью. Чаще всего для обработки сигналов применяется комбинация РФК и *UT*, которая получила название «*Unscented Kalman Filter*» (*UKF*) или «сигма-точечный» фильтр Калмана.

В [5] было показано, что применение сигма-точечного фильтра Калмана совместно с линейными моделями динамики объекта на основе модели Зингера третьего порядка [6, 7] не дает никакого выигрыша в точности оценки вектора состояния в сравнении с расширенным фильтром Калмана с той же моделью динамики, поскольку при этом нивелируется основное достоинство *UKF*, связанное с использованием нелинейных моделей.

В [8, 9] была предложена нелинейная модель динамики объекта в основе которой лежит предположение, что модуль вектора мгновенной скорости ВС непостоянен и за-

висит от тангенциального ускорения ВС. Само тангенциальное ускорение в соответствии с моделью Зингера [7] представляется Марковским случайным процессом с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ВС, и по направлению совпадает с вектором скорости. Координаты ВС зависят от модуля вектора мгновенной скорости и его ориентации.

Проведенные исследования [8, 9] показали, что применение такой нелинейной модели динамики ВС и нелинейной модели измерений совместно с комплексным дальномерно-доплеровским *UKF*-фильтром обеспечивает повышение точности получаемой оценки вектора состояния почти в 2 раза по отношению к фильтру с линейной моделью динамики ВС [5]. Однако было получено, что формируемая при этом оценка вектора состояния также зависит от интенсивности маневра воздушного судна [8, 9].

Целью настоящей работы является исследование оценки вектора состояния различных по степени маневренности авиационных потребителей ГНСС, получаемая на выходе комплексного дальномерно-доплеровского сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейной моделью динамики объекта, предложенной в [8, 9].

Для такой модели вектор состояния представляет собой $\mathbf{q} = \left[x,\ \mathrm{y},\ \mathrm{z},\ \theta,\ \varphi,\ \mathrm{V}_r,\ a_t\right]^T$ совокупность трех составляющих координат $x,\ \mathrm{y},\ \mathrm{z}$, двух углов ориентации вектора мгновенной скорости θ, φ, модуля мгновенной скорости V_r и модуля тангенциального ускорения a_t, а вектор-функция динамики состояния ВС будет иметь вид:

$$\mathbf{\Phi}\left(T,\alpha,\mathbf{q}\right) = \begin{bmatrix} x + V_r \sin\theta\cos\varphi T \\ y + V_r \sin\theta\sin\varphi T \\ z + V_r \cos\theta T \\ \theta \\ \varphi \\ V_r + aT \\ a_t(1-\alpha T) \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где α – величина, обратная постоянной времени маневра (ширина спектра траекторных флуктуаций) [7].

Уравнение движения ВС в дискретном виде с шагом дискретизации T для j-го момента времени будет иметь вид $\mathbf{q}_j = \mathbf{\Phi}\left(T,\alpha,\mathbf{q}_{j-1}\right) + \mathbf{u}_j$, где $\mathbf{u}_j = [u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6, u_7]^T$ – неучитываемые воздействия (возмущения траектории ВС), представляющие собой аддитивный дискретный белый гауссовский шум вектора состояния с ковариационной матрицей $\mathbf{U}_j = E\left[\mathbf{u}_j \mathbf{u}_j^T\right]$.

В рамках введенного ограничения о синхронности шкалы времени приемника и спутников обобщенное уравнение наблюдения для всех N спутников, находящихся в зоне радиовидимости НАП, представляется в виде нелинейного уравнения $\mathbf{R}_j = \mathbf{\Psi}\left(\mathbf{q}_j, \mathbf{Q}_j\right) + \mathbf{w}_j$, где $\mathbf{R}_j$ – $2N$-мерный дальномерно-доплеровский вектор измерения; $\mathbf{w}_j$ – $2N$-мерный вектор шумов измерения с ковариационной матрицей $\mathbf{W}_j = E\left[\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^T\right]$; $\mathbf{Q}_j$ – вектор состояния НС в j-й момент времени.

Для комплексного дальномерно-доплеровского сигма-точечного фильтра Калмана оценка вектора состояния и его ковариационной матрицы определяется математическим ожиданием и ковариацией самого вектора состояния и параметрических шумов

$$\mathbf{q}^*_{j-1|j-1} = [\hat{\mathbf{q}}_{j-1|j-1}{}^T \;\; E[\mathbf{u}_j{}^T]]^T, \tag{2}$$

$$\mathbf{K}^*_{j-1|j-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{j-1|j-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_j \end{bmatrix}^T. \tag{3}$$

Алгоритм формирования оценки вектора состояния и его ковариационной матрицы в дальномерно-доплеровском сигма-точечном фильтре Калмана подробно описан в [8, 9].

Исследование оценки вектора состояния было проведено на основе обработки данных траекторий и параметров полета ВС, сформированных в результате моделирования в среде авиасимулятора *FlightGear*. Моделирование проводилось для трех разных по степени маневренности самолетов: сверхманевренного Су-35С, высокоманевренного МиГ-29 и ограниченно маневренного Су-24. Формирование вектора измерений осуществлялось на основании истинных параметров движения воздушного судна и вектора состояния навигационных спутников с учетом шумов измерений. При этом этапы полета с наибольшей интенсивностью маневра (изменение направления полета, рывки и колебания ускорения) приходятся на интервал времени 160–170 с, 320–340 с (для Су-35С), 100–110 с (для МиГ-29) и 125-135 с (для Су-24).

При моделировании измерений для сигнала ГНСС стандартной точности среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерений псевдодальности по каждому каналу было выбрано $\sigma_{\text{wr}} = 10$ м и псевдоскорости $\sigma_{\text{wi}} = 0.1$ м/с. Для оценки вектора состояния ВС использовался описанный в [8, 9] алгоритм дальномерно-доплеровского сигма-точечного фильтра Калмана.

Сравнение оценок вектора состояния ВС с истиной траекторией показывает высокую степень точности формируемых оценок. Временные зависимости абсолютной радиальной погрешности формируемых оценок координат $\Delta R = \left[\left(x^* - x\right)^2 + \left(y^* - y\right)^2 + \left(z^* - z\right)^2 \right]^{1/2}$, где x, y, z – истинные координаты ВС, x^*, y^*, z^* – оценки координат, показаны на рис. 1 (панели *а–в*) соответственно для самолетов Су-35С, МиГ-29 и Су-24. На этих же рисунках пунктирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$, $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – элементы формируемой ковариационной матрицы $\boldsymbol{K}^*_{j|j}$ погрешностей.

На рис. 1, *а* видно, что точность формируемой оценки местоположения самолета Су-35С $2\sigma_R$ не превышает 4 м. Увеличение радиальной погрешности до 6 м на интервале 250–270 с связано, прежде всего, с интенсивным маневром ВС по скорости, который можно проследить на рис. 2, *а*, где показана динамика истинного значения модуля мгновенной скорости ВС.

Анализ рис. 1, *б* показывает, что точность формируемой оценки местоположения самолета МиГ-29 в основном также соответствует расчетному уровню $\Delta R \le 2\sigma_R$, и не превышает 3.5 м. Необходимо отметить, что увеличение радиальной погрешности до 5 м на интервале 100–110 с и до 6 м на интервале 190–200 с связаны с маневром ВС прежде всего по модулю мгновенной скорости. Динамика истинного значения модуля мгновенной скорости и ее оценки для самолета МиГ-29, приведенная на рис. 2, *б*, показывает, что именно на эти участки времени приходится резкие изменения скорости, причем как с положительным, так и с отрицательным ускорением.

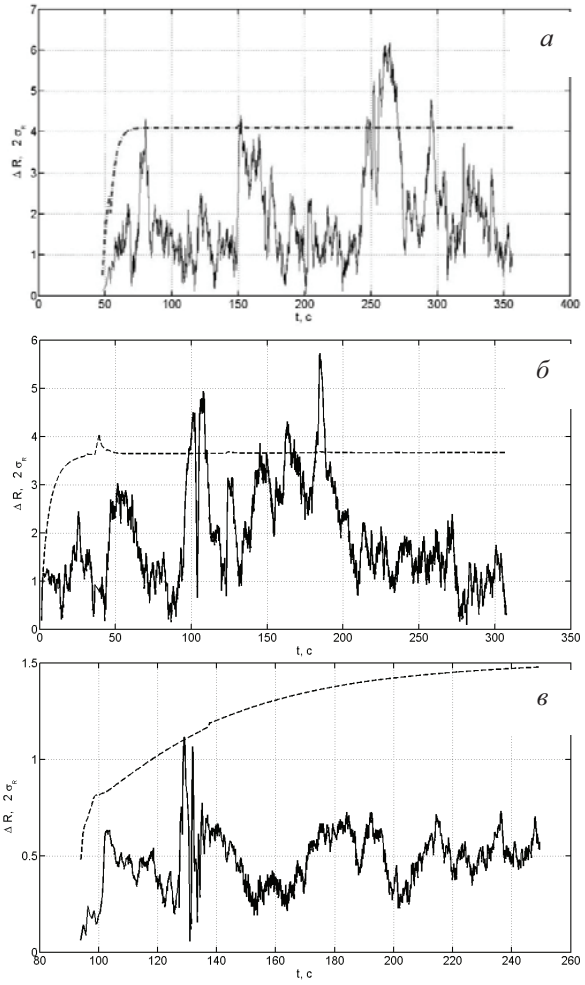


Рис. 1. Радиальное отклонение точки оценки местоположения от его истинного положения для самолета Су-35С (*а*), МиГ-29 (*б*) и Су-24 (*в*)

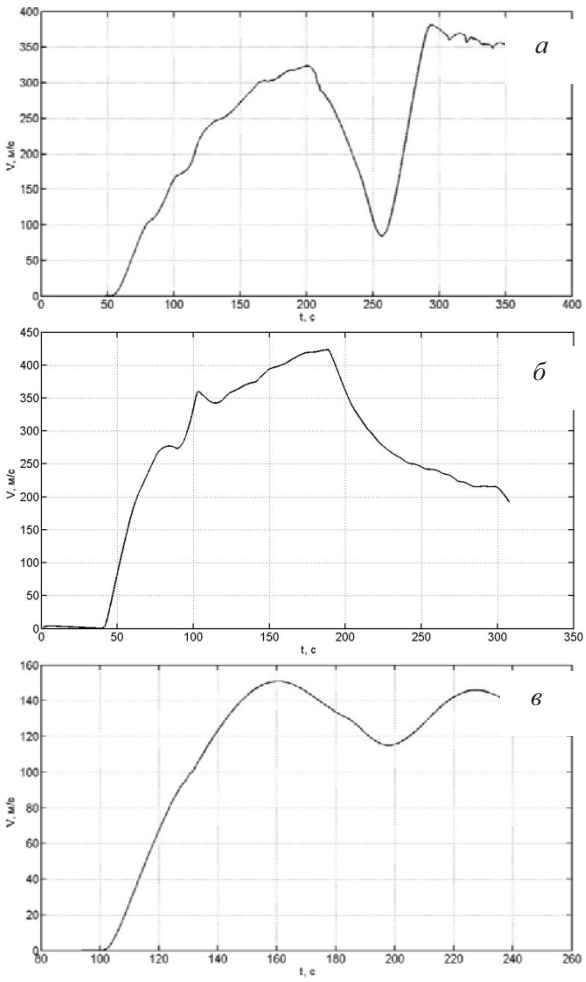


Рис. 2. Динамика истинного значения модуля мгновенной скорости самолета Су-35С (*а*), МиГ-29 (*б*) и Су-24 (*в*)

Для менее маневренного самолета Су-24 абсолютная радиальная погрешность оценки местоположения не превысила 0.6 м (рис. 1, *в*), однако на этапе маневра воздушного судна по скорости (периоды 130 с и 200 с на рис. 2, *в*) погрешность также возросла незначительно до 1 м.

Для статистического усреднения параметров было проведено имитационное моделирование для каждого самолета с длиной выборки в 100 экспериментов. При этом оценивались следующие точностные параметры фильтрации: σ_x – СКО по координате *x*; σ_y – СКО по координате *y*; σ_z – СКО по координате *z*; σ_R – радиальное СКО оценки местоположения; σ_V – СКО оценки радиальной скорости; ΔR_m – максимальное значение радиальной ошибки местоположения в момент маневра. Результаты моделирования приведены в табл.

Таблица

Результаты имитационного моделирования

Самолет	σ_x	σ_y	σ_z	σ_R	ΔR_m
Су-35С	1.2344	1.3264	1.1436	2.3361	6.8280
МиГ-29	1.0310	0.9860	0.8431	1.8823	4.0513
Су-24	0.5651	0.4108	0.6642	0.8947	1.6147

Таким образом, проведенные исследования показали, что применение разработанной в [8, 9] нелинейной модели динамики ВС совместно с нелинейными моделями измерений для дальномерно-доплеровского *UKF*-фильтра оказалось весьма эффективным. Тем не менее, разработанный алгоритм тоже чувствителен к маневру ВС, однако наиболее критичным для него оказался маневр не по направлению, а маневр по скорости. При этом повышение степени маневренности авиационного потребителя ГНСС приводит к ухудшению точности оценки его вектора состояния.

Список литературы

1. Wang Jian-Guo. Test Statistics in Kalman Filtering / Jian-Guo Wang // Journal of Global Positioning Systems. – 2008. – V. 7. № 1. – P. 81–90.

2. Абдалла Х. М. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов по сигналам ГНСС с использованием расширенного фильтра Калмана / Х. М. Абдалла, В. В. Кирюшкин, В. И. Костылев // Радиолокация, навигация и связь: XIX междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 16–18 апреля 2013 г. – Воронеж, 2013. – Т. 3. – С. 1958–1969.

3. Julier S. J. A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems / S. J. Julier and J. K. Uhlmann // in Proc. AeroSense: 11th Int. Symp. Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls. – 1997. – P. 182–193.

4. Julier S. J. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation / S. J. Julier and J. K. Uhlmann // Proceedings of the IEEE. – V. 92, № 3. – March 2004. – P. 401–422.

5. Абдалла Х. М. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием неследящего фильтра Калмана (Unscented Kalman filter UKF) / Х. М. Абдалла, В. В. Кирюшкин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр.; под ред. Г. Я. Шайдурова / Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2013. – С. 113–118.

6. Шебшаевич В.С.Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

7. Singer R.A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets / Singer R.A. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1970. – V. AES-6, № 4. – P. 473–783.

8. Абдалла Х. М. Использование сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейными моделями динамики и измерений в аппаратуре потребителей ГНСС / Х. М. Абдалла, В. В. Кирюшкин, В. И. Костылев, Д. С. Куценко // Сб. тр. XX Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, НПФ «Саквоее». – 2014. – С.1145–1052.

9. Абдалла Х. М. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейной моделью динамики объекта / Х. М Абдалла, В. В. Кирюшкин // Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 67–73.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ПОЛЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ МЕТОДАМИ ПОЛУНАТУРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Р. О. Арефьев, Н. Г. Астраханцева, О. Н. Скрыпник (научный руководитель)

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации (МГТУ ГА)
664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3
E-mail: skripnikon@yandex.ru

Приводятся результаты оценки характеристик навигационно-временного поля, создаваемого спутниковыми системами навигации ГЛОНАСС, GPS и совмещенной системой, полученные путем полунатурного моделирования с использованием программно-аппаратного комплекса в составе имитатора СН-3803М и авиационного приемника СН-4312. Показана методика и результаты оценки адекватности полунатурного моделирования.

На характеристики навигационно-временного поля (НВП), создаваемого спутниковыми системами навигации (ССН) оказывает влияние весьма широкий спектр факторов, определяющихся точностью эфемеридного обеспечения, условиями распространения радиосигналов, конфигурацией наблюдаемой группировки навигационных спутников (НС). Одним из основных является так называемый геометрический фактор (GDOP – Geometrical Dilution Of Precision) [1], который зависит от числа и расположения относительно потребителя выбранных для решения навигационной задачи спутников, изменяется с течением времени и различен для различных зон воздушного пространства.

При анализе НВП, создаваемого ССН в исследуемых районах, предлагается использовать значения горизонтального (HDOP) и вертикального (VDOP) геометрического фактора (ГФ) в выбранных точках воздушного пространства, а также оценки точности определения пространственных координат (широты, высоты и долготы).

Получение и исследование характеристик НВП в заданной области воздушного пространства в данной работе основывается на применении методов полунатурного моделирования с использованием программно-аппаратного комплекса, созданного на базе имитатора сигналов спутниковых систем навигации СН-3803М производства КБ «Навис», авиационного приемника СН-4312 и специально разработанного интерфейса сопряжения (аппаратная и программная часть) выхода приемника (шина стандарта ARINC-429) с ПЭВМ для автоматизации процесса документирования и последующей обработки результатов экспериментов.

Имитатор СН-3803М в имеющемся варианте комплектации позволяет имитировать сигналы ГЛОНАСС, GPS, обеих систем совместно, а также имитировать различные сценарии (тип объекта, траектории движения, воздействие ионосферных и тропосферных погрешностей, изменение уровней сигналов спутников и пр.). При этом выход приемника СН-4312 по измеряемым параметрам сопряжен с имитатором по шине формата NMEA-0183.

Приемник СН-4312 обеспечивает измерение и индикацию горизонтальных координат (широты и долготы) и высоты потребителя над поверхностью земного эллипсоида, расчет и индикацию горизонтального и вертикального ГФ, а также индикацию номеров наблюдаемых НС, их расположения на небесной сфере и уровня сигналов в точке приема (функция RAIM [2]). Приемник может работать по сигналам систем ГЛОНАСС, GPS и в совмещенном режиме. В приемнике предусмотрена возможность исключения из обработки данных от навигационных спутников, выбираемых вручную оператором.

Приемник выводит на индикацию информацию о широте, долготе и высоте с недостаточной для исследований точностью. Поэтому для анализа использовалась ин-

формация, выдаваемая им во внешние устройства по шинам NMEA и ARINC, и записываемая во внешнюю ПЭВМ для дальнейшей обработки, для чего и был разработан интерфейс сопряжения.

Информация о широте и долготе выдается потребителям в градусной мере. Для оценки точности и анализа ошибок их измерения более удобным является представление в метрической системе единиц. С этой целью на этапе постобработки данные об ошибках измерения координат преобразовывались в метрическую систему в соответствии со следующими выражениями:

$$\delta B_i = (B_i - B_0)\cdot(a + h),$$
$$\delta L_i = (L_i - L_0)\cdot(a + h)\cdot\cos B_0,$$

где δB_i, δL_i – погрешности измерения соответственно широты и долготы на i-м шаге измерений, выраженные в [м]; B_i, L_i – измеренные на i-м шаге; B_0, L_0 – истинные значения широты и долготы; a = 6378245 м – большая полуось земного эллипсоида; h – высота приемника над поверхностью эллипсоида.

Одним из важных моментов при использовании полунатурного моделирования для оценки характеристик НВП является оценка его адекватности, т. е. степени соответствия получаемых результатов реальным данным.

С целью оценки адекватности был проведен ряд натурных и полунатурных экспериментов, сопоставление результатов которых позволило выявить некоторые особенности и ограничения применения имитатора СН-3803М и приемника СН-4312.

Для оценки адекватности полунатурного моделирования использовались такие данные, как номера и количество НС, находящихся в зоне видимости на исследуемом интервале времени, значение HDOP и VDOP в моменты отсчетов, погрешности определения координат и высоты [3].

Натурные эксперименты проводились 05.11.2014 г. на интервале времени 2 час (с 02:55 до 4:55 UTC) для точки с координатами H = 503,18 м, B = 52°15′25,8′′, L=104°21′22,1′′ (г. Иркутск). При полунатурном эксперименте на эту же дату и время задавались альманах и эфемериды НС. В ходе экспериментов данные снимались с дискретностью 10 с.

На рис. 1 показаны результаты исследования изменения ГФ (VDOP – рис. 1, *а*, HDOP – рис. 1, *б*) по выходным данным приемника СН-4312 при натурном эксперименте (кривые 1) и полунатурном моделировании (кривые 2).

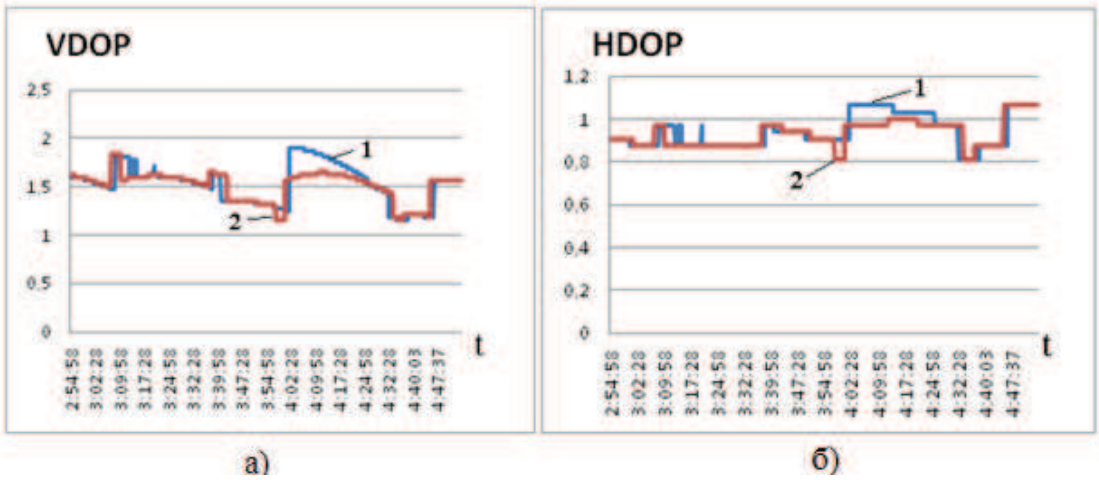


Рис. 1. Геометрический фактор: *а* – вертикальный; *б* – горизонтальный

Средние значения VDOP для данного интервала времени составили 1,529 для натурного и 1,509 для полунатурного эксперимента. Среднеквадратическая погрешность (СКП) вычисления вертикального ГФ при полунатурном эксперименте по сравнению с натурным по всему объему выборки составила 2,87467E-05.

Средние значения HDOP для данного интервала времени составили 0,9399 для натурного и 0,9295 для полунатурного эксперимента. СКП вычисления горизонтального ГФ при полунатурном эксперименте, по сравнению с натурным, по всему объему выборки составила 0,0018.

Полученные результаты показывают адекватность полунатурного моделирования в плане соответствия формируемых имитатором СН-3803М условий навигационного сеанса (значений ГФ, состава НС, находящихся в зоне радиовидимости) данным натурных экспериментов.

На рис. 2 показаны результаты натурного (кривая 1) и полунатурного (кривая 2) экспериментов по оценке погрешности измерения высоты Δh приемником СН-4312. При этом в среде создания сценариев имитатора СН-3803М задавались тропосферная и ионосферная (для сезона «зима») погрешности.

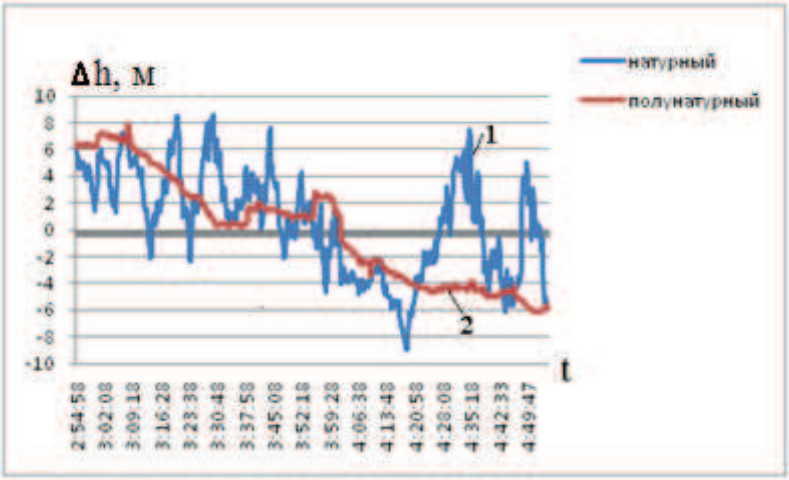


Рис. 2. Погрешность измерения высоты

Ошибки измерения высоты при натурном и полунатурном экспериментах изменяются на исследуемом интервале времени примерно в одинаковых пределах (± 9 м), однако степень случайности ошибки измерения высоты при натурном эксперименте существенно выше. Это может быть объяснено неполным учетом при полунатурном моделировании всех факторов, оказывающих влияние на реальную погрешность (быстрые флуктуации полного электронного содержания ионосферы, тропосферные флуктуации, многолучевость). Однако можно заключить, что имитатор СН-3803М обеспечивает достаточную адекватность полунатурного моделирования в плане соответствия натурному эксперименту по максимальным значениям погрешности определения высоты реальным приемником ССН на продолжительном интервале наблюдения. При этом отличия в мгновенных значениях погрешности измерения высоты могут быть достаточно существенными.

Для исследования характеристик НВП и оценки ожидаемых характеристик точности определения координат потребителей был выбран район аэродрома Игарка. Исследования проводились путем полунатурного моделирования с использованием программно-аппаратного комплекса, описанного выше.

С целью получения более полного анализа ожидаемых характеристик ССН и сравнения возможностей существующих ССН, проводились исследования для ГЛОНАСС, GPS и совмещенной группировки ГЛОНАСС/GPS. Эксперименты проводились на дату 05.11.2014 г. на интервале времени 5 часов с 04:00 до 09:00 UTC.

На рис. 3 представлены графики изменения горизонтального ГФ (HDOP - рис.3,а) и вертикального ГФ (VDOP – рис. 3, *б*) при работе приемника СН-3412 по ГЛОНАСС (кривые 1), GPS (кривые 2) и в совмещенном режиме ГЛОНАСС/GPS (кривые 3).

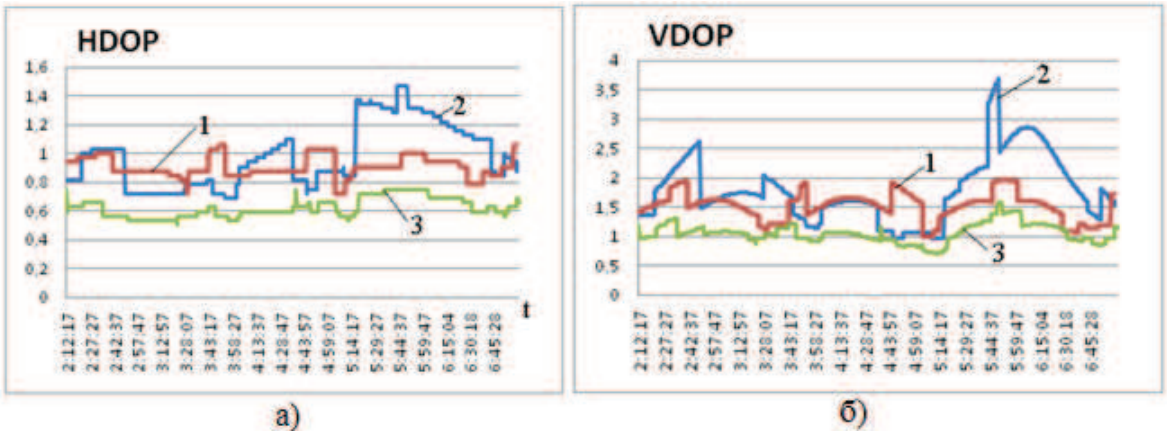


Рис. 3. Геометрический фактор: *а* – горизонтальный; *б* – вертикальный

Из полученных результатов следует, что HDOP, характеризующий условия навигационного сеанса при работе по GPS, на исследуемом интервале времени изменяется в пределах от 0,75 до 1,5, при этом среднее значение составляет 0,978. Для ГЛОНАСС горизонтальный ГФ изменяется в меньшем диапазоне – от 0,75 до 1,1, среднее значение составляет 0,906, что лучше, чем у GPS.

При этом наиболее неблагоприятный по условиям работы GPS интервал времени наблюдался с 5:20 до 6:40 UTC, в то время, как для ГЛОНАСС таких значительных ухудшений HDOP не наблюдается.

Значительно лучшие условия навигационного сеанса наблюдаются при работе по объединенной группировке НС. Так, при этом значения горизонтального ГФ лежат в пределах 0,5–0,75, при среднем значении 0,621 на исследуемом интервале времени.

Из полученных результатов следует, что VDOP, характеризующий условия навигационного сеанса при работе по GPS, на исследуемом интервале времени изменяется в пределах от 1,0 до 3,7, при этом среднее значение составляет 1,793. Для ГЛОНАСС вертикальный ГФ изменяется в меньшем диапазоне – от 1,0 до 2,0, среднее значение составляет 1,512, что лучше, чем у GPS.

При этом наиболее неблагоприятными по условиям работы GPS являются интервалы времени с 2:30 до 2:50 и с 5:20 до 6:30 UTC. Для ГЛОНАСС таких значительных ухудшений VDOP не наблюдается.

Полученные результаты подтверждают известное положение, что ГЛОНАСС обеспечивает лучшие, чем GPS, условия навигационного сеанса в высоких широтах.

При работе приемника в совмещенном режиме по GPS/ГЛОНАСС значения вертикального ГФ лежат в пределах 0,7–1,5 при среднем значении 1,052 на исследуемом интервале времени.

На рис. 4 представлены результаты исследования ошибки определения высоты приемником СН-4312 при работе по ГЛОНАСС (кривая 1), по GPS (кривая 2) и по совмещенной группировке ГЛОНАСС/GPS.

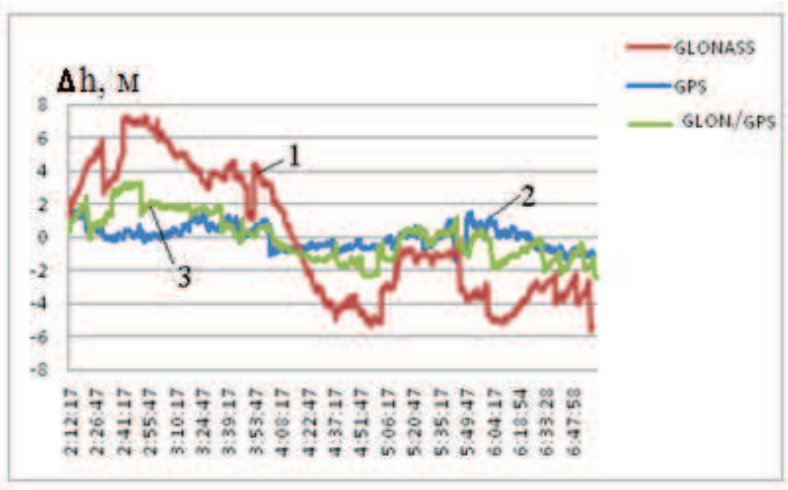


Рис. 4. Погрешность измерения высоты

Из полученных результатов следует, что, несмотря на меньшее значение геометрического фактора по условиям навигационного сеанса, точность измерения высоты приемником СН-4312 по ГЛОНАСС хуже, чем по GPS. Мгновенные значения погрешности измерения высоты приемником СН-4312 при работе по ГЛОНАСС достигают 7,5 м (при работе по GPS – до 2 м). При работе в совмещенном режиме ГЛОНАСС/GPS мгновенные погрешности измерения высоты достигают 3 м.

Рассчитанная по всей выборке измерений на исследуемом интервале времени точность измерения высоты, характеризуемая СКП, составила 0,68 м (GPS), 3,89 м (ГЛОНАСС) и 1,41 м (работа по ГЛОНАСС/GPS). При этом работа по совмещенной группировке обеспечивает точность измерения высоты, близкую к точности GPS.

Результаты проведенных экспериментов позволяют сделать следующие выводы:

1. Для анализируемого интервала времени (02:00 – 07:00 по шкале UTC) условия навигационного сеанса, определяемые значениями горизонтального и вертикального ГФ, в рассматриваемом районе (Игарка) будут наилучшими при работе по совмещенной группировке ГЛОНАСС/GPS. При этом ГЛОНАСС обеспечивает лучшие, чем GPS, условия навигационного сеанса.

2. Несмотря на улучшение условий навигационного сеанса при работе по совмещенной группировке ГЛОНАСС/GPS, точность навигационных определений приемником СН-4312 при работе только по GPS будет выше. Это может быть связано с особенностями схемной реализации радиочастотного тракта приемника.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 796 с.

2. Скрыпник О. Н. Радионавигационные системы воздушных судов: учебник. – М.: Инфра-М, 2014. – 348 с.

3. Скрыпник О. Н., Ерохин В. В. Исследование параметров рабочего созвездия ГЛОНАСС на основе моделирования орбитальной группировки // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012. – № 180. – С. 70–77.

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗ ПОЛЕЙ ТОЧНОСТИ ГЛОНАСС ДЛЯ АЭРОНАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

Р. О. Арефьев, Н. Г. Астраханцева, О. Н. Скрыпник (научный руководитель)

Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации (МГТУ ГА)
664047, г. Иркутск, ул. Коммунаров, 3
E-mail: skripnikon@yandex.ru

На основе применения разработанной в среде LabVieW программы предложена методика расчета геометрических факторов и построения полей точности ГЛОНАСС Путем сравнения с данными натурных экспериментов оценена достоверность полученных результатов. В качестве примера построены поля точности ГЛОНАСС в горизонтальной и вертикальной плоскостях для зоны воздушного пространства между Иркутском и Красноярском.

Согласно принятой концепции развития системы организации воздушного движения основным средством навигационного обеспечения всех этапов полета воздушных судов (ВС), включая заход на посадку и посадку, должны стать спутниковые системы навигации (ССН).

Современные ССН, такие как GPS и ГЛОНАСС, позволяют определять координаты ВС с точностью, удовлетворяющей требованиям зональной навигации, а при определенных условиях и требованиям точного захода на посадку.

Для решения задач аэронавигационного обеспечения ВС, прежде всего в рамках технологий зональной навигации RNAV (*Arial Navigation*), определенный практический интерес может представлять построение рабочих зон ССН – областей воздушного пространства, внутри которых погрешность определения навигационных параметров (местоположения, высоты полета), не выходит за заданные значения. Однако построение рабочих зон ССН представляет собой достаточно сложную задачу, поскольку спутники перемещаются относительно потребителей, а значит, границы рабочих зон будут динамичными. Кроме того, на точность навигационных определений в ССН оказывает влияние весьма широкий спектр факторов, в том числе изменяющихся случайным образом, что приводит практически к нереализуемости задачи построения рабочих зон в ее классической постановке.

Одним из основных факторов, оказывающим определяющее влияние на точность навигационных определений в ССН (исключая ионосферную задержку), является так называемый пространственный геометрический фактор (ГФ) PDOP (Position Dilution of Precision), который зависит от взаимного положения ВС и навигационных спутников (НС), сигналы от которых поступают для обработки в приемнике ССН. При этом

$$PDOP^2 = HDOP^2 + VDOP^2,$$

где HDOP (Horizontal Dilution of Precision) – горизонтальный, VDOP (Vertical Dilution of Precision) – вертикальный ГФ, характеризующие, соответственно, точность определения местоположения (горизонтальных координат) и высоты ВС в местной горизонтальной системе координат $OX_0Y_0Z_0$ (рис. 1).

Закономерное движение НС по орбитам с известным периодом обращения позволяет рассчитывать значение ГФ для любого момента времени и для любой точки воздушного пространства, используя для этого значения эфемерид, получаемые из альманаха системы. Определение совокупности точек в пространстве, в которых значение ГФ является постоянным или лежит в заданных пределах, позволит построить поля точности (рабочие зоны) ССН в горизонтальной (по HDOP) и вертикальной (по VDOP) плоскостях в заданных областях воздушного пространства.

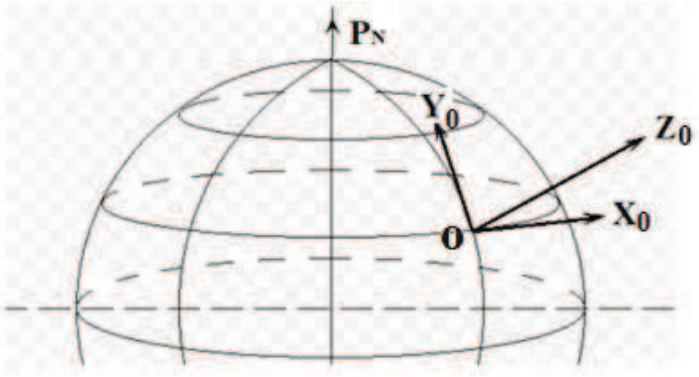


Рис. 1. Горизонтальная система координат

Для получения значений ГФ в заданной области воздушного пространство можно использовать информацию от сети наземных станций мониторинга ССН, полунатурное моделирование, например с использованием современных программно-аппаратных комплексов [1], а также методы, основанные на математическом моделировании орбитальной группировки ГЛОНАСС.

В последних двух случаях необходимо обеспечить адекватность моделирования.

Задача построения полей точности ГЛОНАСС была решена путем разработки в среде LabView программы моделирования орбитальной группировки ГЛОНАСС, выбора НС, находящихся в зоне видимости, расчета значений ГФ в точках, принадлежащих исследуемой области воздушного пространства, выделения совокупности точек, в которых значения ГФ лежат в задаваемых диапазонах.

Математическая модель орбитальной группировки построена на основе данных, опубликованных в [2]. Исходными данными для запуска модели орбитального движения является альманах ГЛОНАСС, получаемый с веб-сайта Информационно-аналитического центра ГЛОНАСС [3], и преобразуемый в нужный для работы модели формат.

Адекватность разработанной модели была проверена путем сопоставления ее выходных данных (номера НС, находящихся в зоне видимости, границы и продолжительность интервалов времени нахождения НС в зоне видимости, значения пространственного, горизонтального и вертикального ГФ) с данными, полученными при натурном эксперименте с приемником СН-4312, расположенным в точке с координатами XXX, с данными, формируемыми средой создания сценариев имитатора спутниковых систем навигации СН-3803М, а также с данными Информационно-аналитического центра (ИАЦ) ГЛОНАСС.

На рис. 2 показаны графики изменения горизонтального HDOP (рис. 2, *а*) и вертикального VDOP (рис. 2, *б*) ГФ, полученные при проведении натурного эксперимента (кривые 1) и путем математического моделирования (кривые 2).

Натурный эксперимент проводился 26.02.2015 с использованием авиационного приемника СН-4312, антенна которого расположена в точке с координатами H = 503,18 м, B=52°15′25,8′′, L=104°21′22,1′′ (г. Иркутск) на интервале времени с 05:00 до 11:00 UTC. Для этих же условий проводилось математическое моделирование.

Проведенные эксперименты показали хорошее соответствие результатов натурного эксперимента и имитационного математического моделирования, что говорит об адекватности разработанной модели орбитальной группировки ГЛОНАСС. Некоторые несовпадения значений ГФ связаны с неустойчивым слежением приемника СН-4312 за сигналами НС в отдельные интервалы времени. Также обеспечивалось полное соответствие выходных данных разработанной модели с данными, формируемыми СН-3803М и данными ИАЦ ГЛОНАСС.

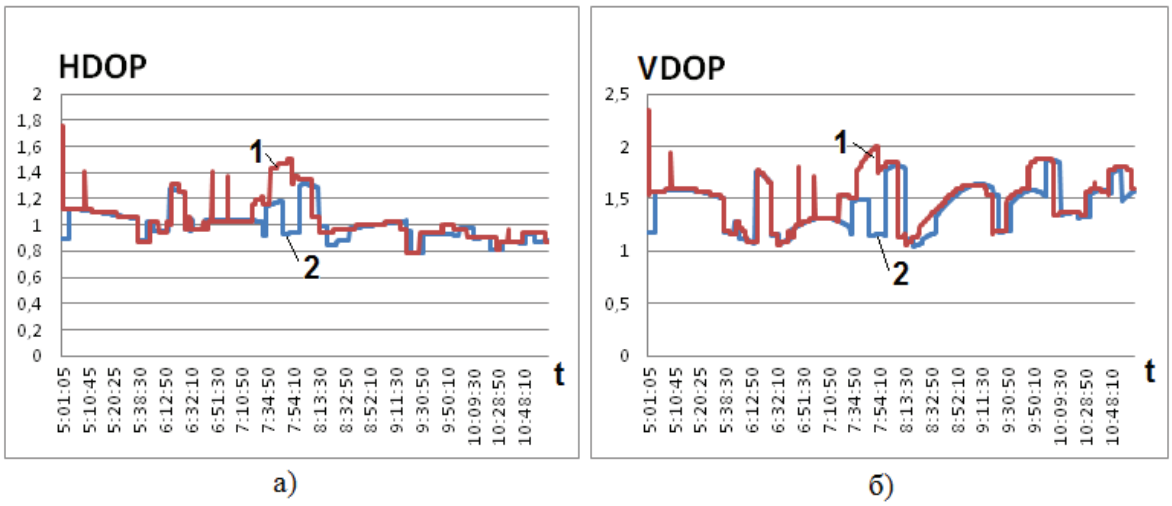


Рис. 2. Изменение ГФ на исследуемом интервале времени:
а – горизонтальный ГФ; б – вертикальный ГФ

В ряде случаев на интервале наблюдения имеют место значительные вариации значений геометрических факторов, в большей степени – вертикального VDOP.

Следовательно, точность решения навигационной задачи по данным ССН будет также изменяться в течение времени и в разных точках маршрута полета ВС, что указывает на актуальность проблемы прогнозирования и построения полей точности ГЛОНАСС для заданных моментов или интервалов времени для заданных областей воздушного пространства.

Эта же проблема актуальна для прогнозирования ожидаемой точности определения координат ВС при полете по заданному или выбираемому (концепция RNAV) маршруту.

Учитывая климатические и географические особенности отдельных территорий России, прежде всего труднодоступных и малоосвоенных регионов Крайнего Севера, Сибири и Дальнего Востока, использование традиционных технологий организации и управления воздушным движением (ОрВД), а также технических средств ОрВД наземного базирования может быть либо малоэффективным, либо невозможным. В частности, бортовые и наземные средства навигации и ОрВД, основанные на традиционных принципах, имеют ряд существенных ограничений и не в полной мере удовлетворяют современным требованиям по точности, надежности, дальности действия и зонам покрытия создаваемого ими навигационно-временного поля.

Применение ССН для создания навигационно-временного поля в значительной степени избавляет от перечисленных выше трудностей и позволяет создать поле наблюдения в заданном регионе, выбрать структуру ОрВД, оптимальную по заданным критериям для выполнения целевых задач.

На рис. 3, 4 показаны поля точности ГЛОНАСС соответственно для горизонтального и вертикального геометрических факторов, построенные на основе математического моделирования с использованием разработанной модели, для зоны воздушного пространства между аэродромами Иркутск и Красноярск. Эксперименты проводились по данным альманаха и эфемерид ГЛОНАСС по состоянию на 21.09.2014 г. для моментов времени 23:40 (рис. 3, *а* и 4, *а*) – взлет ВС из аэропорта Иркутск и 01:30 UTC (22.09.2014 г.) (рис. 3, *б* и 4, *б*) – посадка ВС в аэропорту Красноярск.

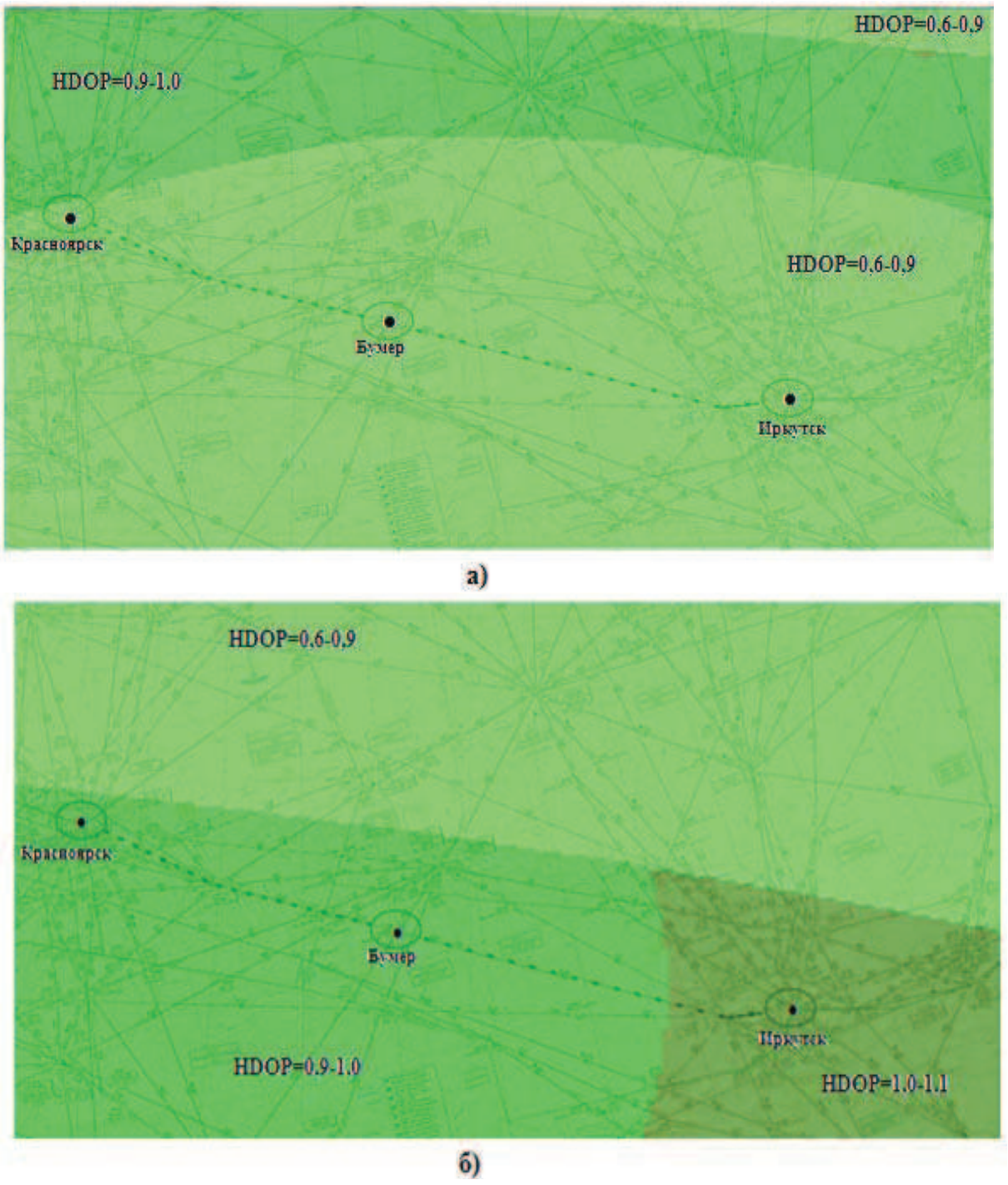


Рис. 3. Поля точности ГЛОНАСС в горизонтальной плоскости

Как следует из полученных результатов, вдоль маршрута полета Иркутск-Красноярск на анализируемом интервале времени наблюдается некоторое ухудшения горизонтального ГФ с 0,6–0,9 на начальном этапе полета ВС до 0,9–1,0 на завершающем этапе. При этом в целом по маршруту горизонтальный ГФ близок к наилучшему.

Поле точности ГЛОНАСС в вертикальной плоскости, как видно из рис. 4, является менее однородным, и в процессе полета из Иркутска в Красноярск VDOP изменяется от 1,6–1,7 до 1,4–1,5.

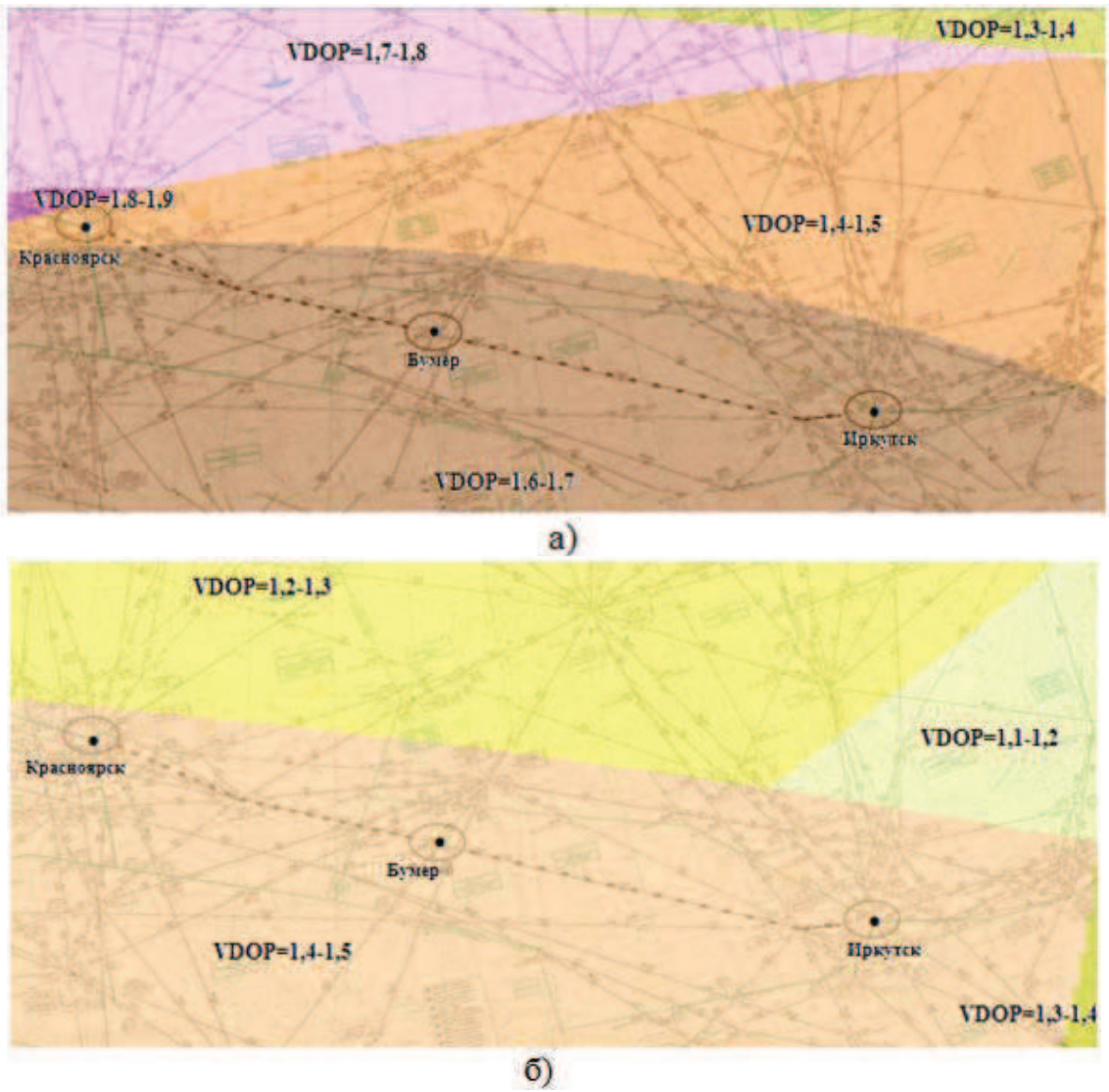


Рис. 4. Поля точности ГЛОНАСС в вертикальной плоскости

Предложенная методика может быть использована при планировании полетов, а также в бортовых системах самолетовождения для улучшения ситуационной осведомленности экипажей ВС при выполнении полетов по технологиям RNAV.

Список литературы

1. Скрыпник О. Н., Нечаев Е. Е., Арефьев Р. О. Построение и анализ полей точности GPS на основе программно-аппаратных средств NI GPS SIMULATION TOOLKIT // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014. – № 209.– С. 5–12.

2. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ (ред. 5.1). – М.: РНИИКП, 2008.

3. http://glonass-iac.ru/

МОДЕРНИЗАЦИЯ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ «КРАБИК-БМ» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ XILINX ZYNQ-7000

Д. С. Феоктистов, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: feoktistov-d-s@mail.ru

Представлен вариант осуществления модернизации РНС «Крабик-БМ», серийно выпускаемой АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) для обеспечения морских объектов. Рассмотрены особенности и возможности платформы Zynq-7000. Представлена структурная схема нового аппаратного решения для данной РНС на базе систем на кристалле семейства Zynq-7000.

В настоящее время спутниковые радионавигационные системы (СРНС) обеспечивают высокую точность определения координат и предоставляют возможность выполнения навигационных измерений в любой точке Земли. Вместе с тем СРНС присущи высокая стоимость и сложность развертывания, что прежде всего связано с затратами по развертыванию и восполнению орбитальной группировки навигационных космических аппаратов. Кроме того, при использовании СРНС в стандартном режиме определения координат точность определения координат объектов ухудшается в первую очередь за счет влияния ионосферной погрешности, которая устраняется не полностью при использовании одночастотных измерений и моделей ее предсказания. Двухчастотные измерения позволяют повысить точность ионосферных поправок к измеренным квазидальностям, однако остаточная погрешность измерения места объектов остается в пределах 1–10 метров. При этом использование двухчастотных измерений приводит удорожанию аппаратуры, повышению ее массы и габаритов. Повысить точность определения места объектов по сигналам СРНС можно за счет реализации дифференциальных методов измерений, что требует развертывания дополнительных контрольно-корректирующих станций, расположенных в точках с известными координатами. Другим недостатком СРНС является низкая помехозащищенность вследствие слабого энергетического потенциала радиолинии спутник-потребитель.

В связи с указанными недостатками наземные радионавигационные системы (РНС) по-прежнему занимают важное место среди средств навигационного обеспечения, поскольку не подвержены влиянию ионосферы, обеспечивают высокий энергетический потенциал в силу меньшего расстояния между опорными навигационными точками и объектом. При этом сама система целиком находится в руках пользователя, в отличие от СРНС, где рядовой пользователь имеет только аппаратуру потребителей и никак не может повлиять на качество работы космического сегмента СРНС.

Долгосрочное сотрудничество ИИФ и РЭ СФУ и АО «НПП «Радиосвязь» привело к разработке и реализации множества технических решений в области наземных РНС. Одной из таких систем является РНС «Крабик-БМ», серийное производство которой было начато в 2003 году. Данная РНС является морской фазовой радионавигационной системой УВЧ-диапазона, предназначенной для высокоточной геодезической координатной привязки подвижных и стационарных надводных объектов.

На сегодняшний день в целях повышения конкурентоспособности поставлена задача по модернизации аппаратного обеспечения РНС «Крабик-БМ». Необходимость осуществления модернизации является следствием ряда причин:

- использование устаревших технологий и элементной базы, которую стало практически невозможно приобретать вследствие прекращения выпуска;

- слабые возможности объединения с современными внешними устройствами, используемыми для вывода навигационной информации и повышения точности определения места объектов;

- высокая себестоимость комплектующих изделия.

Осуществление модернизации РНС «Крабик-БМ» имеет несколько возможных направлений, наиболее перспективным среди которых можно считать использование систем на кристалле (СнК), например, Zynq-7000 фирмы Xilinx.

Устройства семейства Zynq-7000 сочетают программные возможности высокопроизводительного процессора ARM Cortex-A9 с двумя вычислительными ядрами и программируемой логики Artix/Kintex-7, что обеспечивает высокий уровень производительности, гибкости и масштабируемости. При этом программируемая логика Zynq-7000 позволяет легко изменять архитектуру системы, приспосабливая её под решение определенной задачи при помощи специализированных периферийных устройств или модулей расширения. Интеграция на одном кристалле процессорной системы и программируемой логики даёт больший прирост производительности за счет ускоренного обмена данными между ними. Весь процесс инициализации платформы Zynq-7000 контролируется процессором. Это означает, что процессорная система может осуществлять свою работу независимо от программируемой логики. Конфигурация программируемой логики может быть осуществлена как при инициализации системы, так и в другие, произвольно выбранные моменты времени.

На рис. 1 представлена структурная схема действующих приемопередатчиков (ППРД) РНС «Крабик-БМ». Конструктивное исполнение одной станции представляет собой совокупность съемных блоков: блок приемника (ПРМ), блок устройства цифровой обработки (УЦО), блок передатчика (ПРД), а также блока питания, включающего в себя усилитель мощности и антенный коммутатор. Каждый из блоков выполнен на отдельной плате, что в значительной степени сказывается на значениях массогабаритных показателей ППРД.

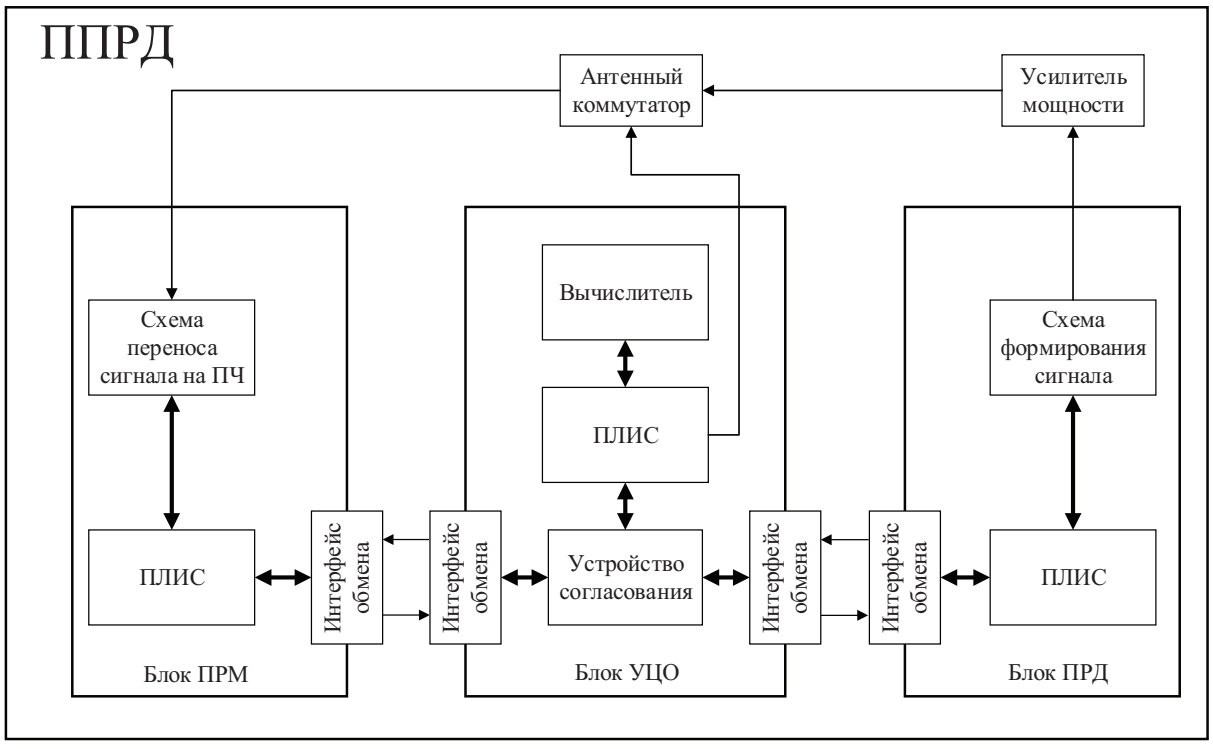


Рис. 1. Структурная схема изготавливаемого приемопередатчика РНС «Крабик-БМ»

Взаимодействие блоков осуществляется через группу физических интерфейсов обмена, которые в настоящее время являются устаревшими и в скором времени могут перестать удовлетворять требованиям по производительности.

Структурная схема ППРД после соответствующей модернизации с использованием платформы Xilinx Zynq-7000 приведена на рис. 2. Конструктивное исполнение ППРД будет представлять собой один блок, центром которого будет система на кристалле Zynq-7000. Функции вычислителя будут выполняться процессорной частью системы, а вся программная логика блоков ПРМ, УЦО, ПРД будет перенесена и доработана под конкретную логику Zynq-7000.

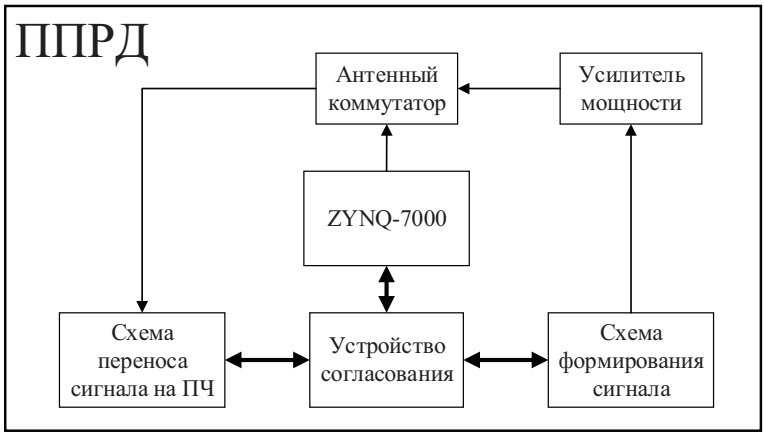


Рис. 2. Структурная схема модернизированного приемопередатчика РНС «Крабик-БМ»

Бесспорно, отказ от комбинированного решения из нескольких устаревших ПЛИС и вычислителя и их замена представителем семейства Zynq-7000, содержащего экономичную логику FPGA Artix-7, например, серии Z-7020, приведет к существенному снижению себестоимости РНС. Возможностей СнК данной серии с избытком хватит для осуществления всех функций управления и обработки сигналов, возложенных на унифицированные ППРД данной РНС.

Использование современных операционных систем и их программных возможностей, адаптированных под СнК Zynq-7000, открывает большие возможности по сопряжению и высокоскоростному обмену данными с внешними устройствами. Также стоит отметить и то, что возможности платформы Zynq-7000 определяются не только высокими техническими характеристиками, но и развитой средой разработки, которую компания Xilinx предлагает для аппаратной конфигурации и отладки программного обеспечения своих устройств.

Предлагаемая перестройка архитектуры ППРД РНС «Крабик-БМ» и использование полезных инструментов разработки от Xilinx позволяет решить вопросы, связанные с необходимостью модернизации данной системы.

Список литературы

1. Алешечкин, А. М. Использование морской радионавигационной системы «Крабик» для координатного обеспечения наземных объектов / А. М. Алешечкин, Д. С. Феоктистов // Материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М.Ф. Решетнева : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск. – 2013. – Ч. 1. – С. 157 – 159.

2. Лопардин, П. А. Направления модернизации радиогеодезического комплекса «Крабик-БМ» / П. А. Лопардин, А. М. Алешечкин, М. М. Валиханов, В. Г. Коннов // Сб. Всерос. конф. «Системы связи и радионавигации». – Красноярск: ОАО «НПП «Радиосвязь», 2014. – С. 114–115.

КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ ЭЛЕМЕНТАМИ КОНСТРУКЦИИ ОБЪЕКТА РАЗМЕЩЕНИЯ УГЛОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ

А. В. Ячин, С. В. Сизасов, А. П. Кудревич,
А. В. Гребенников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: yachin_aleksandr@mail.ru, E-mail: sizasov@mail.ru
E-mail: kudry@inbox.ru, E-mail: berg24@mail.ru

Представлены описание и результаты эксперимента, целью которого было проверить эффективность применения метода компенсации многолучевой интерференции, т.н. «портрета многолучевости». Данный метод основан на формировании на этапе подготовительных работ и использованию при последующей эксплуатации зависимости погрешности измерения разности фаз между антенными элементами от направления прихода сигнала навигационного космического аппарата.

Наличие интенсивных пере отражений от деталей конструкции объекта размещения антенной системы (АС) угломерной навигационной аппаратуры (УНАП) и отражающих элементов окружающей среды приводит к значительному увеличению погрешности фазовых измерений. Погрешности фазовых измерений напрямую трансформируются в погрешность определения пространственной ориентации (ПрО). Существуют объекты для которых переотражения сигналов НКА в основном обусловлены только элементами конструкции самого объекта, например беспилотный летательный аппарат (БЛА) во время полета. «Портрет многолучевости» (ПМ) – это метод компенсации погрешности многолучевости, основанный на формировании на этапе подготовительных работ и использованию при последующей эксплуатации зависимости погрешности измерения разности фаз между антенными элементами от направления прихода сигнала НКА [1]. Целью данной работы, является оценка эффективности применения портрета многолучевости для УНАП, размещенной на БЛА.

Проверка эффективности ПМ проводилась на технологической антенной площадке, расположенной на крыше одного из зданий АО «НПП «Радиосвязь». Был изготовлен макет, состоящий из угломерной АС с закрепленными на ней элементами, эмитирующими хвост и фюзеляж БЛА (рис. 1). Нужно отметить, что условия проведения эксперимента с точки зрения «величины» многолучевости хуже, чем условия реального полета БЛА, т.к. присутствует множество посторонних отражающих объектов окружающей среды (здания и т. п.).

Эффективность применения ПМ проиллюстрированы на рис. 2, где представлены, на примере курса, результаты измерения ПрО до и после коррекции. Хорошо видно, что применение ПМ дает существенное уменьшение погрешности. Рассматривая результаты можно заметить не только количественные, но и качественные изменения погрешности ПрО, а именно существенное уменьшение доли низкочастотных составляющих её спектра. Спектры погрешности ПрО до и после применения ПМ, позволяющие убедится в этом, представлены на рис. 3 и рис. 4 соответственно. Это обстоятельство особенно важно, т.к. позволяет добиться дополнительного уменьшения погрешности измерения ПрО за счет фильтрации измерений (рис. 6). Фильтрация же измерений без применения ПМ совершенно не эффективна (рис. 5). В табл. 1 представлены числовые значения погрешностей измерения ПрО полученные в ходе экспериментов.

Рис. 1. Макет БЛА во время проведения эксперимента

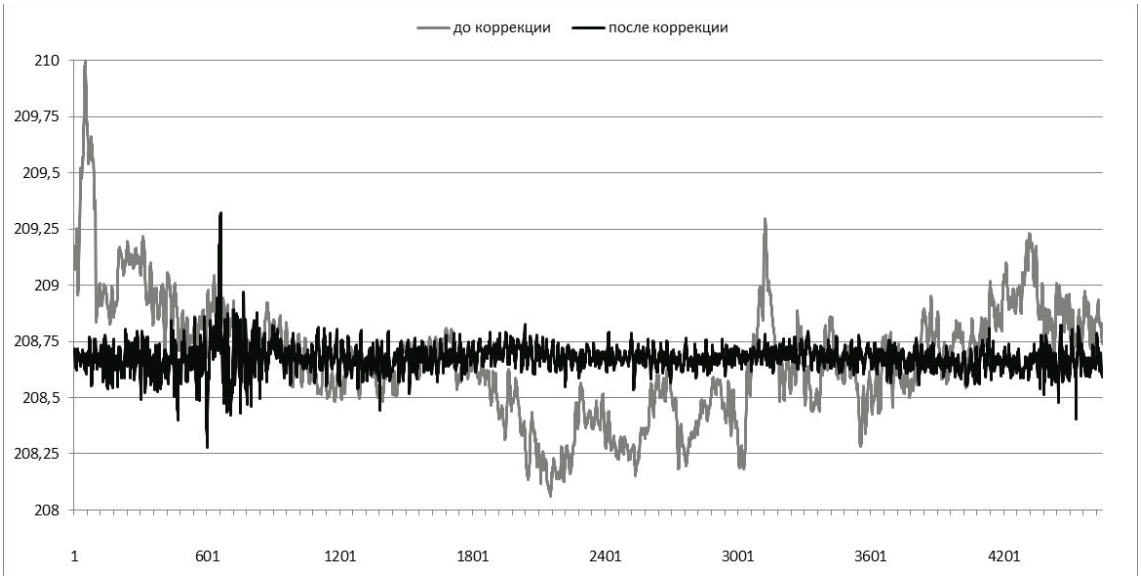


Рис. 2. Курс до и после применения ПМ

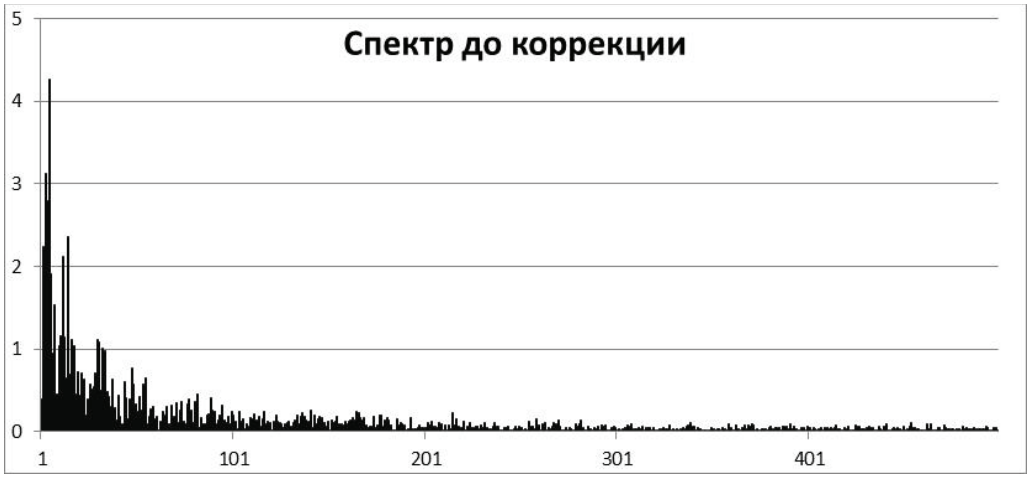


Рис. 3. Представление измерений курса до применения ПМ в частотной области

Рис. 4. Представление измерений курса после применения ПМ в частотной области

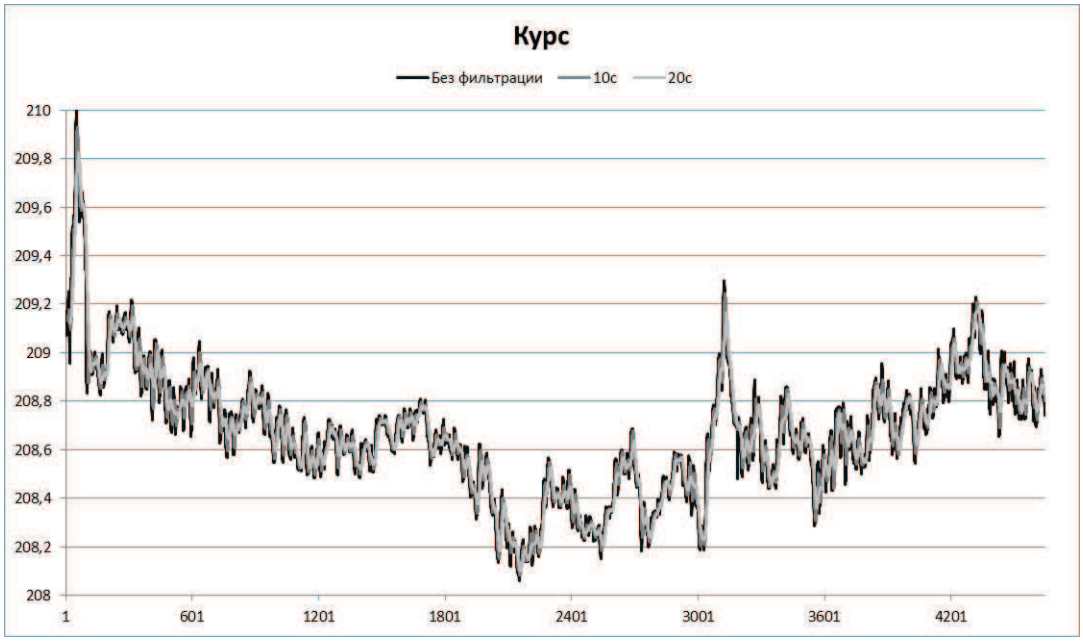


Рис. 5. Эффективность фильтрации до применения ПМ

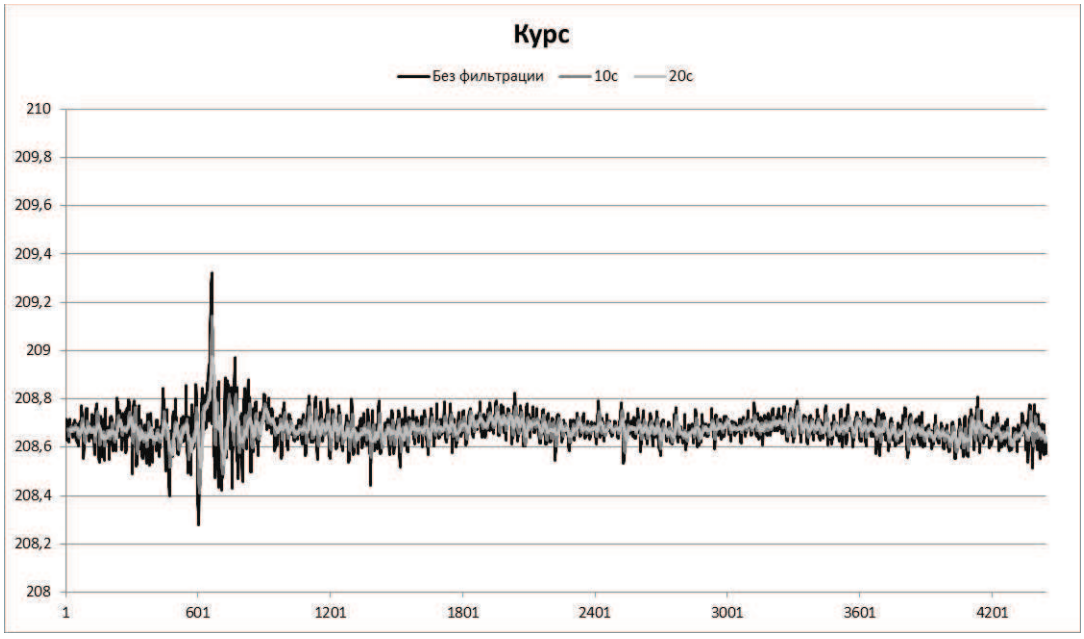


Рис. 6. Эффективность фильтрации после применения ПМ

Таблица 1

Сводные данные о полученных погрешностях ПрО

	СКО, угловые минуты			
	Курс	Крен	Тангаж	Интервал усреднения, с
Погрешность без применения ПМ	10,8	54,6	23,7	Нет
	10,7	50,1	23,6	10
	10,5	48,4	23,3	20
Погрешность после применения ПМ	2,9	5,7	5	Нет
	1,75	3,8	3,8	10
	1,3	3	3,1	20

Проведенные эксперименты подтверждают высокую эффективность ПМ, особенно в сочетании с фильтрацией. В дальнейших исследованиях необходимо обратить внимание на разработку более совершенных методов создания массивов данных необходимых на этапе применения ПМ.

Список литературы

1. Гребенников А. В., Сизасов С. В., Ячин А. В. Варианты применения угломерной аппаратуры ГНСС для уменьшения погрешности многолучевости // Радиосвязь и радионавигация. – 2013. – № 3.

ПРИЕМ СИГНАЛОВ СДКМ И ДЕКОДИРОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ В СРЕДЕ MATLAB

С. В. Шутиков, Э. И. Мельник,
М. М. Валиханов (научный руководитель), А. Ю. Тараненко (научный руководитель)

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

Приведено краткое описание системы СДКМ ГЛОНАСС. Проведена демодуляция оцифрован цифровой информации СДКМ ГЛОНАСС в среде в среде Matlab. В конце сделано заключение о возможностях использования полученных результатов для дальнейших исследований.

Система дифференциальной коррекции и мониторинга является функциональным дополнением глобальной навигационной системы ГЛОНАСС и предназначена для повышения точности и обеспечения целостности определения местоположения морских, воздушных, сухопутных и космических потребителей навигационных радиосигналов открытого доступа ГЛОНАСС и GPS.

СДКМ состоит из двух подсистем: подсистемы космических аппаратов (ПКА) и наземной подсистемы контроля и управления (ПКУ).

ПКА СДКМ включает в себя 3 штатных космических аппарата (КА) многофункциональной космической системы ретрансляции (МКСР) «Луч», находящихся на геостационарной орбите (ГСО), которые обеспечивают передачу информации СДКМ потребителям посредством излучения радиосигналов в структуре SBAS. Номинальные параметры ПКА представлены в табл. 1.

Таблица 1

Номинальные параметры ПКА СДКМ

Положение КА на ГСО	Луч-5А	Луч-5Б	Луч-5В
	167° В.Д.	16° З.Д.	95° В.Д.
PRN	141	125	140
Эксцентриситет	0	0	0
Наклонение (°)	0	0	0
Радиус (km) ГСО	42164	42164	42164

ПКУ СДКМ состоит из центра дифференциальной коррекции и мониторинга (ЦДКМ), наземных средств передачи информации СДКМ потребителям, комплекса закладки и контроля (КЗиК) и сети станций сбора измерений (ССИ), рассредоточенных по территории земного шара.

Для приема сигналов СДКМ разработана структурная схема макета навигационного приемника, представленная на рис. 1.

Цифровая обработка сигнала СДКМ будет проходить на ПЛИС семейства Zyng 7000, которая является встраиваемой процессорной системой, что позволит совместить гибкость программирования ядер FPGA и высокую производительность процессорной системы.

Навигационная информация передавая КА «ЛУЧ» разделены на сообщения (блоки). Каждый блок имеет длительность 250 бит (рис. 2) и включает в себя: 8 бит – преамбула, 6 бит – идентификатор типа сообщения, 212 бит – поле данных, 24 бита – проверочные символы циклического избыточного кода (CRC) для обнаружения ошибок в блоке ЦИ. Типы сообщения представлены в табл. 2.

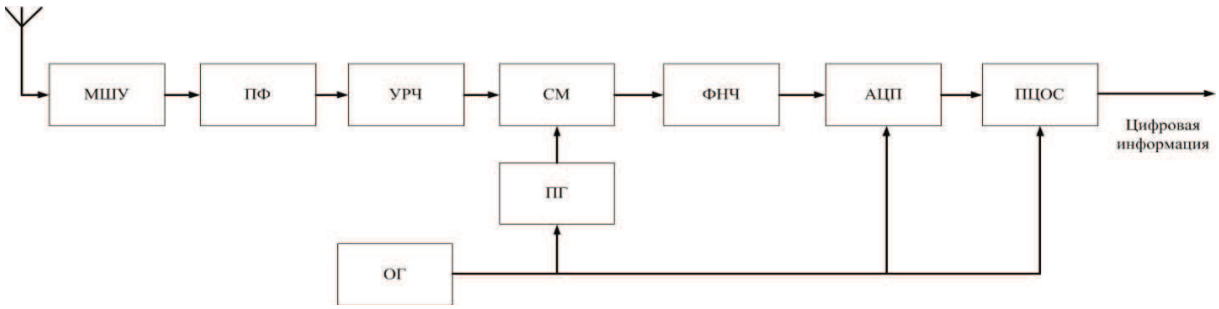


Рис. 1. Структура макета навигационного приемника

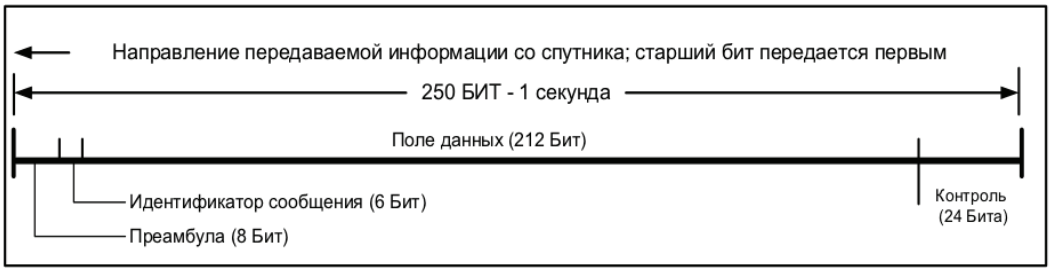


Рис. 2. Структура сообщений СДКМ ГЛОНАСС

Таблица 2

Структура сообщений СДКМ ГЛОНАСС

Тип	Содержание
0	"ЦИ с данного геоспутника не использовать" (введено для режима тестирования СДКМ)
1	PRNMask – список спутников, для которых передается ЦИ
2–5	Быстрые поправки СДКМ
6	Данные о целостности ГНСС/СДКМ
7	Параметры деградации быстрых поправок
8	Не занято
9	Навигационное сообщение спутника СДКМ
10	Параметры деградации (быстрых и долгосрочных поправок, задержек в ионосфере)
11	Не занято
12	Параметры сдвига "сетевое время СДКМ/UTC"
13–16	Не занято
17	Альманах спутников СДКМ
18	Точечно-сеточная маска ионосферы
19–23	Не занято
24	Смешанные быстрые/долгосрочные поправки к погрешностям спутников
25	Долгосрочные поправки к погрешностям спутников
26	Поправки на задержку в ионосфере
27	Служебное сообщение СДКМ
28	Матрица ковариации времени и эфемерид
29–61	Не занято
62	Внутреннее сообщение
63	Нулевое сообщение

Навигационное сообщение 9, демодулированное в данной работе, содержит данные об эфемеридах и частотно-временных поправках спутника СДКМ. Данное сообщение системой СДКМ передается для обеспечения совместимости с ранее выпущенным навигационным оборудованием для системы WAAS, служит для поиска сигнала спут-

ника и не предназначено для навигационных измерений, структура данного сообщения представлена на рис. 3 и в табл. 3 [1].

Рис. 3. Структура сообщения 9 СДКМ ГЛОНАСС

Таблица 3

Структура сообщения 9 СДКМ ГЛОНАСС

$t_{0,GEO}$	Время привязки данных для дальномерной функции геостационарного спутника, выраженное как время от полуночи текущих суток.
XG, YG, ZG	Координаты геостационарного спутника на момент $t_{0,GEO}$
$\dot{X}G, \dot{Y}G, \dot{Z}G$	Скорость геостационарного спутника на момент $t_{0,GEO}$
$\ddot{X}G, \ddot{Y}G, \ddot{Z}G$	Ускорение геостационарного спутника на момент $t_{0,GEO}$
URA	Показатель среднеквадратической погрешности измерения дальности потребителем без учета влияния атмосферы
a_{Gf0}	Сдвиг бортовой шкалы времени геостационарного спутника относительно сетевого времени СДКМ (SNT), определенный на момент $t_{0,GEO}$
a_{Gf1}	Скорость дрейфа бортовой шкалы времени геостационарного спутника относительно SNT

Разработанный алгоритм демодуляции сигнала 9 типа позволяет получить данные об эфемеридах и частотно временных поправках спутников СДКМ ГЛОНАСС, алгоритм может быть расширен для других типов сообщений СДКМ. На основе данного алгоритма идет реализация макета навигационного приемника для сигналов СДКМ ГЛОНАСС, структурная схема которого представлена на рис. 1, также возможна реализация программного приемника в среде Matlab для сигналов СДКМ.

Список литературы

1. Интерфейсный контрольный документ. Радиосигналы и состав цифровой информации функционального дополнения системы ГЛОНАСС системы дифференциальной коррекции и мониторинга (редакция 1), 2012.

СТРУКТУРОПОДОБНЫЕ ПОМЕХИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СО СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫМИ ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ

Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: krasnovtv@ya.ru

В современных широкополосных радионавигационных системах наиболее распространенным способом генерирования шумоподобных сигналов является фазовая манипуляция несущего колебания двоичной кодовой последовательностью, что объясняется, в первую очередь, стремлением максимально упростить формирование и обработку сигналов. Однако с точки зрения спектральной эффективности более перспективной является минимальная частотная модуляция.

В широкополосных системах с кодовым разделением сигналов, занимающих общую полосу частот, помехи *множественного доступа* (ПМД), называемые также *структурными (сигналоподобными)*, образуются в результате неидеальной ортогональности сигналов. В широкополосных системах с частотным разделением сигналов ПМД обусловлены частичным перекрытием спектров сигналов.

Для надёжного выделения сигналов на фоне совокупных помех множественного доступа необходимо, чтобы модуль нормированной *двумерной взаимной корреляционной функции* (ДВКФ)

$$R_{kl}(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_0^{T_\text{п}} \dot{S}_k(t)\, \dot{S}_l(t-\tau) \exp(-j2\pi F t)\, dt \right|, \quad k, l = 1, 2 \ldots M \qquad (1)$$

имел малый уровень при любых взаимных сдвигах по запаздыванию и частоте и любых $k \neq l$, M – объем ансамбля псевдослучайных последовательностей (ПСП); $\dot{S}_k(t)$ и $\dot{S}_l(t-\tau)$ – комплексные огибающие k-го и l-го сигналов, τ и F – временной и частотный сдвиги сигналов.

Для ослабления влияния помех из-за многолучевости и снижения риска ложной кодовой синхронизации при поиске требование малого уровня ДВКФ необходимо дополнить требованием малого уровня боковых лепестков *двумерной автокорреляционной функции* (ДАКФ) каждого из сигналов, определяемой формулой (1) при $\dot{S}_k(t) = \dot{S}_l(t) = \dot{S}(t)$. При этом совокупное требование к корреляционным свойствам ансамбля кодовых последовательностей выражается минимаксным критерием качества [3]

$$R_\text{max} = \max_{\tau, F} R_{kl}(\tau, F), \qquad (2)$$

в соответствии с которым максимум определяется по всем $\tau \in [0, T_\text{п}]$, если $k \neq l$, и $|\tau| > T$, если $k = l$ и $|F| < F_\text{max}$ (F_max – максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига). Кодовые последовательности, обладающие минимальным значением показателя R_max для ДВКФ, являются оптимальными. Среди двоичных кодов такими свойствами обладают последовательности *Касами* и ряд других кодов, для которых $R_\text{max} \approx 1/\sqrt{N}$ [3].

Уровень ПМД, характеризуемый максимальным R_max и эффективным $R_\text{э}$ значениями ДВКФ ансамбля сигналов, определяется, прежде всего, длиной N псевдослучай-

ных модулирующих последовательностей, используемых при формировании ШПС. Структура кода при $N >> 1$ слабо влияет на указанные показатели уровня ПМД (особенно в доплеровской полосе частотных сдвигов). Ещё в меньшей степени на уровень ПМД влияет вид модуляции ШПС (форма чипа).

В табл. 1 приведены результаты расчёта с использованием формул (1), (2) для сигналов *MSK* (1), *MSK- BOC* (1, 1) и *MSK- BOC* (5, 2.5) с опорной частотой $f_{\text{оп}} = 1.023$ MHz. В качестве псевдослучайных последовательностей при расчётах ДАКФ и ДВКФ использовались коды *Голда* длины $N = 1023$. Следуя общепринятым обозначениям, для комбинированного способа модуляции, основанного на применении дополнительной *BOC* модуляции (*binary offset carrier*) в сочетании с традиционным видом широкополосной кодовой модуляции *MSK*, использована аббревиатура *MSK-BOC*(m, n), где m и n – целые числа, определяющие кратность частоты меандровой последовательности и тактовой частоты дальномерного кода некоторой опорной частоте: $m = f_{\text{м}} / f_{\text{оп}}$, $n = f_{\text{т}} / f_{\text{оп}}$.

Как видно из таблицы, уровень ПМД указанных сигналов примерно одинаков и составляет около –27 dB и –39 dB по значениям $R_{\max}$ и $R_{\text{э}}$ в доплеровской полосе ±5 kHz.

Таблица 1

Вид модуляции	ДАКФ				ДВКФ			
	$R_{\max}$, dB		$R_{\text{э}}$, dB		$R_{\max}$, dB		$R_{\text{э}}$, dB	
	0	±5 kHz	0	±5 kHz	0	±5 kHz	0	±5 kHz
MSK (1)	-27.1	-27.2	-31.9	-31.9	-27.3	-27.2	-30.2	-30.1
MSK-BOC(1,1)	-26.5	-26.5	-38.4	-38.4	-27.2	-27.3	-35.2	-35.3
MSK-BOC(5,2.5)	-27.2	-26.5	-42.6	-42.6	-27.5	-27.5	-39.5	-39.6

В широкополосных РНС средневолнового диапазона максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига $F_{\max} = 0.2$ Hz [1]. В связи с этим уровень ПМД достаточно характеризовать максимальным $R_{\max}$ и эффективным $R_{\text{э}}$ значениями ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов (формулы (1), (2) при $k = l$).

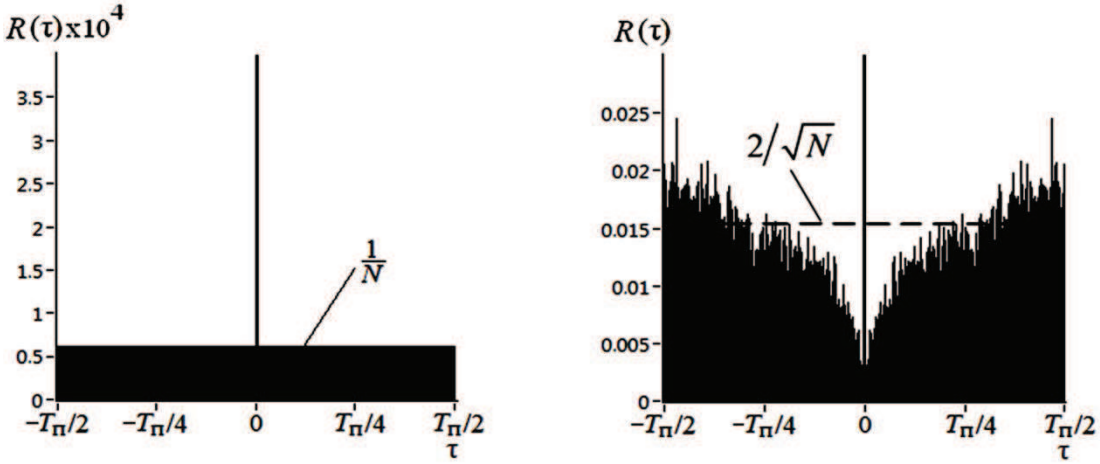
Корреляционные свойства ШПС (вид ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов) во многом определяют основные показатели качества широкополосной РНС (точность, разрешающую способность, помехозащищённость и пр.). При выбранном способе широкополосной модуляции (*MSK*) форма основного лепестка ПАКФ определяется исключительно тактовой частотой $f_{\text{т}}$, а уровень боковых лепестков модуля нормированной ПАКФ в отсутствие дополнительной цифровой модуляции равен $1/N$ (при использовании M-последовательностей и других оптимальных кодов).

Оценим влияние модуляции данными на корреляционные свойства *MSK* сигналов, используя нормированную взаимную корреляционную функцию (1).

На рис. 1 представлены графики модуля нормированной ПАКФ кодовых последовательностей (M-последовательности длины $N = 16383$) для случая $D_2 = D_1$ (рис. 1, *а*) и $D_2 = -D_1$ (рис. 1, *б*), рассчитанные по формулам[2]

$$R(mT) = R_a(m), \quad R_a(m) = D_1 R_{a1}(m) + D_2 R_{a2}(m),$$
$$R_{a1}(m) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1-m} a_k a_{k+m}, \quad R_{a2}(m) = \frac{1}{N}\sum_{k=N-m}^{N-1} a_k a_{k+m} \tag{3}$$

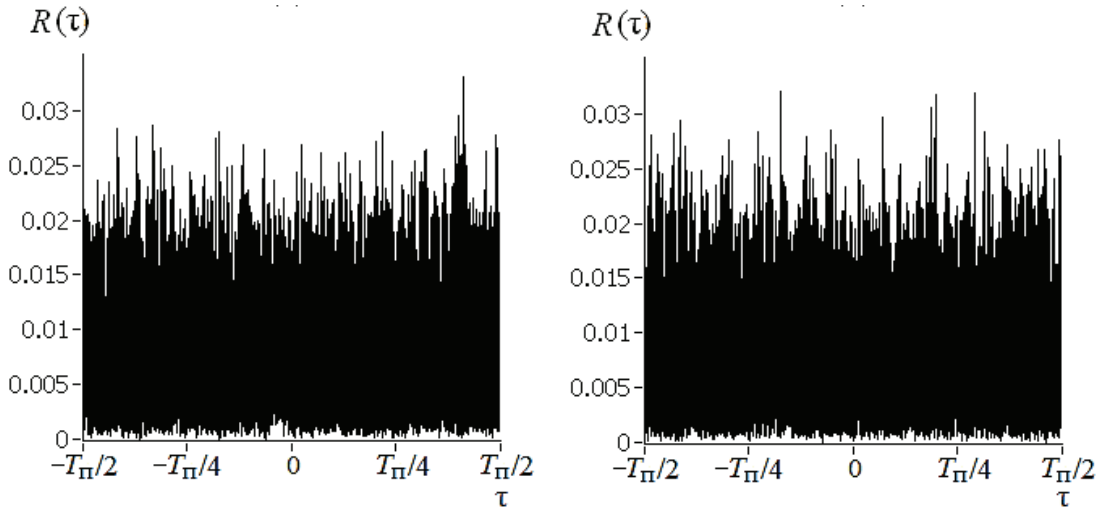
Как видно из рисунка, при модуляции данными значение максимального бокового лепестка ПАКФ $R_{\max} \simeq 3/\sqrt{N} \simeq 0.024$ (–32.2) dB. При этом эффективное значение $R_{\text{э}} \simeq -42.1$ dB, однопроцентный квантиль распределения (порог, вероятность превышения которого выбросом ВКФ равна 0.01) $R_{0.01} \simeq -35.6$ dB (рис. 3, *а*).



а *б*

Рис. 1. Модуль ПАКФ: *а* – при совпадении информационных символов; *б* – при противоположных символах

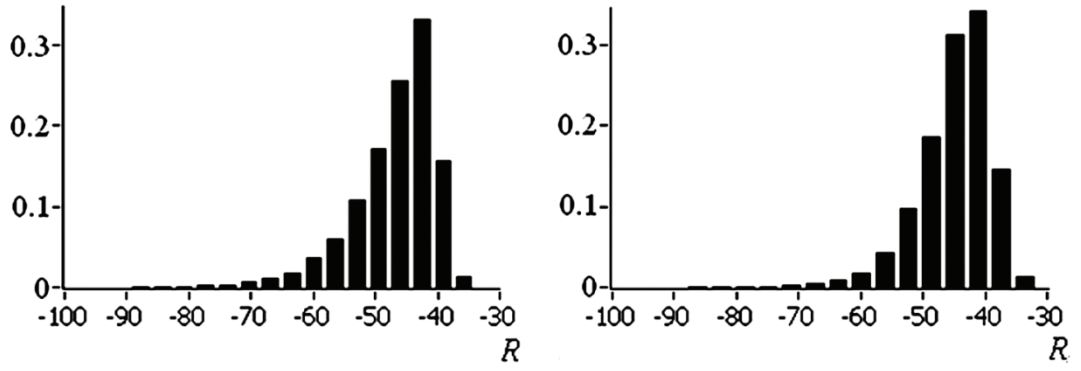
На рис. 2 представлены графики модуля нормированной ПВКФ *M*-последовательностей структуры $[14, 13, 12, 2]$ и $[14, 10, 6, 1]$ длины $N = 16383$ для случая $D_2 = D_1$ (рис. 2, *а*) и $D_2 = -D_1$ (рис. 2, *б*). Как видно из рисунков, уровень ПВКФ практически одинаков как при равных, так и при противоположных символах D_1 и D_2: максимальное значение ВКФ $R_{\max} \simeq -29.8$ dB, эффективное значение $R_э \simeq -40.4$ dB, однопроцентный квантиль распределения $R_{0.01} \simeq -33.6$ dB (рис. 3, *б*).



а *б*

Рис. 2. Модуль ПВКФ: *а* – при совпадении информационных символов; *б* – при противоположных символах

В табл. 2 приведены результаты расчёта нормированной ПВКФ шумоподобных *MSK* сигналов при модуляции данными с использованием формул (1), (2) для кодов длины $N = 16383$: 1) циклические сдвиги общей *M*-последовательности (рассматривался вариант сдвига на $m = 4096$ элементов); 2) общая *M*-последовательность с частотными сдвигами, кратными элементу разрешения по частоте (рассматривался вариант сдвига на 40 элементов разрешения по частоте $\Delta F = 1/T_п$); 3) разные *M*-последовательности; 4) последовательности *Касами*.



а *б*

Рис. 3. Гистограммы значений ПВКФ

Таблица 2

Ансамбль кодовых последовательностей	ПВКФ (без модуляции)		ПВКФ (с модуляцией)	
	R_{max}, dB	$R_э$, dB	R_{max}, dB	$R_э$, dB
Циклические сдвиги *M*-последовательности	–84,28	–84,28	–34,37	–43,93
M-последовательность с частотными сдвигами	–42,14	–42,14	–34,66	–42,11
M-последовательности	–29,81	–40,43	–29,81	–40,43
Последовательности *Касами*	–42,07	–42,17	–31,72	–42,23

Как свидетельствуют результаты анализа, негативное влияние модуляции данными на корреляционные свойства шумоподобного *MSK* сигнала в максимальной степени сказывается для ансамбля из циклических сдвигов общей *M*-последовательности (в отсутствие модуляции значение –84.3 dB определяет уровень боковых лепестков ПАКФ). Наименьший уровень ПМД обеспечивает ансамбль из циклических сдвигов общей *M*-последовательности: –34.4 dB и –43.9 dB по значениям R_{max} и $R_э$ соответственно. Наибольший уровень ПМД обеспечивает ансамбль из разных *M*-последовательностей: –29.8 dB и –40.4 dB по значениям R_{max} и $R_э$ соответственно. Два других ансамбля (*M*-последовательности с частотными сдвигами и последовательности *Касами*) практически равноценны по показателю $R_э$: около –42 dB. Это объясняется тем, что уровень ПВКФ шумоподобных сигналов определяется, главным образом, корреляционными свойствами используемых кодов (которые при равной длине *N* мало отличаются).

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. – Новосибирск: Наука, 2011. – 260 с.

2. Бондаренко В. Н., Клевлин А. Г. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып. 2. – С. 10.

3. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.

СОСТАВНОЙ ШУМОПОДОБНЫЙ *MSK*-СИГНАЛ С ПИЛОТНОЙ И ИНФОРМАЦИОННОЙ КОМПОНЕНТАМИ

В. Н. Бондаренко, В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов

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

Как показано в [1], модуляция шумоподобного сигнала (ШПС) данными приводит к значительному ухудшению корреляционных свойств сигнала и как следствие – к снижению качественных характеристик поиска сигнала, снижению точности и устойчивости слежения за фазой и запаздыванием. Отрицательное влияние модуляции сигнала данными проявляется, в первую очередь, в снижении порога слежения за фазой. Потери мощности, обусловленные информационной модуляцией, по этому показателю устойчивости слежения за фазой составляют более 6 дБ [1].

Актуальность данной проблемы нашла отражение в том, что важное место в программе модернизации ГНСС ГЛОНАСС занимают вопросы выделения автономного пилотного канала. Это позволяет повысить точность и устойчивость слежения за фазой и запаздыванием кода, улучшить характеристики поиска сигнала, а также достоверность приёма данных.

Составной шумоподобный сигнал представим в виде суммы двух квадратурных компонент (пилотной и информационной):

$$s(t) = S_1(t-\tau_c)\cos(\omega_0 t + \varphi) + D(t-\tau_c)S_2(t-\tau_c)\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad (1)$$

где ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза; τ_c – время запаздывания; $S_1(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k S_0(t-kT)$, $S_2(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k S_0(t-kT-\delta)$ – квазиортогональные периодические псевдослучайные последовательности (ПСП) длины N с частотой следования символов $f_т = 1/T$; $S_0(t)$ – функция, описывающая форму одиночного элементарного импульса (чипа) длительности T (для сигналов с минимальной частотной модуляцией – это импульс в виде полуволны косинуса); $D(t)$ – двоичный информационный сигнал (данные). Выражение (1) записано в предположении, что амплитуда сигнала равна единице.

В качестве примера организации автономного пилотного канала рассмотрим применение перспективных спектрально-эффективных форматов модуляции в широкополосной радионавигационной системе с высокой устойчивостью в отношении внутрисистемных помех[2].

Каждая опорная станция (ОС) излучает двухкомпонентный сигнал с несущей частотой f_0 = 1.9 МГц и тактовой частотой квадратурных ПСП $f_т$ = 125 кГц: пилот-сигнал P и информационный D-сигнал (I и Q компоненты соответственно). Сигнал P представляет собой ШПС с модуляцией *MSK-BOC*(2). Информационная компонента D – ШПС с модуляцией *MSK*(2), отличающийся от сигнала *MSK-BOC*(2) тем, что его «косинусные» чипы знакопостоянные (рис. 1). Частота следования «косинусных» чипов сигнала *MSK*(2) в 2 раза больше, чем $f_т$ (на длительности T элемента квадратурных ПСП укладывается 2 чипа). Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ составляет $T/4$.

Такой выбор формы составных чипов двухкомпонентного сигнала обусловлен оправданным стремлением обеспечить постоянство амплитуды полного сигнала. Известно, что полезная мощность усилителя передатчика резко падает при наличии у сиг-

нала амплитудной модуляции. Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ на $T/4$ при равной их длительности T позволяет сохранить свойственное модуляции *MSK* постоянство амплитуды полного сигнала.

Модуляция чипов сигналов *P* и *D* осуществляется кодами $\{a_k\}$ и $\{b_k\}$ соответственно. Для разных ОС используются копии общей *M*-последовательности длины $N = 16383$, сдвинутые на m позиций, где m – число, кратное 4100 (при числе ОС равном 4).

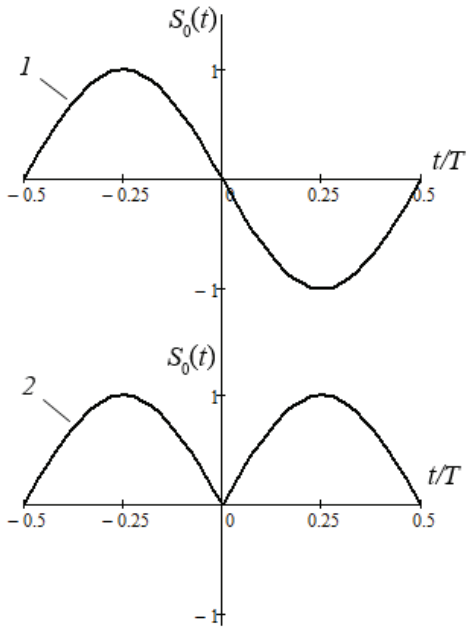


Рис. 1. Форма чипов составного *MSK* сигнала (1 – пилот-сигнал; 2 – информационный сигнал)

Энергетический спектр сигнала *MSK-BOC*(2) мощностью $P_c = 1$ Вт определяется выражением [2]:

$$G_1(f) = \frac{2}{\pi^2 f_T}\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1-\left(\frac{f}{f_T}\right)^2}\right]^2. \qquad (2)$$

Для энергетического спектра сигнала *MSK* (2) запишем:

$$G_2(f) = \frac{\left|\dot{g}_0(f)\right|^2}{T}\left|1+e^{-j\pi fT}\right|^2 = 4G_0(f)\cos^2\left(\frac{\pi fT}{2}\right). \qquad (3)$$

Подставив в (3) формулу для энергетического спектра $G_0(f)$ сигнала *MSK* с тактовой частотой $2f_т$ [1], находим

$$G_2(f) = \frac{8}{\pi^2 f_т}\frac{\cos^4\left(\frac{\pi f}{2f_т}\right)}{\left[1-\left(\frac{f}{f_т}\right)^2\right]^2}. \qquad (4)$$

Графики нормированных спектров мощности $G(f)f_т$ в децибелах для сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK*(2) представлены на рис. 2 (кривые 1 и 2 соответственно). Там же представлен спектр полного сигнала (кривая 3).

Реальной (99 процентной) шириной спектра сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK*(2) можно считать полосу $W_1 \approx 4f_т$ и $W_2 \approx 4.8f_т$, что составляет 0.5 и 0.55 МГц соответственно. При ограничении спектра сигнала *MSK*(2) полосой $W_2 \approx 4f_т$ (0.5 МГц) внутриполосная мощность составляет 95 %.

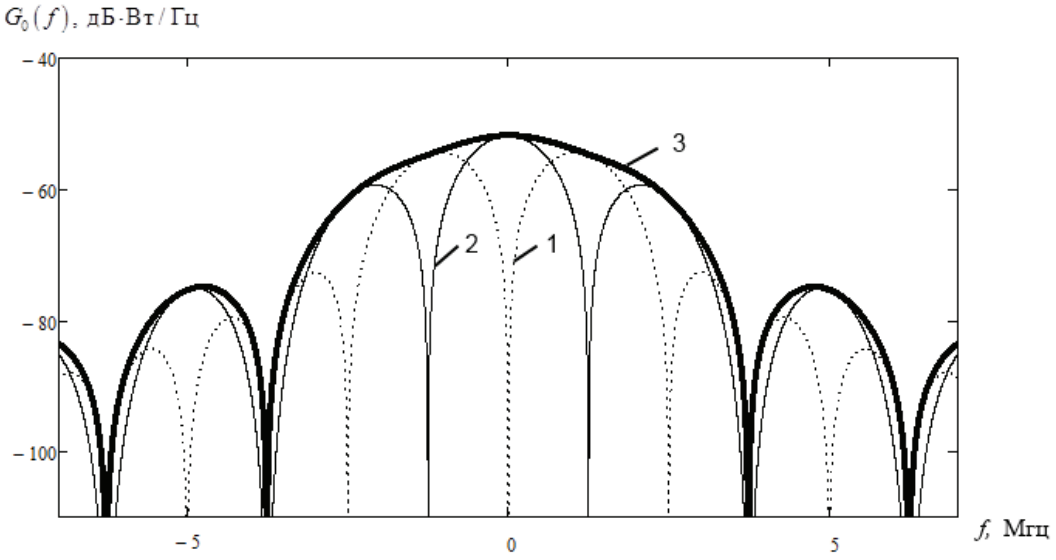


Рис. 2. Энергетические спектры сигналов

Как видно из рис. 2, спектр сигнала *MSK-BOC*(2) имеет характерные провалы в области локализации основного и боковых лепестков спектра сигнала *MSK*(2). Это позволяет уменьшить уровень взаимных помех за счёт частичного спектрального разделения пилотного и информационного сигналов.

Нормированная АКФ элемента $S_0(t)$ комплексной огибающей сигнала *MSK-BOC*(2) определяется формулой [2]

$$R_1(\tau)=\begin{cases}\left[\left(1-\dfrac{|\tau|}{T}\right)\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}\tau\right)+\dfrac{1}{2\pi}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}|\tau|\right)\right], & |\tau|\le T,\\ 0, & |\tau|>T.\end{cases} \tag{5}$$

Для АКФ элемента $S_0(t)$ комплексной огибающей сигнала *MSK*(2) запишем

$$R_2(\tau)=\frac{1}{T}\int_{-\infty}^{\infty}S_0(t)S_0(t-\tau)\,dt=\begin{cases}2R_0(\tau)+R_0\left(\tau-\dfrac{T}{2}\right), & 0\le\tau\le T,\\ 2R_0(\tau)+R_0\left(\tau+\dfrac{T}{2}\right), & -T\le\tau\le 0,\end{cases} \tag{6}$$

где $R_0(\tau)$ – АКФ одиночного косинусного чипа длительности *T*/2, определяемая выражением [1]

$$R_0(\tau)=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\left[\left(1-\dfrac{2|\tau|}{T}\right)\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}\tau\right)+\dfrac{1}{\pi}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}|\tau|\right)\right], & |\tau|\le T/2,\\ 0, & |\tau|>T/2.\end{cases} \quad (7)$$

Подставив (7) в (6), находим:

$$R_2(\tau)=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\left[\left(1-\dfrac{3|\tau|}{T}\right)\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}\tau\right)+\dfrac{3}{2\pi}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}|\tau|\right)\right], & |\tau|\le T/2,\\ -\dfrac{1}{2}\left[\left(1-\dfrac{|\tau|}{T}\right)\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}\tau\right)-\dfrac{1}{2\pi}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}|\tau|\right)\right], & |\tau|>T/2.\end{cases} \quad (8)$$

На рис. 3 приведены графики АКФ сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK* (2), рассчитанных по формулам (5) и (8) (кривые 1 и 2 соответственно). Там же представлен график нормированной АКФ полного сигнала, полученной сложением АКФ компонент *MSK-BOC*(2) и *MSK* (2) с весом 1/2 (кривая 3). Как видно из рисунка, АКФ полного сигнала однопиковая, что позволяет осуществлять поиск с шагом $T/4$ без риска попадания на провалы АКФ (кривая 1).

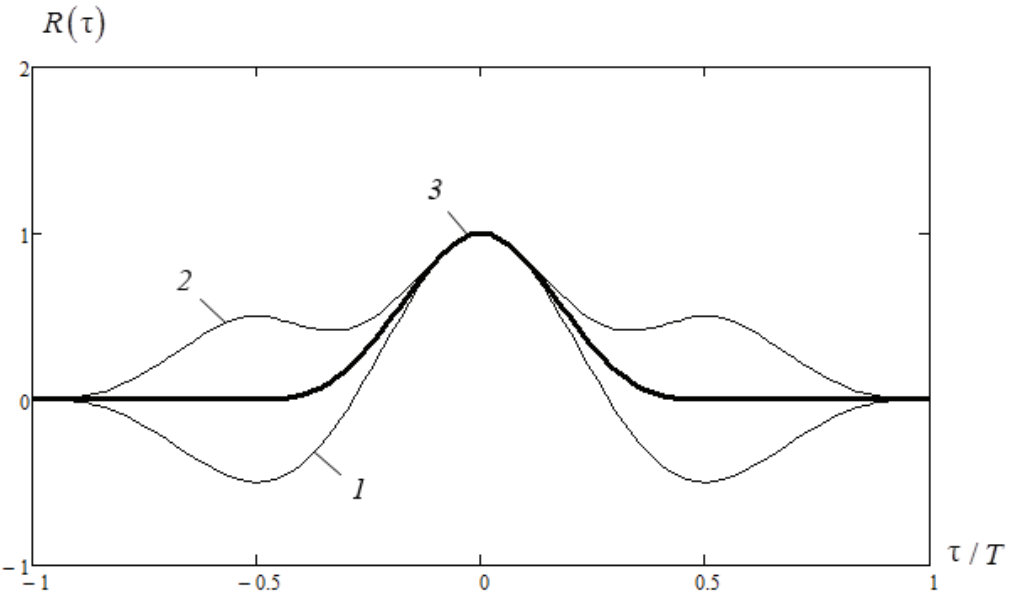


Рис. 3. Нормированные АКФ сигналов

Список литературы

1. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. – Новосибирск: «Наука», 2011. – 263 с.

2. Бондаренко В. Н. Помехоустойчивость приема спектрально-эффективных шумоподобных сигналов. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – 160 с.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

АЛГОРИТМЫ ПОИСКА ШУМОПОДОБНЫХ МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ ПО ЗАДЕРЖКЕ

П. В. Штро, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: faust_256@mail.ru

На текущий момент BOC-модуляция (*binary offset carrie rmodulated signals*) является неотъемлемой частью навигационных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем GPS, Galileo. Также BOC-модуляция нашла своё применение в сигналах ГЛОНАСС с кодовым разделением в частотном диапазоне L1 и L2 [1].

BOC-модуляция формируется при наложении меандра на дальномерный код навигационного сигнала, что в свою очередь расширяет спектр сигнала относительно несущей частоты [2].

$$boc(t) = D(t) * sign(2 * f_м Nt)\,, \qquad 0 \le t \le T,$$

где $D(t)$ – дальномерный кодс частотой следования символов f_m; $sign(2 * f_м Nt)$ – расширяющий меандр; $f_м$ – частота меандра, кратная $f_o = 1{,}023$ МГц. Для обозначения BOC-модуляции используется запись $BOC(n_1, n_2)$, где n_1и n_2 – два индекса, отвечающие отношениям $n_1 = f_м/f_o$, $n_2 = f_m/f_o$.

В зарубежной литературе широко обсуждаются различные структуры корреляторов необходимые для реализации процедуры поиска навигационных сигналов с BOC-модуляцией.

Так одним их первых подходов к реализации процедуры поиска BOC-сигналов стал "bump-jumping алгоритм", принцип работы которого заключался в одновременной оценке всех пиков АКФ BOC-сигнала [3, 4]. Так для реализации поиска сигналов с модуляцией BOC(1, 1) необходимо 3 коррелятора (рис. 1), причем первый коррелятор следит за левым пиком (ЛК), второй коррелятор за центральным пиком (ЦК), третий коррелятор за правым пиком (ПК) АКФ, при этом раскрыв по задержке между корреляторами равен $T_c/3$ (T_c – *период символа дальномерного кода*).

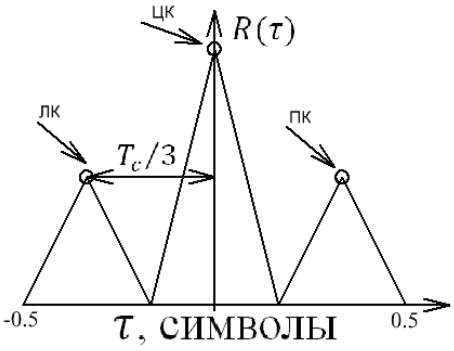


Рис. 1. Пояснение к bump-jumping"алгоритмам

"Bump-jump" алгоритмы в зарубежной литературе считаются ресурсозатратными, так как увеличение частоты меандра (порядка BOC-модуляции) относительно частоты дальномерного кода приводит к увеличению числа пиков АКФ и следовательно к количеству корреляторов необходимых для решения задачи поиска. Например для поиска сигналов с модуляцией BOC(2, 1) необходимо 7 корреляторов, для сигналов BOC(3, 1) – 11 корреляторов и т. д.

На рис. 2 представлена блок-схема корреляторов, применяемых для реализации "Bump-jump" алгоритма во время процедуры поиска BOC-сигналов с модуляцией BOC(1, 1). В данной схеме $X(t)$ – входной сигнал, F_c и τ_c – несущая частота и задержка опорного сигнала, $y(t)$ – опорный сигнал. Все сигналы на рис. 2 представлены в комплексной форме.

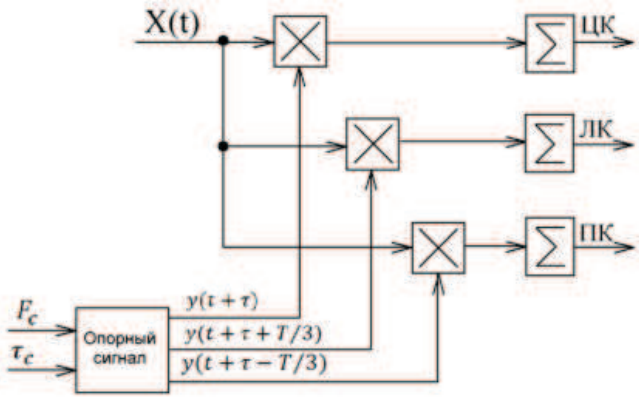


Рис. 2. Блок-схема корреляторов для реализации "Bump-jump" алгоритма

Следующим этапом развития структуры корреляторов для поиска BOC-сигналов стало семейство BPSK-like алгоритмов, а также семейство SubCarrier Phase Cancellation алгоритмов (SCPC) [4, 5].

Идея BPSK-like алгоритмов заключается в обработке BOC-сигнала как суммы двух BPSK-сигналов (*binary haseshift keying signals*), сдвинутых относительно центральной частоты принимаемого сигнала на частоту, равной частоте меандра $F_м$ (рис. 3).

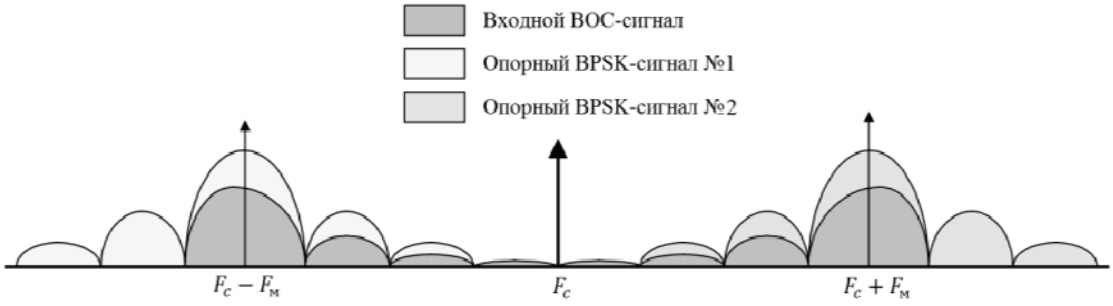


Рис. 3. Пояснение к работе BPSK-likeалгоритма

BPSK-like алгоритмы позволяют привести АКФ BOC-сигналов к виду АКФ BPSK-сигналов (рис. 4), тем самым исключить многопиковую неоднозначность АКФ BOC-сигналов.

Расчет модуля АКФ в BPSK-like алгоритме во время процедуры поиска происходит следующим образом:

$$R^2\left(T_c/2, \hat{\tau}, \hat{f}_{доп}\right) = \sum_{i=1}^{N} I_{1i}^2 + Q_{1i}^2 + I_{2i}^2 + Q_{2i}^2,$$

где

$$I_{1i} = \int_{t_i}^{t_i+T_c/2} X(t) D\left(t-\hat{\tau}\right) \cos(2\pi(\hat{f}_{доп} + F_м)t),$$

$$Q_{1i} = \int_{t_i}^{t_i+T_c/2} X(t)D(t-\hat{\tau})\sin(2\pi(\hat{f}_{доп}+F_м)t),$$

$$I_{2i} = \int_{t_i}^{t_i+T_c/2} X(t)D(t-\hat{\tau})\cos(2\pi(\hat{f}_{доп}-F_м)t),$$

$$Q_{2i} = \int_{t_i}^{t_i+T_c/2} X(t)D(t-\hat{\tau})\sin(2\pi(\hat{f}_{доп}-F_м)t),$$

где $D(t-\hat{\tau})$ – дальномерный код опорного сигнала.

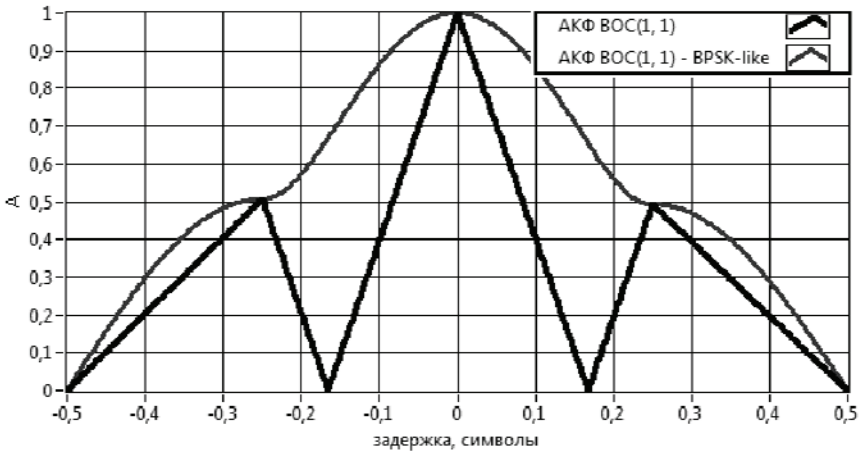


Рис. 4. Квадрат модуля АКФ BOC-сигнала при применении BPSK-like алгоритма

Для BPSK-like алгоритмов количество корреляторов необходимых для процедуры поиска BOC-сигналов не зависит от порядка BOC-модуляции принимаемых сигналов. Блок-схема корреляторов BPSK-like алгоритмов представлена на рис. 5.

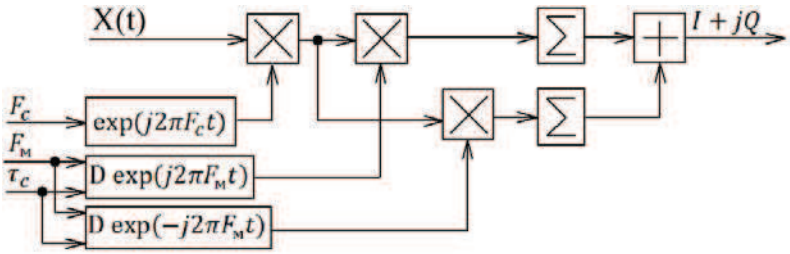


Рис. 5. Блок-схема корреляторов BPSK-likeалгоритмов

В отличие от BPSK-like алгоритмов SCPC алгоритмы основаны на том, что поиск дальномерного кода и фазы меандра (поднесущей) разделены [4]. Входной сигнал в корреляторе умножается на опорный дальномерный код и на две копии поднесущих, сдвинутые относительно друг друга (рис. 6) и играющие роль синфазной и квадратурной опорных поднесущих, которые можно записать в виде:

$$M_c(t) = sign(\cos(2\pi F_м t)), \qquad M_s(t) = sign(\sin(2\pi F_м t)).$$

SCPC алгоритмы также как BPSK-like алгоритмы позволяют устранить многопиковую неоднозначность АКФ BOC-сигналов что и видно на рис. 8.

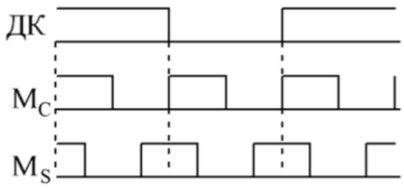


Рис. 6. Пояснение к SCPC алгоритму: M_c – синфазная и M_s – квадратурная поднесущие; ДК – дальномерный код

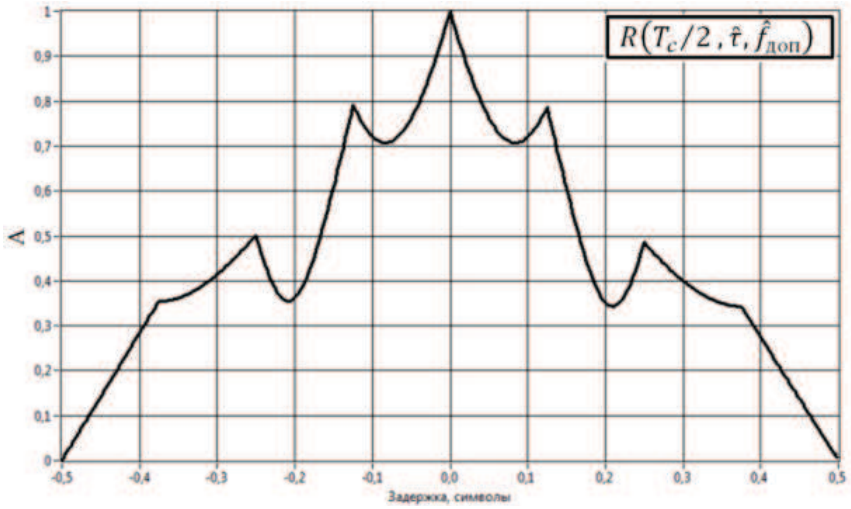


Рис. 8. Квадрат модуля АКФ сигнала с модуляцией BOC(1, 1) в SCPC алгоритме

По аппаратным затратам SCPC алгоритмы незначительно выигрывает у BPSK-like алгоритмов, так как для реализации SCPC алгоритмов требуется в два раза меньше генераторов синуса/косинуса.

Блок-схема корреляторов SCPC алгоритма представлена на рис 7.

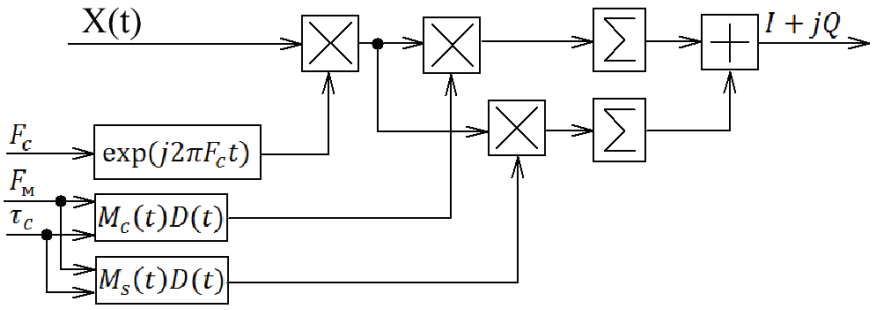


Рис. 7 блок-схема корреляторов SCPCалгоритма

Для обеспечения приемлемых условий обнаружения BOC-сигналов во время поиска при допущении двукратного уменьшения мощности квадрата огибающей, шаг поиска для "Bump-jump" алгоритмов равен $T_c/3$, для SCPC и BPSK-like алгоритмов $T_c/2$. Соответственно время поиска сигналов по задержке у SCPC и BPSK-like алгоритмов на треть меньше чем у "Bump-jump" алгоритмов, что существенно сокращает общее время поиска BOC-сигналов. Более перспективным среди рассмотренных алгоритмов является SCPC алгоритмы так как для их реализации необходимо меньше аппаратных затрат чем для BPSK-like алгоритмов.

Список литературы

1. Концепция развития навигационных сигналов глобальной навигационной системы ГЛОНАСС. – М., 2009.

2. Вейцель А. В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник Моск. авиац. ин-та. – 2009. – № 7. – Т. 16. – М.: Изд-во МАИ.

3. Vincent Heiries, Daniel Roviras, Lionel Riesand, Vincent Calmettes. Analysis of NonAmbiguous BOC Signal Acquisition Perfomance // Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2004). – September 24, 2004.

4. Salim Attia, Khaled Rouabah, Djamel Chikouche and Mustapha Flissi. Side peak cancellation method for sine-BOC(m,n)-modulated GNSS signals // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2014.

КОМПЬЮТЕРНЫЙ ТРЕНАЖЕРНЫЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ»

К. В. Молчанов, А. А. Межов, Я. Н. Хасанов, Ю. Д. Лейченко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: y.leychenko@yandex.ru

Описан компьютерный тренажёрный комплекс, в котором моделируются основные теоретические материалы дисциплины «Основы теории цепей», усвоение которых вызывает определённые трудности у студентов. Компьютерный тренажёрный комплекс предназначен для преодоления обучаемыми этих трудностей. В работе сформулированы основные алгоритмы блоков, положения модификации и развития данного комплекса.

Одной из приоритетных задач Концепции Федеральной целевой программы развития образования 2013–2020 г. является внедрение новых образовательных технологий, обеспечивающих эффективную реализацию новых моделей и содержания профессионального образования, в том числе с использованием современных информационных и коммуникационных технологий. Решению данной задачи способствует внедрение в образовательный процесс электронных образовательных ресурсов, в том числе и тренажёрных комплексов.

Надо отметить, что до сих пор компьютерные технологии как средства организации управления учебным процессом используются в основном для решения общих задач управления системами образования. Это создание баз данных, содержащих самую разнообразную информацию о студентах вуза. Такие базы данных позволяют принимать административные управленческие решения, которые, несомненно, влияют на учебно-образовательный процесс каждого учащегося. Однако очень важно иметь компьютерные средства организации управления процессом обучения конкретной личности.

Целью данной работы является разработка тренажерного комплекса на основе современных WEB-технологий. Перед началом работы был проведен сравнительный анализ известных тренажеров [1, 2], который выявил в них такой недостаток как отсутствие возможности дистанционного обучения и поддержки распространенными ОС (Windows 8.1, Mac OS X, Android, iOS).

Описанный в настоящей работе тренажёр является частью информационного ресурса ИИФ и РЭ СФУ, разработан на языке программирования PHP [3] с открытым кодом с целью последующей модификации и дополнения новыми блоками. Основным преимуществом этого тренажера является совместимость с большинством ОС, он не требует стороннего программного обеспечения и является онлайн ресурсом.

Серверное оборудование в соответствии с программой на PHP генерирует WEB-страницы в стандарте HTML5 [4]. Сформированная сервером WEB-страница для ПК пользователя преобразовывается в язык разметки HTML с использованием каскадных стилей CSS и скрипта JavaScript [5].

Каждый тематический раздел тренажёра включает в себя данные блоки (рис. 1):

- Теория;
- Динамическая демонстрация;
- Итерационное обучение;
- Самопроверка.

В блоке «Теория» излагается теоретический материал данного учебного раздела. В блоке «Динамическая демонстрация» в динамике показываются возможности блока «Итеративного обучения». Блок «Итеративного обучения» строит графики гармонических колебаний в зависимости от введённых студентом параметров: частота, амплитуда, фаза и др. (рис. 2).

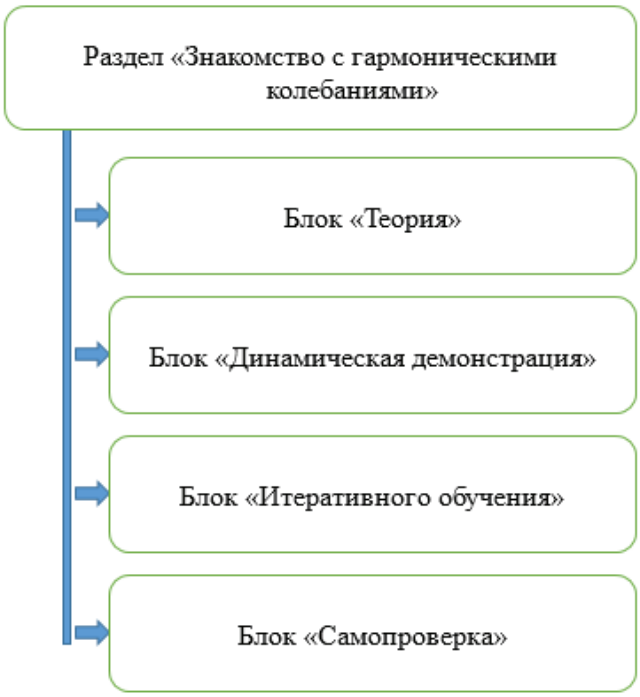


Рис. 1. Пример структуры тематического раздела

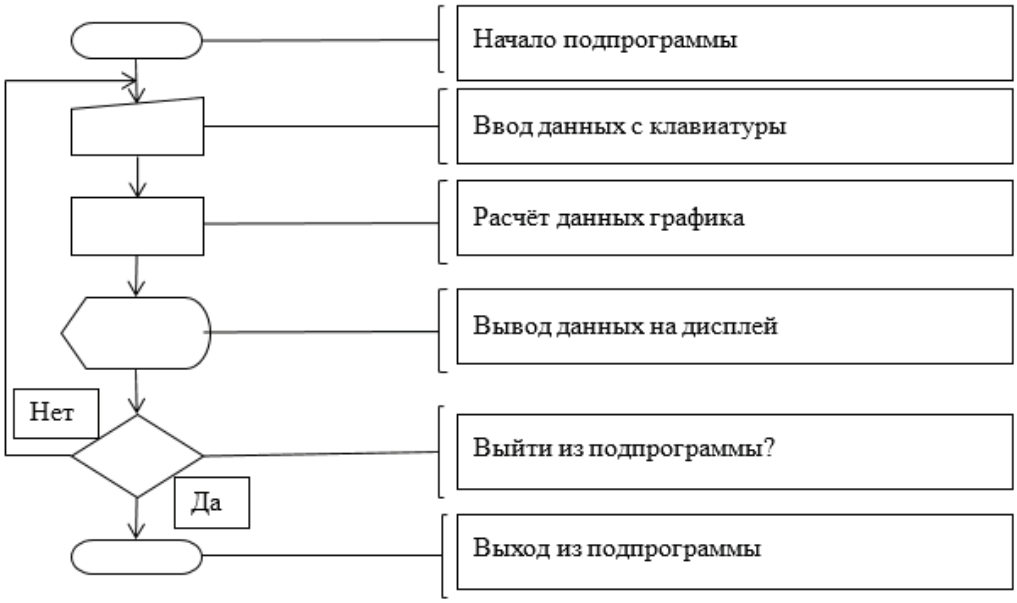


Рис. 2. Алгоритм блока «Итерационного обучения»

В блоке «Самопроверка» компьютер даёт задание определить параметры исходного графика. В рассматриваемом в качестве примера тематическом разделе: «Знакомство с гармоническими колебаниями» студент изменяет параметры гармонического колебания, и подтверждает ввод параметров до тех пор, пока его не устроит результат. Решение о выходе из данного блока принимается студентом.

При обращении ПК пользователя к данному блоку происходит генерация случайного числа на сервере, следующим шагом сервер делает запрос в базу данных параметров, на основании данных строится график. График вставляется сервером в WEB-

страницу как картинка. Следующий этап – ожидание ввода данных студентом, отправка данных на сервер, формирование совмещённого графика и формирование WEB-страницы с совмещённым графиком [6].

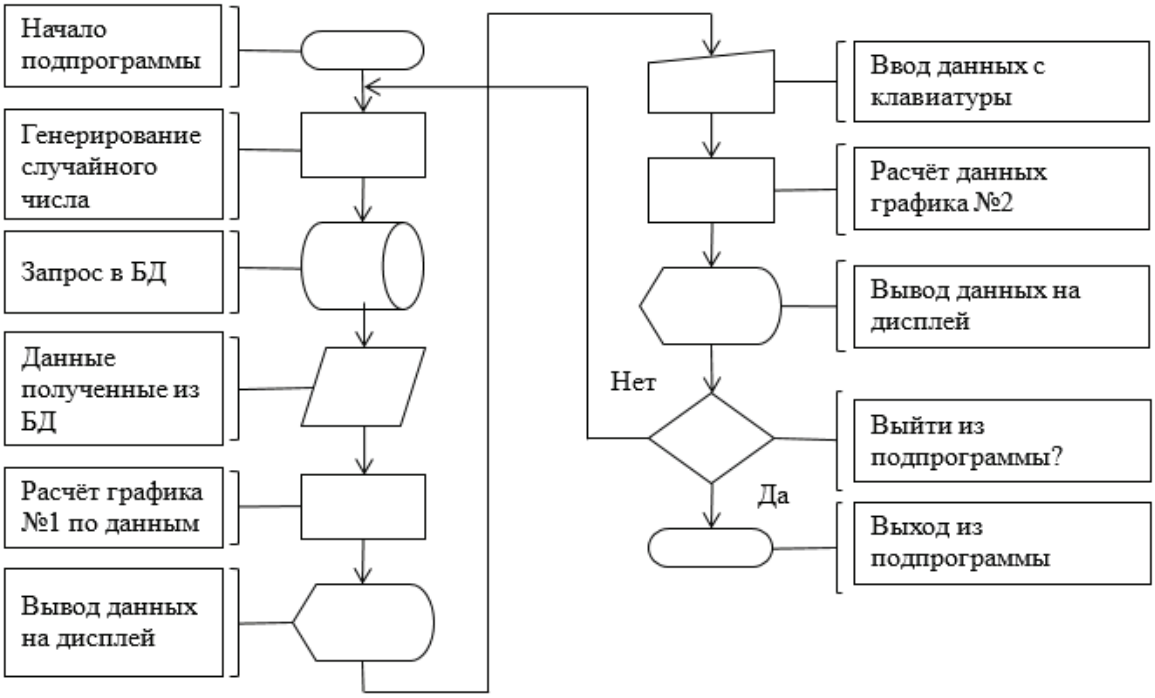


Рис. 3. Алгоритм блока «Самопроверка»

В основу тренажёрного комплекса положен итеративный метод обучения (метод проб), дающий студенту эволюцию сознания посредством многократного изменения заданных параметров и наличием обратной связи между компьютером и студентом. Высшей стадией процесса обучения в данном методе является предсказание студентом поведения изучаемого объекта.

Реализованный тренажер на JavaScript вместе с Canvas позволяет получать динамические картинки, сменяющиеся с заданным циклом, а также загружать данные без перезагрузки страницы. Такой совокупности преимуществ не обладает ни одна из других технологий программирования. Применение в учебном процессе разработанного тренажерного комплекса позволяет повысить качество управления процессом познания студентом учебного материала.

Список литературы

1. Бакалов В. П., Крук Б. И., Журавлёва О. Б. Основы теории цепей. Компьютерный тренажёрный комплекс: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 200 с.

2. Марченко А. Л. Актуальные вопросы разработки и использования электронных изданий и ресурсов в обучении электротехнике и электронике в вузе: монография. – М., 2010. – 263 с.

3. Сообщество PHP-Программистов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://php.ru/, свободный (дата обращения: 05.10.2014).

4. Хольцнер Стивен. HTML5 за 10 минут. – 5-е изд. – Изд-во «Вильям», 2011. – 238 с.

5. Стефанов Стоян. JavaSkript. Шаблоны. – СПб.: Изд-во «Символ-плюс», 2011. – 265 с.

6. Всё о WEB-программировании [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://wseweb.ru/, свободный (дата обращения: 10.10.2014).

СИСТЕМА КОМПЬЮТЕРНОГО ТЕСТИРОВАНИЯ «ТЕСТ+ 2.0»

Т. Е. Апрелкова, Р. И. Колмаков, Д. А. Лукшина, И. А. Неупокоев, В. О. Седов,
Ю. Д. Лейченко (научный руководитель)

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

СКТ «ТЕСТ+» – это комплексное программное решение для проведения компьютерного тестирования с целью оценки знаний, умений и навыков студентов. Система позволяет: создавать неограниченное количество банков тестовых заданий; формировать произвольный набор заданий для тестирования; визуализировать результаты тестирования; экспортировать как сами текстовые задания, так и результаты тестирования в текстовый вариант. СКТ имеет категории пользователя: «Администратор» и «Студент». Для категории «Студент» предусмотрено три варианта прохождения тестирования: контрольное тестирование, самоконтроль и входное тестирование. «ТЕСТ+» поддерживает шесть типов тестовых заданий и позволяет осуществлять ведение виртуального учебного журнала. В данной статье описывается комплекс проведенных работ по улучшению функционала и расширению баз данных тестовых заданий СКТ «ТЕСТ+».

На современном этапе развития образования все больше внимания уделяется внедрению эффективных форм контроля знаний. Одним из наиболее эффективных и стандартизованных методов контроля знаний является тестирование. Для повышения объективности проведения тестирования и упрощения проверки результатов необходимо применить компьютерные технологии. Преимущества использования компьютерного тестирования – это объективность, надежность, простота реализации, снижение загрузки преподавателя, осуществление мгновенного оценивания результатов, автоматическое их фиксирование и сохранение на длительное время. Для проведения такого тестирования ранее использовалась программа «ТЕСТ+» [1].

Однако при работе с данной программой можно было обнаружить ряд существенных недостатков: отсутствие единой базы на сервере и требование больших дисковых объёмов, относительно небольшое количество вопросов для тестирования, единая база самоконтроля и контрольного тестирования для всех специальностей, отсутствие подсказок к вопросам самоконтроля, возможность одновременно открывать несколько копий программы при прохождении тестирования.

Для исправления этих недостатков программы необходимо было провести ряд улучшений, исправить некоторые задания в текущей версии базы данных, дополнить базу новыми вопросами и реализовать недостающие функции. Поэтому проведенные изменения СКТ «ТЕСТ+» можно условно разделить на две части: по программной части и над базой данных тестовых заданий.

Что касается программной части, то в ней следует отметить изменение рабочей архитектуры программы на более стабильную, улучшение механизма подбора вопросов и записи результатов в журнал. В программе администратора установлена новая модель работы с окнами в виде вкладок, отображаемых на весь экран. При открытии окна не создаются повторно, а переключаются между собой. Добавлена кнопка восстановления вкладок при случайном закрытии. Возможности создания и редактирования дерева тем учебной дисциплины были восстановлены в полной мере.

В СКТ были дополнительно реализованы некоторые функции, необходимые для полноценной, успешной работы: автоматическая регулировка размеров областей с вопросами и ответами, а также возможность выбора различных баз данных для всех специальностей ИИФ и РЭ СФУ и режимов работы программы.

Режим «Самоконтроль» позволяет студенту самостоятельно проверять уровень своих знаний. Однако студент ранее терял много времени на поиск правильного ответа в учебной литературе. Для более эффективного проведения самоконтроля была добав-

лена функция «Подсказка». Подсказки позволяют, не отрываясь от прохождения самоконтроля, принимать меры по ликвидации пробелов в структуре знаний. Тем не менее, подсказки не представляют собой ответ в явном виде, они лишь указывают правильное направление решения.

В настоящей работе база данных тестовых заданий была подготовлена к записи подсказок, изменен тип данных на более вместительный, создана дополнительная форма для отображения подсказок по нажатию кнопки, добавлено дополнительное подключение к базе данных. В программу администратора была добавлена возможность прикрепления подсказок к вопросам.

На данный момент в системе тестирования реализованы подсказки двух видов: текстовые и формульные. Текстовые подсказки содержат информацию о том, в каком литературном источнике можно ознакомиться с данным вопросом. Данный вид подсказок применим в большей степени к заданиям, в которых необходимо указать правильный ответ из перечня предлагаемых, установить соответствие или правильную последовательность. Формульные подсказки содержат формулы и пояснения, которые необходимы для решения задания. Данные подсказки применяются к заданиям, в которых нужно выбрать правильный ответ, решив задачу в два-три действия.

Важно отметить, что подсказки соответствуют определенным требованиям: максимальная конкретика и ясность, отсутствие прямого ответа на задание, использование обозначений в соответствии с изучаемой дисциплиной. Главная цель подсказок – это не только облегчить процесс самообучения студента, но и сделать этот процесс максимально эффективным.

В программу администратора добавлены дополнительные возможности работы с журналом тестируемых: просмотр журнала тестирования отдельного студента, обновление результатов тестирования в режиме реального времени, очистка истории прохождения тестов.

Помимо необходимых, с целью повышения удобства использования и достоверности полученных результатов, в СКТ были добавлены совершенно новые функции: возможность самостоятельно задавать цветовую схему оформления программы; оптимизация размеров окон и объектов (в целях рационального использования свободного пространства и общей симметрии); поддержка горячих клавиш (блок навигационных клавиш-стрелок), позволяющих производить переключение между вопросами нажатием клавиш. Таким образом, в процессе тестирования задействованы обе руки пользователя.

В «ТЕСТ+2.0» также добавлена возможность подключения баз данных с сетевого диска, что позволяет экономить свободное пространство на каждом отдельном компьютере и иметь возможность менять (редактировать, дополнять) одну базу данных для всех компьютеров в локальной сети; вести один журнал, содержащий историю всех контрольных тестирований студентов, а также проводить мониторинг результатов одновременного тестирования нескольких пользователей в режиме реального времени с компьютера администратора.

В текущем варианте программы при выборе режима самоконтроля цветовая схема программы (монитора) меняется автоматически, добавляя возможность визуального определения режима работы на дальнем расстоянии. В новую версию программы добавлен запрет на запуск дополнительных инстанций (копий) программы, что делает невозможным запуск режимов контрольного тестирования и самоконтроля одновременно. Расширение объема тестовых заданий позволяет повысить качество проверки уровня знаний студентов.

Добавленные тестовые задания соответствуют содержанию государственного образовательного стандарта и обладают однозначностью (тестируемый не должен заду-

мываться, в каком смысле трактовать задание); ясностью (студент доложен понимать, что от него требуется); краткостью (не более 12-ти слов).

Новые тестовые задания составлены по одной из следующих форм:

- выбор одного верного ответа из предложенных;
- выбор двух и более верных ответов из предложенных;
- на установление правильной последовательности;
- на установление соответствия;
- на дополнение.

Все тестовые задания расположены в соответствии со структурой материала изучаемой учебной дисциплины. К программам СКТ составлены руководства для пользователей (программа тестирования) и администратора (программа администратора).

Таким образом, в новой версии СКТ были исправлены существенные недостатки, благодаря чему повысилось качество тестовых заданий, увеличилась их эффективность. Появилась возможность добавлять в программу новые специальности, разделы и вопросы. Реализованная функция подсказок способствует быстрому и точному восполнению пробелов в знаниях студентов. Использование одной базы данных для всех компьютеров локальной сети сэкономило дисковое пространство, облегчило внесение изменений в структуру проверяемого материала, а также упростило ведение журнала пройденных испытаний (тестирований). Программа стала удобнее в использовании благодаря автоматическому регулированию размеров окон, самостоятельному выбору цветовой схемы и использованию горячих клавиш. Большинство нововведений существенно экономит время студентов, снижает нагрузку на преподавателя.

Важно подчеркнуть тот факт, что СКТ «ТЕСТ+2.0» может быть использована для повышения эффективности учебного процесса для большинства дисциплин, преподаваемых в средних и высших учебных заведениях. Универсальность программы позволяет подстроить процесс контроля знаний студентов под любой предмет, а низкие системные требования дают возможность работать на аппаратно-программной конфигурации оборудования, имеющейся в любом учебном заведении. В целом, СКТ «ТЕСТ+» вышла на принципиально новый уровень функциональности, надежности и удобства, что позволяет ей называться СКТ «ТЕСТ+ 2.0».

Список литературы

1. Система компьютерного тестирования по дисциплине «Основы теории цепей» / Ю. Д. Лейченко, А. В. Бурмитских, Д. В. Туголуков, А. В. Игнатенко // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/3. – Томск. – С. 296–297.

2. Колясникова Л. В. Диагностическое обеспечение образовательного процесса: учеб. пособие. – Екатеринбург: Изд-во Рос. гос.-пед ун-та, 2003. – 152 с.

3. Лейченко Ю. Д. Теоретические основы электротехники: сб. тестовых заданий. – Красноярск: ИПК СФУ, 2009. – 236 с.

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОСТИ СТАЦИОНАРНОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА ГНСС ГЛОНАСС

А. А. Абдулхаков, М. М. Валиханов, А. Н. Верещагин, П. С. Панафидин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: AAbdulhakov@sfu-kras.ru
E-mail: marat_valihanov@mail.ru
E-mail: AntonVereshagin@mail.ru
E-mail: semenpanafidin@gmail.com

Исследуется способ компенсации влияния многолучевости для стационарных навигационных приемниках. Способ заключается в использовании похожих трасс движения навигационных космических аппаратов ГЛОНАСС.

Проблема многолучевого приема сигналов особо остро стоит при применении навигационной аппаратуры потребителя (НАП) в условиях городской застройки, составе военных комплексов и при высокоточных фазовых измерениях [1]. Но если антенная система стоит неподвижно это позволит выделить несколько способов борьбы с многолучевостью:

– проектирование антенны так, чтобы для углов, меньшим углам маски, коэффициент усиления антенны был меньше, чем для остальных секторов;

– поднятие антенны приемника на максимально возможную высоту, по крайней мере относительно наиболее существенных отражающих объектов;

– использование дискриминаторов задержки с узкой апертурой дискриминационной характеристики;

– для неподвижных объектов – сглаживание кодовых измерений фазовыми измерениями [2];

– использование модели помех [3].

Рассмотрим подробнее использование модели помех.

Данный способ использует за основу 2 предпосылки, это неподвижность антенной системы, которая находится в точки с известными координатами и повторяемость трасс движения спутников ГЛОНАСС и зон радиовидимости для наземных средств, интервал которой составляет 17 витков или 7 суток 23 часа 27 минут 28 секунд [4].

Модель помех строится в 2 этапа:

– накопление данных на «1» витке.

– полученные данные используются для компенсации на «18» витке.

В качестве критерия оценки погрешности вызванной многолучевостью используемся величиной разности между кодовой и фазовой псевдодальности с учетом задержки в ионосфере, обозначим через Z. Для измерений проводимых аппаратурой по коду стандартной точности, эту разность можно записать[5]:

$$Z(CT) = \left[C1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} * (C2 - C1) \right] - \left[L1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} * (L2 - L1) \right]. \quad (1)$$

В выражении (1):

C1 и C2 – кодовые псевдодальности, измеренные на частотах f1 и f2 по коду стандартной точности, единицы измерения метры;

L1 и L2 – фазовые псевдодальности, измеренные на частотах f1 и f2, единицы измерения метры.

Данной разностью можно характеризовать суммарную погрешность, вызванную многолучевостью в диапазонах L1 и L2.

Основным недостатком при использовании модели помех это длительный интервал накопление данных для применения метода. Накопление данных для 17 витков НКА ГЛОНАСС составляет около 8 суток.

Можно модернизировать данный способ и уменьшить интервал накопления до 8 часов. Это возможно, если использовать не одну и ту же трассу прохождения спутников ГЛОНАСС на 1-м и 18-м витке, а использовать похожие трассы для разных спутников ГЛОНАСС.

На рис. 1 представлены трассы прохождения спутников ГЛОНАСС для измерений, которые проводились 12–13 ноября 2012 года на экспериментальном стенде в сибирском федеральном университете.

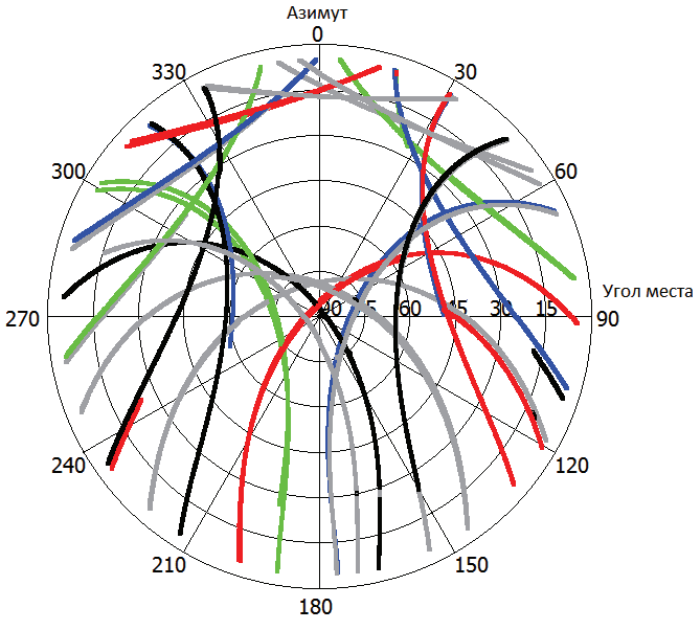


Рис 1. Трассы прохождения НКА ГЛОНАСС за 12-13.11.2012

Часть стенда для проведения результатов представлена на рис. 2.

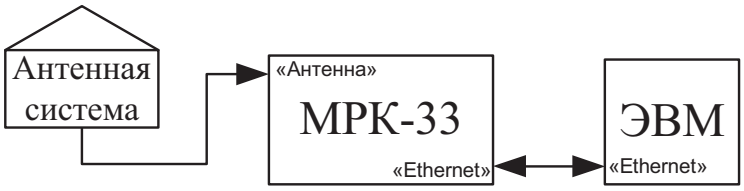


Рис. 2. Стенд для проведения исследований многолучевости

Разберем более подробно суть метода на примере 2х НКА ГЛОНАСС. На рис. 3 представлен график азимут – угол места для НКА ГЛОНАСС номер системной точки 10 и 24. Пролет для НКА ГЛОНАСС №10 начинается с 00:42 13.11.2012 (МДВ), в это

время угол места равен 5°. Пролет для НКА ГЛОНАСС №24 начинается с 16:42 12.11.2012 (МДВ), в это время угол места равен 5°. В качестве «портрета» многолучевости используется пролет для НКА ГЛОНАСС № 10 и применятся в компенсации для НКА ГЛОНАСС №24. На рис. 4 представлен график величины Z для НКА ГЛОНАСС № 10 и № 24.

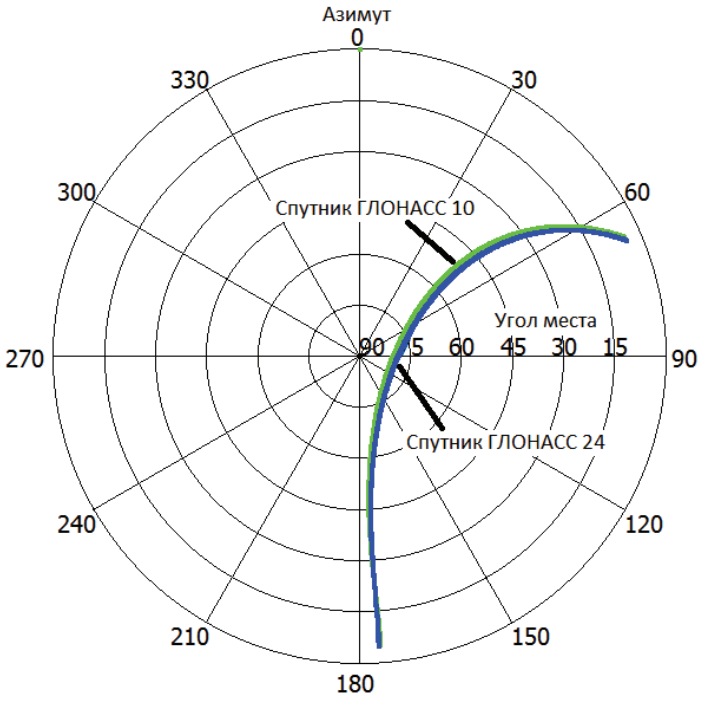


Рис. 3. Трассы прохождения спутников ГЛОНАСС №10 и №24

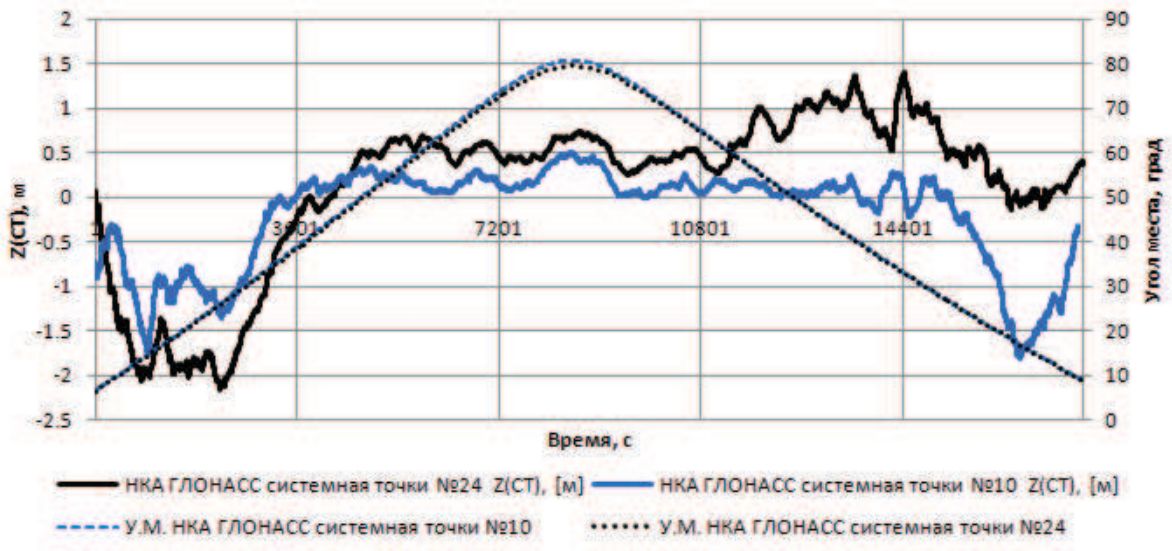


Рис. 4. График величины Z для спутников ГЛОНАСС № 10 и № 24

Коэффициенты корреляции для величины Z витков спутников взятого за «портрет» многолучевости и витков спутника, для которого будет компенсация представлен на рис. 5.

Рис. 5. Коэффициенты корреляции для величины Z на интервале 12-13.11.2012

Отличия «портрета» многолучевости для похожих пролетов спутников ГЛОНАСС могут быть обусловлены следующими факторами:

– отличие в траектории пролетов спутников, для некоторых отличие может достигать 15° для азимута – угла места;

– не оптимальный способ применения компенсации, в предлагаемом способе пролеты сопоставляются по зениту;

– изменившейся помеховой обстановкой в окрестностях антенной системы.

Использование предложенного метода позволило скомпенсировать влияние многолучевости на 9–32 %. Основным достоинством использование похожих трасс по сравнению с моделью помех [3] является сравнительно короткий интервал подготовки данных для компенсации влияния многолучевости (приблизительно 8 часов), но дает меньший выигрыш в компенсации.

Список литературы

1. Перов А. И., Харисов В. Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. – М.: Радиотехника, 2010. – С. 287–288.

2. Прибор МРК-33 ПрМ. Руководство по эксплуатации УЭ2.029.038 РЭ. Отраслевой документ. – 2007. – 57 с.

3. Верещагин А. Н., Фатеев Ю. Л. Исследование компенсации многолучевости стационарного навигационного приемника // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 9. – М., 2012.

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

5. Estey L. and Meerterns C. (1999). TEQC: The Multi-purpose Toolkit for GPS/GLONASS Data // GPS Solutions. – Vol. 3. – No. 1. – P. 42–49.

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ НАНОСПУТНИКОМ

А. С. Давыдов

Радиотехнический факультет СГАУ
443123, Россия, г. Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: rfiz@rambler.ru

Целью работы является проектирование одной из подсистем наноспутника – бортового компьютера, главной задачей которого является сбор и передача на Землю информации об околоземном пространстве.

Изготовление и запуск малых и сверхмалых космических аппаратов в последнее десятилетие стало достаточно распространенным явлением благодаря достижениям микроэлектроники, информатики, массовому производству и доступности элементов космических систем. В настоящее время существуют несколько ведущих фирм-производителей, предлагающих как отдельное оборудование для сверхмалых спутников формата “CubeSat”, так и готовые решения для бортовых систем и спутника в целом. Базовая платформа формата CubeSat для сверхмалых спутников в зависимости от типа исполнения предлагается по следующим ценам: при разработке самостоятельно: €50000; интегрированный модуль и программное обеспечение (ПО): €75000, законченное решение модуля: €150000. Кроме того, существует ряд ограничений при продаже оборудования, которые накладывает Госдепартамент США. Покупка готового решения или интегрированного модуля с ПО – это приобретение «чёрного ящика» с ограниченными возможностями. Поэтому среди разработчиков сверхмалых космических аппаратов стала обычной практика проектировать модули на основе покупных коммерческих элементов [1].

Одним из главных преимуществ наноспутника является низкая стоимость проектирования его подсистем. В частности, снижение стоимости проектирования бортового компьютера, можно добиться использованием стандартной элементной базы и операционной системы с открытым исходным кодом.

Наиболее подходящей к этим параметрам является операционная система Android, разработанная для смартфонов и планшетных ПК. Открытый доступ к ядру операционной системы – это один из факторов, который способствует развитию программного обеспечения. Хотя платформа Android и предназначена для разработки под мобильные устройства, она обладает качествами полноценной операционной системы для локального компьютера, будь то одноплатный компьютер или бортовой компьютер наноспутника.

Спутник состоит из многих подсистем, каждая из которых выполняет свою собственную специализированную задачу. Первичная функция бортового компьютера, это облегчить связь между этими различными подсистемами. Подсистемы обычно физически помещаются в различные модули и должны быть связаны надежной шиной данных, но поскольку в наноспутнике пространство часто ограничивающий фактор, то некоторые из подсистем объединены непосредственно в бортовой компьютер. В этом случае, связи программного обеспечения между подсистемами заменяют физические связи, но подсистемы все еще обязаны независимо функционировать друг от друга.

Чтобы удовлетворить это требование, необходим мощный микропроцессор, способный к управлению многократными процессами одновременно. Управление процессами должно быть также изолировано друг от друга так, чтобы одна подсистема давшая сбой, не вызвала критическую ошибку других систем.

Из-за физически небольшого размера наноспутника (10 см х 10 см х 10 см) многие из задач, которые обычно выполняются другими подсистемами, должны быть обработаны бортовым компьютером. У этих подсистем наиболее вероятно есть свои собственные аппаратные средства (например система ориентации), но основная обработка будет сделана в бортовом компьютере.

Прежде, чем выбрать аппаратные средства бортового компьютера наноспутника необходимо сформировать следующие требования.

1) Вычислительная мощность:

На бортовом компьютере должен стоять один микропроцессор с тактовой частотой не менее 900 МГц и производительностью не менее 30 миллионов операций в секунду, способный выполнять сложные задачи.

2) Низкий расход энергии:

Необходимо выбирать компоненты, которые используются в различных переносных устройствах с батарейным питанием (сотовые телефоны).

3) Компоненты с низким питающим напряжением

Чтобы понизить расход энергии, необходимо выбирать компоненты с низким питающим напряжением 3,3 В, против традиционных 5 В компонентов.

4) Доступность компонентов:

Компоненты, используемые в бортовом компьютере, должны быть коммерчески доступными в течение, по крайней мере, следующих трех лет [1].

Вывести из строя микропроцессор может всего лишь одна частица радиации. Поэтому в бортовом компьютере следует использовать только проверенные архитектуры. Не каждое новшество можно запустить в открытый космос. К тому же там особенно актуальна проблема энергопотребления – а чем выше быстродействие, тем больше электричества нужно процессору.

Из-за доказанной надёжности и многофункциональности, выберем процессор с ядром ARM7, давно зарекомендовавший себя в космосе. При обзоре нескольких вариантов процессоров с ядром ARM, был выбран процессор AT91SAM7A2, наиболее подходящий по требованиям, сказанным выше. Данный процессор характеризуется высокопроизводительной 32-разрядной RISC-архитектурой и очень малым энергопотреблением. Кроме того, связанность многочисленных внутренних регистров в банки в результате позволяет ускорить обработку информации, что делает применение данного процессора идеальным в задачах управления в реальном масштабе времени. AT91SAM7A2 позволяет непосредственно подключиться к внешней памяти, в т. ч. флэш-память, через программируемый интерфейс внешней шины. Векторизованный контроллер прерываний с 8 уровнями приоритетов совместно с контроллером обмена данными с периферийными устройствами позволяют существенно повысить реальновременную производительность устройства. Процессор выпускается по высокоплотной технологии КМОП [2].

В общем, бортовой компьютер должен выполнять следующие задачи:

- Обеспечивать информационный обмен между периферийными устройствами по низкоскоростной коммуникационной шине.
- Обеспечивать передачу данных к полезной нагрузке по высокоскоростному коммуникационному интерфейсу.
- Обеспечивать выполнение общих задач обслуживания.
- Обеспечить возможность выполнения пользовательских процессов (вычисление ускорения, углов поворота и т. д.).

Функции основных подсистем наноспутника заключаются в следующем:

1) Подсистема полезной нагрузки

а) Включение полезной нагрузки, когда спутник входит в радио-окно и её выключение, когда спутник выходит из радио-окна.

б) Получение данных от полезной нагрузки, используя интерфейс RS232 и хранение их в бортовой памяти наноспутника.

в) Обработка и передача данных на Землю через подсистему передачи данных.

Дистанционное (с наземной станции) обновление бортовой памяти наноспутника.

2) Коммуникационная подсистема

а) Включение передатчика, когда спутник входит в радио-окно и выключение, когда спутник перемещается из радио-окна.

б) Поддержка приемопередатчика в режиме приёма, когда происходит приём команд с наземной станции.

в) Отправка и получение команд между наземной станцией и бортовым компьютером через коммуникационную подсистему.

3) Система ориентации и стабилизации

а) Выработка отношения рассогласования текущей позиции наноспутника с требуемой.

б) Отфильтрованный сигнал рассогласования подаётся на магнитные катушки для стабилизации наноспутника.

4) Подсистема подачи электроэнергии

а) Ток, напряжение и расход энергии каждой подсистемы известны и контролируются электронной системой питания.

б) Поддержание состояния наноспутника в режиме сна или режиме питания, в зависимости от уровня мощности батарей.

в) Управление электронной системой питания с бортового компьютера [2].

В качестве программного обеспечения бортового компьютера, было создано Android-приложение для получения, накопления и отправки на ПК информации с датчиков движения написано на языке Java в среде Eclipse с ADT плагином. В работе задействовались датчики, акселерометр и магнитный компас – он вычисляет угол поворота системы координат устройства (связанной с устройством) относительно глобальной системы координат (связанной с Землёй).

Приложение позволяет определять ориентацию устройства в пространстве, его ускорение, и записывать все полученные данные в *.csv файл на SD карту, затем отправляя их на выделенный сервер по протоколу Wi-Fi. Для *.csv файла на SD карте необходимо около 100КБ свободного места. Также результаты можно передавать с помощью Bluetooth. Далее полученные данные можно обработать: определить перемещение, скорость и углы поворота устройства

Когда приложение запускается, оно заполняет экран кнопкой с надписью «Запуск», после этого можно проводить эксперименты с устройством, по окончании нажать на кнопку «Стоп». После этого, в специальную строку вводится E-mail адрес, на который следует отправить файл CSV с данными.

Список литературы

1. Teney D. Design and implementation of on-board processor and software of student nanosatellite OUFTI-1. – University of Liege: Belgium, 2009.

2. Botma P. J. Tne design and Developments of an ADCS OBC for a CubeSat. – University of Stellenbosch: Stellenbosch, 2011.

АНАЛИЗ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НАЗЕМНОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

А. Ю. Ершов, А. С. Кочура, В. Н. Бабушкин

АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнёва» (АО «ИСС» им. М. Ф. Решетнёва»)
662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
E-mail: alexeyworking@mail.ru

Приведен анализ возможности создания антенной системы наземного комплекса управления на базе цифровых антенных решеток для обеспечения связи с космическими аппаратами, находящимися на низкой круговой орбите. Приведен пример расчета минимального расчета апертуры без учета электронного сканирования. Проведено проверочное моделирование сегмента ЦАР.

В настоящее время для управления и приема/передачи различных видов информации с космическими аппаратами (КА), в качестве антенной системы (АС) командно-измерительных систем (КИС) наземных комплексов управления (НКУ), в основном используются зеркальные поворотные антенны.

В АС на базе зеркальных антенн существует несколько проблем, которые связаны с их использованием для связи с КА на низкой круговой орбите:

− отсутствие возможности долгосрочного использования зеркальных антенн в составе КИС из-за низкого ресурса работоспособности электромеханических компонент антенной системы, также имеет место ограничение максимальной скорости движения луча в пространстве, что обуславливает невозможность одновременного использования зеркальной антенны для нескольких КА на низкой опорной орбите;

− значительные финансовые затраты на производство, установку и обслуживание поворотной антенны;

− тяжело-реализуемая облучающая система в двух диапазонах.

Также в данных АС не реализована полноценная работа при действии нескольких мощных широкополосных помех в условиях независимого перемещения источников помех.

Для решения данных проблем проведен анализ построения АС на базе модульных цифровых антенных решеток (ЦАР).

В модуле ЦАР будет использован цифровой ППМ, в котором аналоговая система управления фазой и амплитудой заменена системой адаптивного цифрового диаграммообразования совместно с параллельной пространственно-временной обработкой сигналов. Данная обработка в ЦАР позволит увеличить объем одновременно поступающей информации от двух до четырех КА на низкой опорной орбите (НКО) одновременно, схематично данная обработка сигнала показана на (рис. 1) [1].

Также в данной АС будет реализовано электронное сканирование пространства для автоматического поиска КА над ЦАР.

Рассмотрим структурную схему АС на базе ЦАР.

Основной сегмент расположен горизонтально относительно поверхности земли, плоскость его апертуры горизонтальна, т.е. нормаль к апертуре направлена в зенит.

Данная конфигурация обеспечит полноценный обмен данными с минимальными слепыми зонами – не более ±10° от уровней 0° и 180° плоскости апертуры.

Общее оборудование АС включает в себя (рис. 2):

− коммутатор локальной вычислительной сети управления АС, осуществляющий связь аппаратуры всех шести сегментов ЦАР с управляющей ЭВМ;

− оконечное оборудование многоканальной ВОЛС АС, с выхода которого выходные потоки отдельных лучей при приёме сигналов поступают в многоканальный асинхронный модем реального времени блока ЦОС;

– генераторное оборудование АС, которое формирует все синхросигналы, необходимые для работы АС из сигналов шкалы времени: опорного сигнал частотой 10 МГц и секундных меток времени;

– распределитель синхросигналов АС, который раздаёт сегменту сигналы шкалы времени;

– контроллер АС для проведения вспомогательных вычислений в ходе работы, проведения регламентных работ по поверке и калибровке АС;

– система питания сегментов и общего оборудования АС, которая, в свою очередь, питается от промышленной сети (3 фазы 380В 50 Гц).

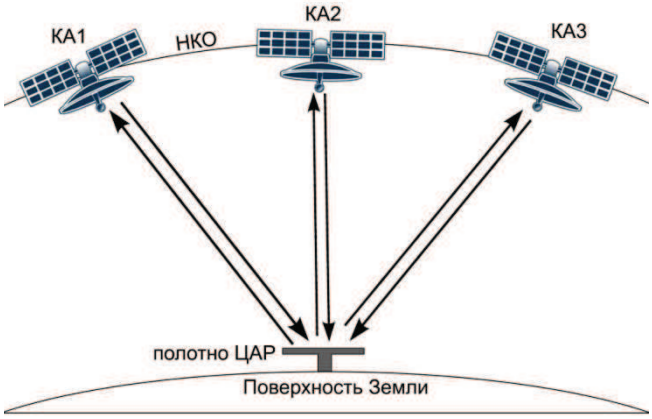


Рис. 1. Структурная схема антенной системы на базе ЦАР

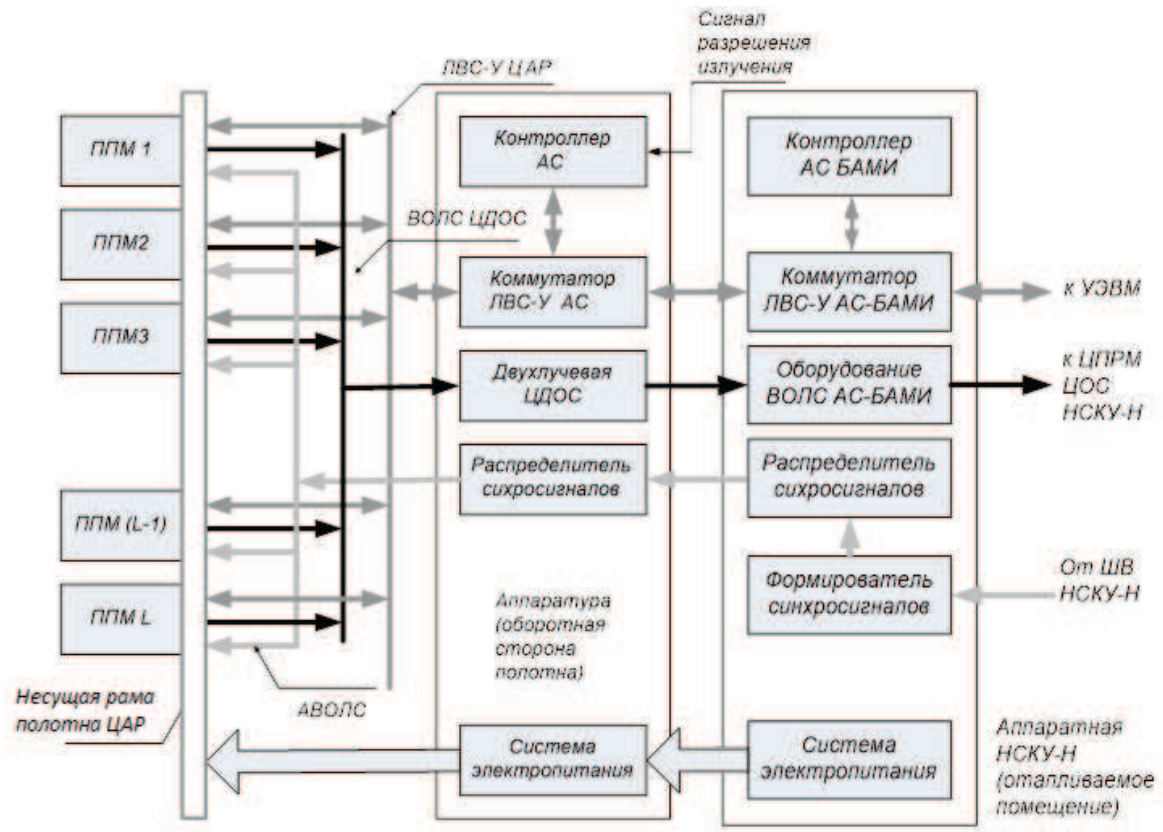


Рис. 2. Структурная схема антенной системы на базе ЦАР

Конструктивно все элементы размещены на массивной раме, сваренной из стальных труб прямоугольного сечения. С лицевой стороны полотна размещаются многоканальные приёмно-передающие модули. Модули образуют сегмент ЦАР. Снять их можно только в направлении излучения, т.е. вперёд, поскольку задняя поверхность несущей рамы занята кабельной системой питания и управления, жгутами оптических кабелей.

На задней поверхности полотна смонтированы общие узлы типового фрагмента: контроллер управления, коммутатор оптического 1 Гбит Ethernet ЛВС, сети управления ППМ ЛВС-У, аппаратура двухлучевой цифровой диаграмма-образующей схемы.

Данная антенная система по существу представляет собой функционально законченную приёмо-передающую ЦАР и может работать самостоятельно [1].

Краткий расчет параметров антенной системы.

Исходя из необходимой ширины ДН θ_β=3,5 град., определим минимальный размер апертуры без учёта электронного сканирования, неравномерного распределения поля по апертуре и направленности элементарного излучателя.

Для этого из формулы

$$G = \frac{40000}{\theta_\alpha * \theta_\beta},$$

задавшись расчётным коэффициентом усиления антенны G = 35 дБ, усиление антенны составит

$$G = \frac{40000}{3{,}55^2} = 3265 = 35{,}14\ дБ.$$

Поэтому расчёт размера апертуры проведём для $\theta_{\alpha,\beta}$ = 3,5°.

Минимальный диаметр апертуры (для равномерного распределения поля в апертуре антенны, при этом расчётный уровень боковых лепестков минус 17 дБ):

$$D_{min} = \frac{\lambda_{max}}{\theta[рад]} = \frac{\lambda_{max} * 57{,}3}{\theta[рад]} = \frac{0{,}048[м] * 57{,}3}{3{,}5[рад]} = 2{,}233\ [м].$$

При электронном сканировании будет происходить снижение усиления, сопровождающееся расширением луча. Для компенсации этого эффекта придётся увеличить размер апертуры с D_{min} до $D'_{min} = D_{min}/\cos\Delta\theta_{max}$, где $\Delta\theta_{max}$ – максимальное угловое отклонение луча от нормали. Из максимального угла сканирования для сегмента $\Delta\theta_{max} = 29\ град$. Получаем минимальный диаметр апертуры сегмента $D'_{min1} = 2{,}233/\cos 29° = 2{,}533$ м [1, 2].

При расчёте антенны помимо влияния апертуры, необходимо учесть влияние диаграммы направленности отдельного элемента. При максимальном отвороте луча ЦАР при электронном сканировании будет наблюдаться спад мощности за счёт направленности элементарного облучателя.

Для заполнения сегмента целесообразно использовать квазигексогональное заполнение, дающее близкое к гексагональному распределению элементов низкий уровень боковых и побочных лепестков, но более удобное для конструирования и программирования. Излучатели и приёмно-передающие тракты удобно объединить в многоканальные приёмно-передающие модули. Для квазигексагонального заполнения удобно использовать 16-канальные ППМ.

Также в данной АС имеется возможность использования всего сегмента ЦАР для двух диапазонов частот:

– прием сигнала с КА – X диапазон частот;

– управление КА – S диапазон частот.

Данное решение будет реализовано следующим разделением ППМ полотна ЦАР: 50 % ППМ для S диапазона, 50% ППМ для X диапазона. Данные значения предварительные, дальнейшее изменение возможно в процессе адаптивного цифрового диаграммообразования.

Внешний вид 16-канального ППМ, заполнение сегмента ЦАР и разделение на диапазоны частот показаны на (рис. 3). Расчётное количество ППМ – 132 шт., каналов – 2102 шт.

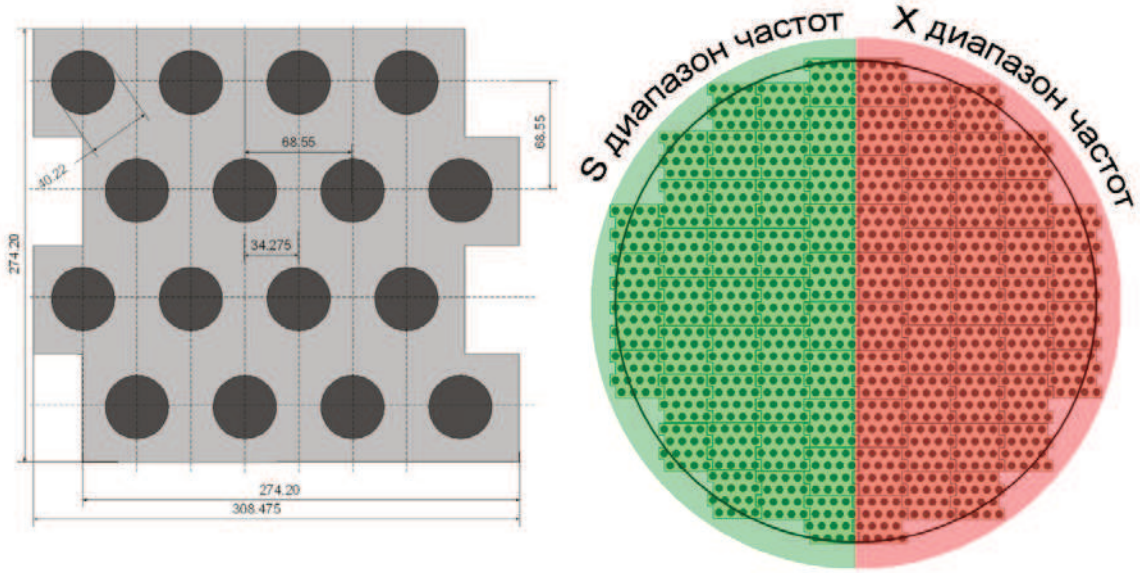


Рис. 3. Квазигексогональное заполнение ППМ ЦАР и распределение диапазонов частот

Проведем проверочное моделирование сегмента ЦАР, показанного на (рис. 3), используя диаграмму направленности элементарного излучателя и амплитудное распределение «косинус на пьедестале».

Обеспечим сигнал, направленный по нормали к апертуре, для определения соответствия необходимым параметрам АС.

Результаты моделирования представлены на (рис. 4). Выявлено, что ширина главного лепестка диаграммы направленности составляет 2,24°, что соответствует заданному требованию.

В результате моделирования выявлено, что АС на базе ЦАР способна выполнять поставленные задачи по обеспечению связи с КА на низкой круговой орбите.

Наиболее универсальным показателем электромагнитной совместимости является отношение мощностей сигнал-(помеха плюс шум), полученное в определенном участке тракта радиоприемника [3]. Данный показатель будет рассчитан в последующем анализе ЦАР.

На основе результатов моделирования и принципов создания АС выявлены преимущества АС на базе ЦАР по сравнению с зеркальными антеннами:

- быстрая взаимозаменяемость приемо-передающих модулей, в случае выхода из строя одного из модулей, общая работа системы не нарушается;
- исключение механических поворотных средств антенн;
- проведение обмена данными одновременно с несколькими КА и в нескольких диапазонах частот;

– увеличение скорости передачи полезной информации с КА до 1 Гбит/с;

– получение в автоматическом режиме баллистических данных и увеличение скорости перенацеливания, путем непрерывного электронного сканирования пространства;

– увеличение скорости поиска и захвата сигнала, снижение времени обработки сигнала;

– уменьшение финансовых затрат на обслуживание АС в процессе эксплуатации;

– увеличение срока активного существования до 10–15 лет.

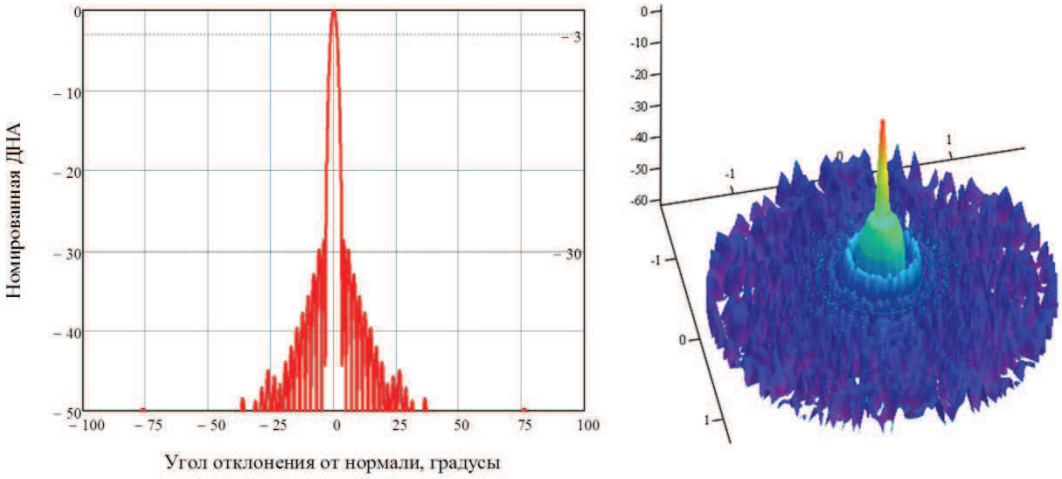


Рис. 4. Результат моделирования диаграммы направленности сегмента ЦАР для угла места 0°. Сечение ДН (слева), общий вид (справа). Сечение плоскостью Z0Y

Для реализации всех поставленных задач необходим дальнейший тщательный анализ изменений характеристик ЦАР при изменении условий работы с учетом всех особенностей электродинамических процессов.

Список литературы

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. В. Л. Гостюхина. – Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.: ил.

2. Бахрах Л. Д., Галимов Г. К. Зеркальные сканирующие антенны : Теория и методы расчета. – М.: Наука, 1981. – 302 с.: ил.

3. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем: учеб. пособие. – Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ПО ИЗВЕСТНЫМ И НЕИЗВЕСТНЫМ ДАННЫМ

А. А. Комаров, А. В. Леонова, А. С. Андреев

ОАО «КБ «Искра»
660028, г. Красноярск, ул. Телевизорная, 1
E-mail: komarovalal@gmail.com, ann3leo@gmail.com, mail.4o@yandex.ru

Рассмотрены существующие методы определения отношения сигнал/шум (С/Ш), описаны особенности реализации на ПЛИС, проведено моделирование и испытание на реальном сигнале со спутника. Сделаны выводы о целесообразности использования данных алгоритмов, о границах применимости, выявлены основные недостатки и достоинства алгоритмов.

Актуальность разработки систем связи широкополосного вещания через спутниковые каналы связи обусловлена растущими потребностями пользователей. Определение отношения С/Ш необходимо для наведения самонаводящейся антенной системы. Вычисление отношение сигнал шум возможно как по известному сигналу (преамбулы пакетов), так и по неизвестному сигналу. Основным недостатком вычисления С/Ш по неизвестному сигналу является невозможность работы на высоких модуляциях. Вставка известного сигнала повышает избыточность информации, что приводит к снижению эффективности использования полосы, но позволяет точнее определять отношение С/Ш. Для применения в самонаводящейся антенной системе реализованы и протестированы на реальном сигнале методы основанные на определении С/Ш как по неизвестному, так и по известному. Для работы обоих методов используется один отсчёт на символ. Была проведено сравнение с существующими системами измерения С/Ш. В качестве эталонного измерителя использовался векторный анализатор R&S FSW.

Согласно стандарту DVB-S2 в начале каждого кадра следует преамбула [4]. Структура преамбулы представляет PLSCODE 64 символа и SOF(start of frame), состоящий из 26 символов одинаковых для любого типа пакетов рис. 1.

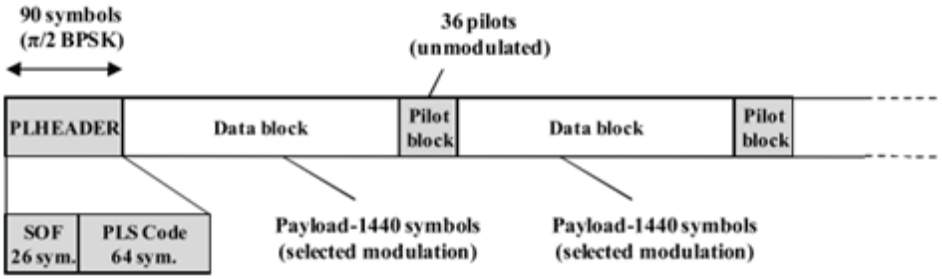


Рис. 1. Структура кадра DVB-S2

Следовательно возможно использовать алгоритмы определения С/Ш, основанные на известных последовательностях данных SOF. Был реализован метод, вычисляющий отношение С/Ш согласно (1)

$$\frac{\left[\sum_{k=1}^{90}\mathrm{Re}\{R_k D_k{}^*\}\right]^2}{90\sum_{k=1}^{90}|R_k|^2-\left[\sum_{k=1}^{90}\mathrm{Re}\{R_k D_k{}^*\}\right]^2}, \qquad (1)$$

где R_k – входящие отсчеты преамбулы; D_k – эталонные отсчеты преамбулы.

Реализованный метод предполагает, что уже произошло выделение преамбулы из принятого сигнала, и в качестве исходных данных поступает как принятая преамбула так и эталонная.

В случае идеального сигнала (Rk = Dk) умножение на сопряженное приведёт к тому, что вся энергия сигнала перейдёт в синфазную составляющую. Соответственно, чем сильнее сигнал отличается от эталонного, тем меньше будет синфазная составляющая. В случае идеального сигнала знаменатель будет стремиться к нулю, а выражение целиком к бесконечности.

Так же был реализован метод определения отношения С/Ш по фазомодулированному сигналу.

Метод не чувствителен к наличию частотной и фазовой ошибки, что позволяет определять С/Ш без фазовой синхронизации. Рассмотрим подробно последовательность действий, составляющих алгоритм.

1) Нормирование отсчётов.

2) Вычисление произведения текущего и предыдущего отсчёта. В случае идеального сигнала для QPSK аргумент произведения может составлять 0, 90, 180, 270 градусов, для 8PSK 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270, 315.

3) Возведение всех произведений в степень равную порядку модуляции, что позволяет, в случае идеального сигнала, свести всё множество точек к точке с нулевой квадратурной составляющей. Дальнейшее возведение в степень приводит к увеличению дисперсии шумов, что способствует более четкой градации точек в зависимости от уровня зашумлённости.

Для сравнения описанных алгоритмов был собран испытательный стенд (рис. 2).

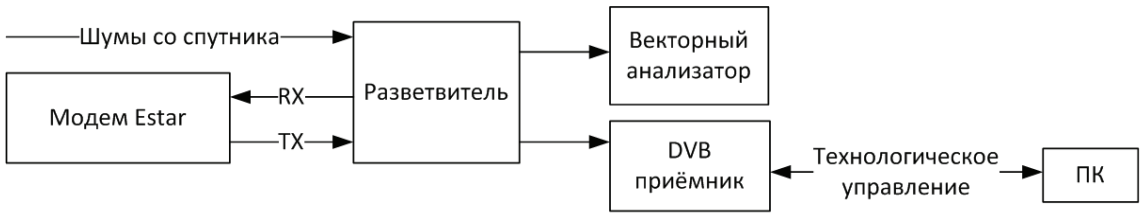


Рис. 2. Схема испытательного стенда

Изменение отношения С/Ш осуществлялось при помощи изменения уровня сигнала на выходе модема EASTAR. К данному сигналу добавлялись шумы со спутника, уровень которых оставался неизменным. Смешанный сигнал подавался одновременно на векторный анализатор, DVB приёмник и обратно на модем. Регулируя мощность сигнала с шагом в 1 дБ были сняты показания С/Ш с модема и DVB приёмника.

Из графиков (рис. 3, 4) видно, что ни один из представленных способов измерения не обеспечивает линейность относительно измерений при помощи векторного анализатора.

При реализации самонаводящейся системы не так важна неточность измерений, как выявление общей тенденции на увеличение/уменьшение СШ. Соответственно любой из представленных способов подходит для обеспечения работы системы.

Главное различие заключается в том, что метод по неизвестному сигналу не способен работать по сигналу с амплитудно-фазовой модуляцией (преамбула всех пакетов передается с модуляцией QPSK). Но с другой стороны, на сигнале 8PSK метод по неизвестному сигналу при меньших значениях С/Ш начинает показывать значения на кото-

рых возможна работа алгоритма наведения. Так же для обеспечения работы алгоритма по известному сигналу необходимо выделить преамбулу, что связанно с дополнительными ресурсными затратами. Из всего вышесказанного следует, что метод, работающий по известному сигналу, предоставляет больше возможностей, но требует больших ресурсов для работы.

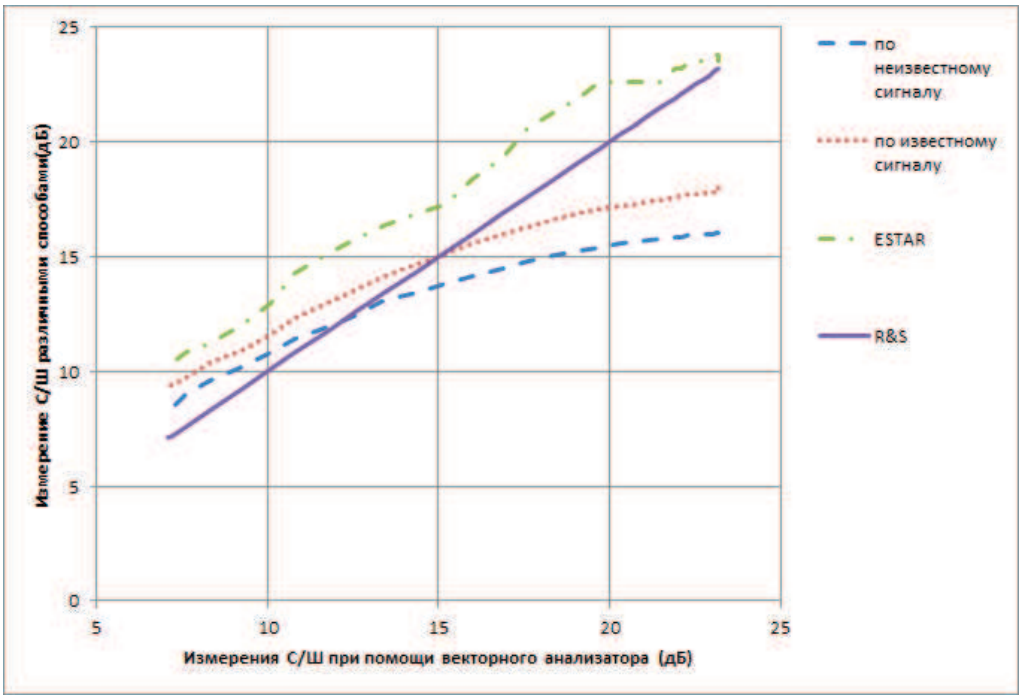


Рис. 3. Сравнение различных способов определения С/Ш при модуляции QPSK

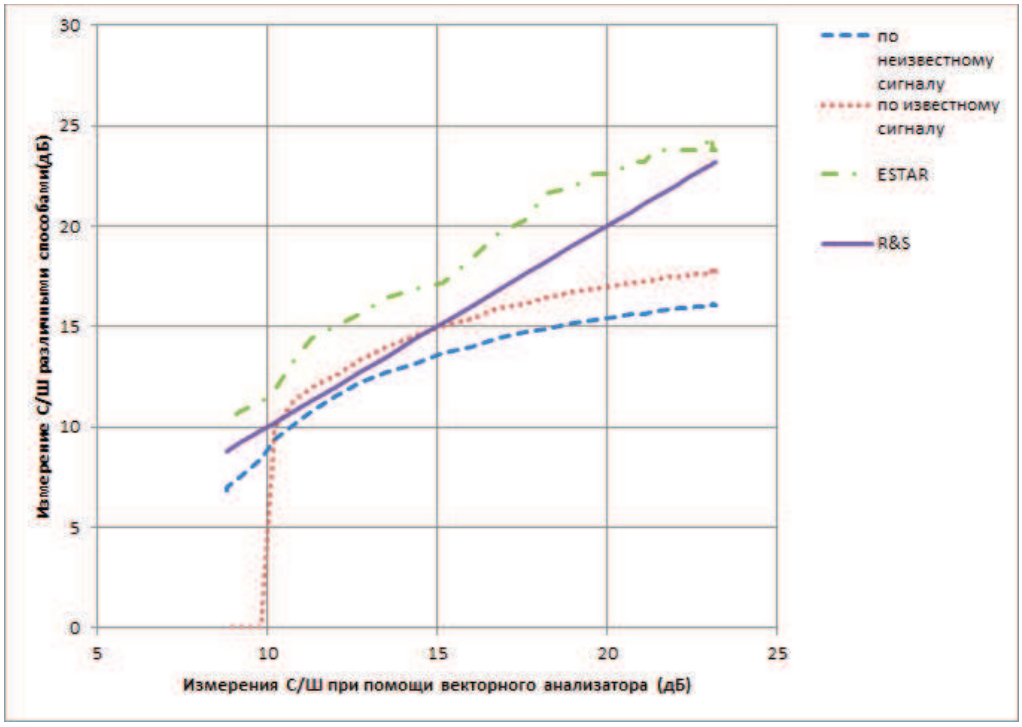


Рис. 4. Сравнение различных способов определения С/Ш при модуляции 8PSK

Таким образом, выбор должен в первую очередь основываться на требованиях к системе. Оптимальным решением является использование для модуляции 8PSK метода по неизвестному сигналу, а в случаях QPSK, 16APSK, 32APSK метода по известному сигналу.

Список литературы

1. Yair Linn. A Carrier-Indipendent Non-Data-Aided Real-Time SNR Estimator for M-PSK and D-MPSK Suitable for FPGAs and ASICs // IEEE Transactions on Circuit and Systems-I: Regular Papers. – 2009. – Vol. 56. – No. 7.

2. Комаров А. Реализация метода определения отношения сигнал/шум по неизвестному фазомодулированному сигналу // Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные проблемы радиоэлектроники»: сб. науч. тр.. – Красноярск: СФУ, 2014.

3. U. Mengali and M. Morelli. Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission // IEEE Trans. Commun. – Jan. 1997. – Vol. 45. – P. 23–25.

4. ETSI EN 302-307. Digital Video Broadcasting (DVB) - Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. – Jan. 2004. – V1.1.1.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ РАСЧЕТОВ ЭФЕМЕРИД НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ГЛОНАСС

С. С. Панафидин, М. М. Валиханов, А. Н. Верещагин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: semenpanafidin@gmail.com
E-mail: marat valihanov@mail.ru
E-mail: antonvereshagin@mail.ru

Исследуются и сравниваются существующие алгоритмы пересчета эфемерид НКА ГЛОНАСС используемых в аппаратуре потребителей. Оцениваются результаты работы алгоритмов и их точностные характеристики на основе сравнения с точными значениями эфемерид, полученными из цифровой информации НКА.

Характерной чертой глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является тот факт, что координаты спутников не постоянны во времени, а непрерывно изменяются. Для определения координат навигационного приемника любым из существующих методов необходимо иметь данные о положении навигационных космических аппаратов (НКА) в пространстве в момент выполнения измерений. Таким образом, возникает задача обеспечения пользователя спутниковой навигации информацией о координатах НКА используемой системы.

При существующем подходе к построению ГНСС максимально возможный объем расчетов разработчики стараются перенести на наземный комплекс управления. Эфемеридное обеспечение поддерживается комплексом технических и программных средств, выполняющих радиоконтроль орбит спутников с нескольких наземных станций контроля, обработку результатов траекторных измерений и расчет эфемеридной информации, передаваемой далее с помощью загрузочных станций на спутник. Таким образом, по результатам доступных наблюдений сети станций контроля и в вычислительном центре главной командной станции рассчитываются параметры орбит НКА, которые в дальнейшем загружаются на спутники, откуда транслируются в составе цифровой информации (ЦИ) в виде эфемерид.

Эфемериды НКА относятся к середине временных интервалов внутри текущих суток. Длительность данных интервалов составляет от 30 до 60 минут. Порядковый номер интервала внутри текущих суток также передается в составе ЦИ.

Для получения данных о текущем положении НКА в пространстве программное обеспечение навигационной аппаратуры потребителя использует процедуру размножения эфемерид. Таким образом пользователь ГНСС обеспечивается математической моделью движения НКА по орбите.

Существующие алгоритмы размножения эфемерид обеспечивают точность расчета координат не более 1 метра, в зависимости от интервала их актуальности. Представленные в литературе алгоритмы разработаны в 80-х – 90-х годах двадцатого века, для их использования в аппаратуре со слабой вычислительной мощностью. Современная навигационная аппаратура обладает гораздо большей вычислительной мощностью, что позволяет улучшить существующие и разработать новые алгоритмы размножения эфемерид НКА ГНСС с меньшей погрешностью. Наряду с уменьшением погрешности новые и улучшенные алгоритмы позволят увеличить временной интервал размножения эфемерид. Для этого необходимо произвести анализ работы действующих алгоритмов пересчета эфемерид НКА ГЛОНАСС.

Для оценки работы существующих алгоритмов, описанных в ИКД ГЛОНАСС, предлагается:

– смоделировать работу существующих алгоритмов (для начальных условий взять точные значения эфемерид НКА);

– сравнить результаты работы алгоритмов с точными значениями эфемерид;

– оценить результаты сравнения.

1. Описание алгоритмов ИКД ГЛОНАСС.

В системе ГЛОНАСС используется дифференциальная модель движения НКА [1, 2]. Это означает, что для определения координат спутника на заданный момент времени требуется решить систему дифференциальных уравнений. Для решения этой системы нужны начальные значения. В случае ГЛОНАСС, данные для вычисления этих значений передаются со спутника в составе навигационной информации. НКА ГЛОНАСС передают навигационные сообщения, содержащие координаты, составляющие компоненты скорости и ускорения спутника в геоцентрической подвижной (гринвической) системе координат ПЗ-90 [1]. Эти данные обновляются каждые 30–60 минут.

В ИКД ГЛОНАСС представлено два алгоритма пересчета эфемерид на заданный момент времени, первый описан на [3, с. 57–62], второй считается более упрошенным и описан на [3, с. 63]. В обоих алгоритмах пересчет эфемерид осуществляется методом численного интегрирования дифференциальных уравнений движения НКА. В обоих алгоритмах в уравнениях кроме центральной силы притяжения Земли учитываются дополнительная сила, обусловленная полярным сжатием и характеризуемая гармоникой C_{20}, а также лунно-солнечные гравитационные возмущения.

2. Различие стандартного и упрощенного алгоритмов пересчета эфемерид НКА ГЛОНАСС.

В стандартном алгоритме пересчета эфемерид НКА ГЛОНАСС на текущий момент времени уравнения интегрируются в прямоугольной абсолютной геоцентрической системе координат связанной с текущим экватором и точкой весеннего равноденствия [1]. Т.к. координаты и составляющие вектора скорости НКА, передаваемые в составе ЦИ, относятся к системе ПЗ-90, они переводятся в абсолютную систему координат, по формулам представленным в [3]. После вычисления эфемерид на текущий момент времени, с помощью обратных преобразований, координаты переводятся из абсолютной системы координат в систему ПЗ-90.

В упрощенном алгоритме пересчета эфемерид НКА ГЛОНАСС на текущий момент времени дифференциальные уравнения движения НКА интегрируются в системе координат ПЗ-90, и преобразование начальных условий не требуется, что является главным отличием от стандартного алгоритма. Также упрощенный алгоритм требует, гораздо меньше математических вычислений.

3. Моделирование алгоритмов.

Для моделирования алгоритмов, в качестве начальных условий, использовались данные эфемерид с сантиметровой точностью, полученные из ЦИ передаваемой с борта НКА ГЛОНАСС с номером системной точки 18. Начальные условия относятся к моменту времени $t_э$ – середина первого получасового интервала 5 декабря 2014 года по московскому декретному времени (МДВ). Пересчет координат и компонент скорости обоими алгоритмами проведен на пять следующих моментов времени с шагом 30 минут. Далее проведено сравнение эфемерид, пересчитанных алгоритмами ИКД ГЛОНАСС с точными значениями, полученными из ЦИ на те же моменты времени, что и пересчитанные. Результаты оценки модулей разности значений координат, полученных с помощью обычного и упрощенного алгоритмов, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Модули разности точных значений со значениями полученными алгоритмами

Время (МДВ)	Модули разности координат с обычным алгоритмом (м)			Модули разности координат с упрощенным алгоритмом (м)		
	X	Y	Z	X	Y	Z
00:45:00 05.12.2014	5,16	2,19	1,53	0,42	0,21	0,42
01:15:00 05.12.2014	17,93	5,01	5,04	4,94	0,54	0,82
01:45:00 05.12.2014	34,09	7,70	7,93	17,95	0,71	0,04
02:15:00 05.12.2014	49,36	10,19	6,37	44,45	7,27	2,11
02:45:00 05.12.2014	2231191,63	602289,35	5865110,83	2230954,88	602319,73	5865129,27

4. Вывод.

По результатам оценки модулей разности точных значений с координатами полученными с помощью пересчета алгоритмами, можно сказать, что упрощенный алгоритм позволяет рассчитать координаты НКА с меньшей погрешностью, чем обычный. Для обоих алгоритмов характерно, что при пересчете на интервал более чем два часа от начальных условий, координаты значительно отличаются от точных значений. Данный факт делает их совершенно непригодными, даже для оценки местоположения НКА.

Упрощенный алгоритм требует меньшего количества математических вычислений, упрощается его программная реализация в навигационной аппаратуре потребителей.

Список литературы

1. Перов А. И., Харисов В. Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Дубошин Г. Н. Небесная механика. – М.: Наука, 1968. – 800 с.
3. Интерфейсный контрольный документ. – М.: НИИ КП, 2008. – 74 с.
4. Спутниковые навигационные системы: учеб. – М.: МАИ-принт, 2014. – 337 с.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ

В. Г. Патюков[1], А. В. Лепунов[1,2], А. А. Силантьев[1,2], В. А. Шатров[1,2]

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
[2]*ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 13а
E-mail: vitalys@iss-reshetnev.ru

Рассмотрены вопросы повышения точности и помехоустойчивости космических систем связи, основанных на использовании условных вероятностных характеристик и взаимосвязей огибающей и фазы аддитивной смеси сигналов, используемых для обмена информацией в системах связи.

Введение

Практическая работа космических систем связи выполняется в условиях априорной неопределенности о характере воздействующих помех и сложившегося отношения сигнал/помеха. Обмен информацией между космическим аппаратом и наземной станцией обеспечивает командно-измерительная система, используя командную радиолинию. Для повышения точности и помехоустойчивой обработки результатов обмена информацией, а также при оценке характеристик сигналов следует дополнительно использовать различные вероятностные взаимосвязи параметров аддитивной смеси. В этой работе исследуются вероятностные характеристики частотно-временных параметров аддитивной смеси гармонического сигнала и узкополосного случайного процесса. Эта часть теории случайных процессов является наименее изученной, так как для описания характера поведения случайной фазы и случайной частоты аддитивной смеси, нахождения, в частности, спектрально-корреляционных характеристик производной случайной фазы нужно оперировать с восьмимерной нормальной плотностью вероятностей квадратурных составляющих квазигармонического случайного процесса и их первых производных. Практика выполнения подобных вычислений [1] показывает, что даже в частных случаях они оказываются трудоемкими, сложными и не позволяют раскрыть физическую сущность различных взаимосвязей.

Общая характеристика исследуемых моделей случайных процессов и статистические характеристики случайной фазы

Исходной моделью исследуемых случайных процессов является аддитивная смесь гармонического сигнала и узкополосного случайного процесса, центральная частота энергетического спектра которого в частном, но широко распространенном на практике, случае совпадает с частотой гармонического сигнала:

$$x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t)\cos\Phi(t), \quad (1)$$

где U_m, ω_0 и φ_0 – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала, которые в общем случае могут быть модулированы полезным сообщением, а $A(t)$ и $\theta(t)$ – огибающая и фаза случайного процесса $\xi(t)$, $U(t), \varphi(t)$ и $\Phi(t)$ – огибающая, случайная фаза и полная фаза аддитивной смеси. Чаще всего в радиотехнической практике случайный процесс $\xi(t)$ – это гауссовский стационарный процесс с нулевым математическим ожиданием. Обоснованием этому является тот факт, что устройства обработки аддитивной смеси обычно более узкополосные, настраиваются под характеристики сигнала $s(t)$ и по сравнению с широкополосными воздействующими случайными сигналами в силу известных явлений нормализации являются узкополосными гауссовскими процессами.

Рассматриваемая модель аддитивной смеси достаточно хорошо исследована [1], а основной случайной функцией, составляющей предмет исследования при передаче информации в космических системах связи, является фаза и мгновенная частота, связанная с полной фазой аддитивной смеси известным соотношением $\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + \Omega(t)$, где $\Omega(t) = \varphi'(t)$ – случайная частота, определяемая через производную фазы аддитивной смеси и характеризующая скорость её изменения. Случайный характер поведения фазы $\varphi(t)$ приводит к тому, что моменты перехода $x(t)$ через нулевой уровень флуктуируют, определяя тем самым составляющую погрешности при оценке параметров, обусловленную шумом.

В общем случае анализа аддитивной смеси (1) достаточно полное вероятностное описание характера изменения случайной фазы и частоты может быть получено на основе известной информации о совместной многомерной плотности распределения огибающей аддитивной смеси, фазы и их производных. В часто встречающемся случае отсутствия расстройки между частотой сигнала $s(t)$ и центральной частотой энергетического спектра квазигармонического дифференцируемого гауссовского шума $\xi(t)$ такая плотность распределения приведена в [1] и с учётом нормировок, имеет вид:

$$\omega(V, V', \varphi, \Omega) = \frac{V^2}{4\pi^2} \exp\left[-\frac{1}{2}\left[V^2 + V_m^2 - 2VV_m \cos(\varphi_0 - \varphi)\right] - \frac{1}{2}\left[(V_K')^2 + V_K{}^2\Omega^2\right]\right], \qquad (2)$$

где $V = U/\sigma_\xi$; $V_m = U_m/\sigma_\xi$; $V_K = U/\sigma_{K\xi}$; $V_K' = U'/\sigma_{K\xi}$; σ_ξ^2 и $\sigma_{K\xi}^2$ – дисперсии процесса $\xi(t)$ и его квадратурных составляющих производных.

Из этой формулы можно получить плотности распределения, позволяющие характеризовать случайную частоту и фазу статистически, определяя наиболее вероятные значения и интенсивность их разброса, а также исследовать зависимости от различных параметров. Так из (2) можно получить плотность распределения фазы, которая при стационарных флуктуациях представляется рядом Фурье

$$\omega(\varphi) = \frac{1}{2\pi}[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k(\varphi - \varphi_0)], \qquad (3)$$

где $C_k = \frac{\Gamma(1+\frac{k}{2})}{k!2^{k/2}} V^k {}_1F_1(\frac{k}{2}; k+1; -\frac{V_m^2}{2})$; $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция; ${}_1F_1(\cdot)$ – вырожденная гипергеометрическая функция. Вероятностные характеристики фазы используются при обработке и оценке информационных параметров сигналов в системах связи.

Условные вероятностные характеристики

Одной из возможностей повышения точности оценки параметров является использование статистической связи фазы или производной фазы с огибающей аддитивной смеси, поэтому наибольший интерес представляет исследование статистической связи между огибающей и фазой сигнала.

Совместная плотность распределения огибающей и фазы смеси гармонического сигнала и узкополосного шума (1) определяется выражением [1]:

$$\omega(U, \varphi) = \frac{U}{2\pi\sigma^2} \exp(-\frac{U^2 + U_m^2}{2\sigma^2}) \exp\left[\frac{UU_m}{\sigma^2}\cos(\varphi - \varphi_0)\right],$$

где U – амплитуда огибающей аддитивной смеси с плотностью распределения, описываемой обобщённой плотностью распределения Рэлея:

$$\omega(U)=\frac{U}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{U^2+U_m^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{UU_m}{\sigma^2}\right);$$

где $I_0\left(\frac{UU_m}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента. Сравнивая эти соотношения для нормированных значений, замечаем, что $\omega(V,\varphi)\neq\omega(V)\omega(\varphi)$, то есть отсюда следует, что огибающая содержит некоторую информацию о фазе, которую можно использовать для повышения точности оценки информационных частотно-временных параметров в системах связи.

На практике, из соображений целесообразности построения конкретных устройств оценки параметров сигналов часто используют амплитудное ограничение. При этом происходит потеря информации о фазе, заключенная в огибающей. Для учёта этой информации и количественной оценки рассматриваемой зависимости следует обратиться к условной плотности распределения фазы:

$$\omega_{\text{у}}(\varphi/V_m)=\frac{\omega(V,\varphi)}{\omega(V)}=\exp[V_0V_m\cos(\varphi-\varphi_0)]/2\pi I_0(V_0V_m), \quad (4)$$

где $\omega(V,\varphi)=\frac{V}{2\pi\sigma}\exp[-\frac{1}{2}(V+V_m-2VV_m\cos(\varphi-\varphi_0))]$ – совместная плотность распределения огибающей и фазы при $V=V_0$ – нормированном значении огибающей смеси на заданном уровне; $\omega(V)=V\exp[-\frac{1}{2}(V^2+V_m^2)]I_0(V,V_m)$ – обобщённая плотность распределения огибающей при $V=V_0$, участвующей в формировании условной плотности распределения (4), в зависимости от рассматриваемых переменных.

При анализе $\omega_y(\varphi)$ и нахождении числовых характеристик, определяющих помехоустойчивость систем связи при оценке параметров сигналов, воспользуемся формулой сложения функций Бесселя [2]:

$$\exp[V_0V_m\cos(\varphi-\varphi_0)]=2\sum_{k=1}^{\infty}I_k(V_0,V_m)\cos k(\varphi-\varphi_0)],$$

где $I_k(x)$ – функция Бесселя k-го порядка от мнимого аргумента, и представим условную плотность распределения фазы рядом Фурье аналогичному (3):

$$\omega_y(\varphi)=\frac{1}{2\pi}[1+2\sum_{k=1}^{\infty}C_{ky}\cos k(\varphi-\varphi_0)], \quad (5)$$

где $C_{ky}=I_k(V_0V_m)/I(V_0V)$.

По форме выражение (5) совпадает с безусловным распределением фазы смеси (3), а отличие состоит в виде коэффициентов C_{ky}, которые в рассматриваемом случае определяются двумя параметрами V_0 и V_m. Естественно, что и числовые характеристики имеют одинаковый аналитический вид. Условная плотность распределения фазы смеси является асимметричной функцией в интервале $[\varphi_0-\pi,\varphi_0+\pi]$ и существенно зависит от V_0. Введение амплитудных выборок V_0 приводит к новой плотности распределения фазы с характеристиками, лишенными недостатков безусловного распределе-

ния. При $V_m = 0 \quad \omega_y(\varphi / V = V_0) = \omega(\varphi)$, то есть (5) переходит в равномерную плотность распределения фазы аддитивного шума.

Для количественной оценки интенсивности фазовых флуктуаций вычислим условную дисперсию:

$$\sigma^2_{\varphi y} = \int_{\varphi_0 - \pi}^{\varphi_0 + \pi} (\varphi - \varphi_0)^2 \omega_y(\varphi / V) d\varphi = \frac{\pi^2}{3} + 4\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} C_{ky}, \tag{6}$$

которая отличается от безусловной лишь видом коэффициентов C_{ky}. Графики, рассчитанные по (6), представлены на рис. 1. Из рис. 1 следует, что в зависимости от заданного уровня огибающей и амплитуды сигнала наблюдается уменьшение среднеквадратического значения фазовых флуктуаций, а получив практическое значение условной дисперсии можно найти отношение сигнал/шум.

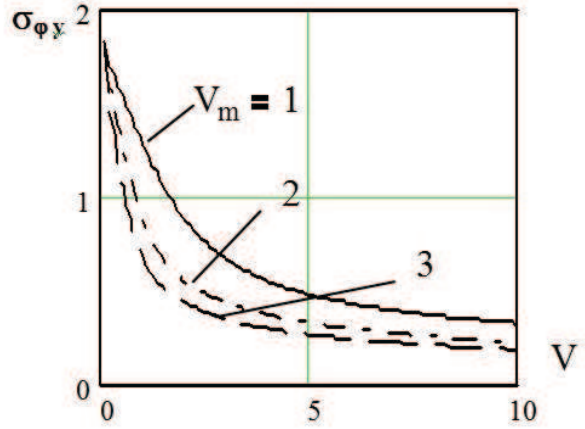


Рис. 1. Условное среднеквадратическое значение фазовых флуктуаций

Повышение точности измерения за счёт введения амплитудных выборок оценим аналитически, составив и исследовав отношение безусловной и условной дисперсий:

$$Q = \frac{\sigma^2_{\varphi}}{\sigma^2_{\varphi y}} = \frac{1 + \frac{12}{\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} C_k}{1 + \frac{12}{\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} C_{k\,y}}, \tag{7}$$

что в конечном счёте сводится к анализу поведения отношения коэффициентов C_k / C_{ky}. График, характеризующий результаты расчётов по формуле (7), представлен на рис. 2.

Из анализа графика можно сделать выводы, что введение амплитудных выборок приводит к увеличению точности лишь при малых отношениях сигнал/шум, т. е. в области значений $V_m \langle 5$, когда проявляется нестационарный характер фазовых флуктуаций.

Этот выигрыш составляет более чем 3 раза, в зависимости от величины порога, и сопровождается неизбежной потерей ряда отсчётов значений фазы в те моменты времени, когда амплитуда аддитивной смеси не превышает пороговый уровень, а все отсчёты фазы в течение времени пребывания безразмерной огибающей смеси V ниже порога отбрасываются.

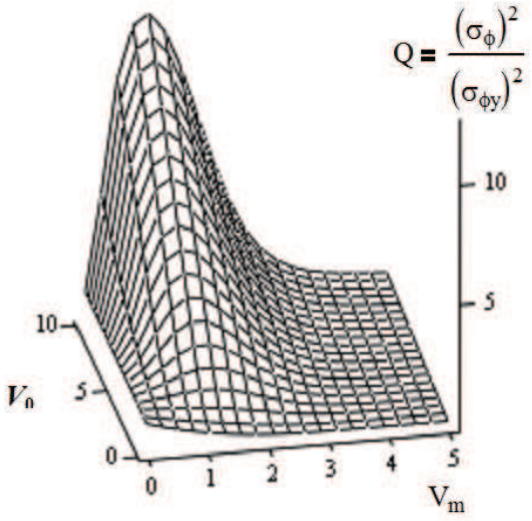


Рис. 2. Динамика изменения отношения дисперсий фазовых флуктуаций
при введении амплитудных выборок

Заключение

Исследованные вероятностные характеристики сигналов и полученные оценки дисперсий дают возможность повысить помехоустойчивость и надежность работы систем связи. Космические системы связи, часто работают в условиях повышенной зашумлённости с изменяемой интенсивностью воздействующих помех. Полученные новые результаты позволяют создать режимы анализа и обработки сигналов, обеспечивающие повышение помехоустойчивой работы систем связи, оценить реальное отношение сигнал/шум в используемом канале связи и повысить надёжность его работы.

Список литературы

1. Тихонов В. И. Нелинейные преобразования случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1986. – 259 с.

2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1978. – 831 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДУЛЯ АУТЕНТИФИКАЦИИ БКУ НА ОСНОВЕ РЕКОМЕНДАЦИЙ СТАНДАРТОВ ESA

Т. Е. Хавронина

ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнёва»
660014, Красноярский край, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: shishelmishel@bk.ru

Описываются вопросы реализации модуля аутентификации бортового комплекса управления по открытым стандартам европейского космического агентства (ESA), место уровня аутентификации в протоколе передачи телекоманд, описание процедуры аутентификации при распределенной наземной системе управления, общая схема модуля аутентификации и требования к реализации модуля аутентификации.

Команды управления космическим аппаратом (КА) обладают высокой степенью критичности, в связи с этим подтверждение подлинности источника команд управления является важной задачей, для решения которой на помощь приходят алгоритмы аутентификации. Аутентификация – проверка принадлежности субъекту доступа предъявленного им идентификатора; подтверждение подлинности [1].

Разработка командно-измерительной системы (КИС) бортового комплекса управления (БКУ), включающая модуль аутентификации, на основе рекомендаций стандартов ESA имеет ряд преимуществ. Во-первых, это независимая реализация наземной системы управления и бортового КИС. Во-вторых, это возможность использовать наземные системы управления сторонних производителей. Протокол передачи телекоманд является многоуровневым и включает в себя 6 уровней: физический, уровень кодирования, транспортный, сегментный, пакетный и прикладной. Каждый уровень является изолированным и предоставляет стандартизированный интерфейс вышележащему уровню.

В соответствии со стандартами ESA [2, 3] процесс аутентификации является дополнительной опцией сегментного уровня, что также имеет ряд преимуществ. Во-первых, это прозрачность для прикладных процессов КА и наземной системы управления. Во-вторых, каждый сегмент в отдельности проходит процедуру аутентификации (в случае разбиения пакета данных на несколько сегментов). Аутентификация источника (наземной системы управления) обеспечивается с помощью имитовставки, являющейся функцией секретного ключа и передаваемого сообщения.

Наземная система управления является сложной системой, состоящей, как правило, из следующих элементов: сеть наземных станций управления и контроля, центр управления, система связи и передачи данных. Функция аутентификации реализуется только в центре управления с целью защиты закрытых ключей выработки имитовставки. При этом процедура аутентификации будет состоять из перечисленных ниже шагов.

1. Центр управления осуществляет разбиение пакета на сегменты, к каждому сегменту присоединяется имитовставка.

2. Центр управления собирает сегменты в новый модифицированный пакет и передает в сеть наземных станций контроля и управления.

3. Наземная станция контроля и управления проверяет корректность приема (с помощью поля контрольной суммы), разбивает пакет данных на сегменты, а сегменты на кадры, которые затем передаются на борт КА.

4. Наземная станция контроля и управления отслеживает корректность приема каждого кадра с помощью отчетов телеметрии, отбракованные кадры передаются повторно.

5. На борту КА кадры собираются в сегмент, вычисляется значение имитовставки и сравнивается с полученным значением, при совпадении сегмент передается в дальнейшую обработку, в противном случае – отбраковывается.

Часть КИС бортового комплекса, проверяющая подлинность принятых сегментов данных, называется модулем аутентификации. Общая схема модуля представлена на рис. 1.

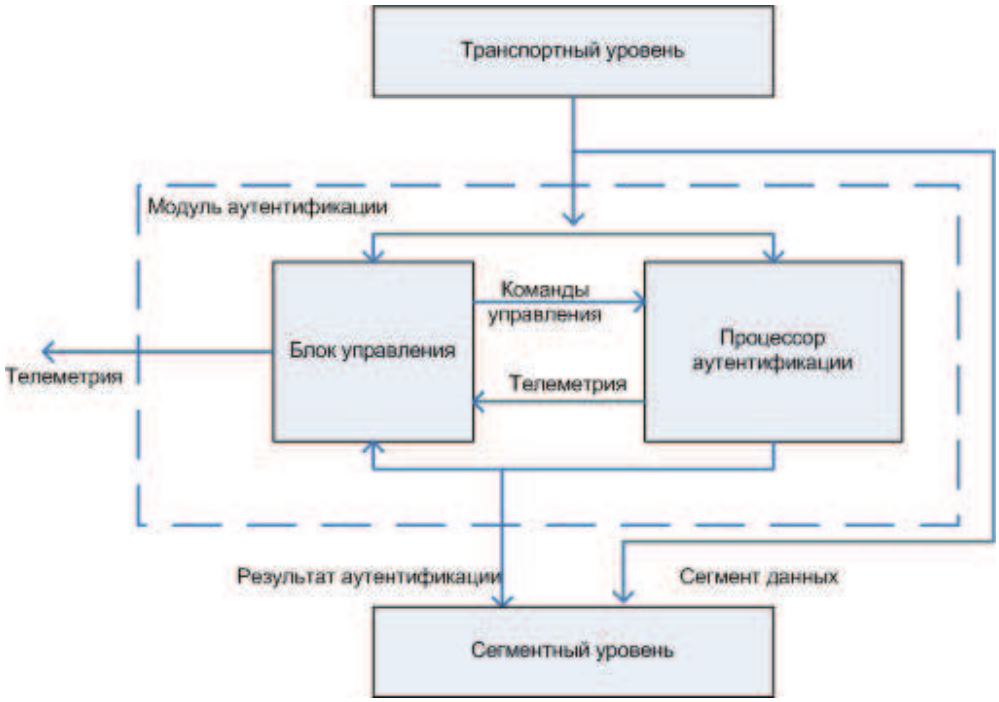


Рис. 1. Общая схема модуля аутентификации

Реализация уровня аутентификации должна соответствовать перечисленным ниже требованиям.

1. Аутентификация не должна затрагивать нижележащие уровни передачи данных: физический, кодирования, транспортный (должна быть «прозрачной» для этих уровней).

2. Аутентификация должна быть централизованной, как в наземном сегменте, так и на борту КА, с целью обеспечения безопасности (например, централизованное управление ключами) и удобства работы (максимальная автоматизация загрузки закрытых ключей).

3. В случае потери питания после восстановления работоспособности бортовой аппаратуры КА должна быть предусмотрена возможность возвращения модуля аутентификации КА назад к предыдущему состоянию (до потери питания) с помощью команды, переданной из центра управления. Рекомендуется оснастить модуль аутентификации энергонезависимой памятью, которая будет хранить достаточно информации для безопасного восстановления предыдущего состояния.

4. В случае отсутствия телеметрии должна существовать возможность послать одну простую команду на отключение одного из резервных модулей аутентификации. При повторном включении модуля аутентификации, после полного восстановления, также должна использоваться простая команда.

В соответствии с [2] размер имитовставки не является фиксированным, что обеспечивает гибкость системы и возможность применения отечественных алгоритмов вы-

работки имитовставки, например, ГОСТ Р 28147-89 [4] в интересах отечественных организаций, проводящих исследования и ведущих разработку в области спутниковых систем.

Таким образом, алгоритм аутентификации канала передачи телекоманд на основе рекомендаций стандартов ESA решает проблему подтверждение подлинности источника команд управления КА.

Список литературы

1. РД «Защита от несанкционированного доступа к информации. Термины и определения». Утверждено решением председателя Гостехкомиссии России от 30.03.1992 г.

2. ESA PSS-04-107 European Space Agency; Procedures, Specifications & Standards; Space Data Communication; Space Link Standards and Protocols; Packet Telecomand Standard.

3. ESA PSS-04-151 «Спецификация декодера телекоманд» European Space Agency; Procedures, Specifications & Standards; Space Data Communication; Space Link Standards and Protocols; Telecommand Decoder Specification.

4. ГОСТ Р 28147-89. Система обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования.

ИНЪЕКЦИЯ СБОЕВ В ПРОЦЕССОРНЫЕ ЯДРА СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ МЕТОДОМ ВНУТРИКРИСТАЛЬНОЙ ОТЛАДКИ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ*

С. А. Чекмарёв

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: khvkh@mail.ru

Работа представляет новый способ инъекции сбоев в процессорные ядра систем на кристалле с помощью метода внутрикристальной отладки. Предлагаемое решение заключается в переносе инфраструктуры внесения одиночных сбоев в «систему на кристалле» в качестве специализированного сложно-функционального блока. Это позволяет упростить окружения тестирования, проводить инъекции в реальном времени, а также, при соответствующем построении модуля инъекции проводить длительные автономные инъекции одиночных сбоев.

Сбоеустойчивость являются важнейшим требованием для цифровой аппаратуры, работающей в тяжелых условиях эксплуатации, например, в космосе. В настоящее время большинство такой аппаратуры базируется на микропроцессорах. Наибольшую опасность для микропроцессоров, работающих в составе аппаратуры бортовых систем космических аппаратов, составляют одиночные сбои (Single Event Upset, SEU), вызванные космическим ионизирующим излучением. Эти события могут изменить логические значения в элементах внутренней памяти микропроцессора, таких как регистры и кэш-память. SEU самая часто встречаемая причина сбоев, поэтому усилия в области проектирования сбоеустойчивых микропроцессоров в основном концентрируются на защите от этих событий.

Инъекция сбоев (fault injection, FI) широко применяется для определения чувствительности к SEU микропроцессоров и других цифровых устройств. Существуют несколько разных FI решений, которые имеют свои преимущества, но и свои недостатки. Некоторые решения являются универсальными, другие зависят от возможностей тестируемой системы. Большинство современных микропроцессоров включают внутрикристальный отладчик (On-Chip Debbuger, OCD), который позволяет получить доступ к внутренним ресурсам. Эта возможность может быть использована для модификации регистров и памяти, обеспечивая полезный механизм для FI.

Существующие подходы к FI с использованием OCD [1–3] обладают одним ограничением: все они для проведения компании по инъекции сбоев используют управляющий компьютер или внешний к тестируемой системе отладчик связанный управляющим компьютером, т. е. инъекция сбоев происходит извне тестируемой системы. Данное решение усложняет тестируемую систему, ограничивает производительность кампаний по инъекции сбоев и не позволяет проводить инъекции в реальном времени.

Задачей работы является разработка простой и производительной системы инъекции сбоев, позволяющей в режиме реального времени проводить длительные автономные от управляющего компьютера эксперименты по проверке функционала сбоеустойчивости микропроцессоров типа «система на кристалле» к одиночным сбоям, выполняемых с помощью метода внутрикристальной отладки.

Поставленная задача достигается за счет интегрирования инфраструктуры инъекций в микропроцессорную систему типа «система на кристалле» в качестве специализированного IP-core. Эта инфраструктура состоит из инъектора одиночных сбоев, содержащего контроллер инъектора сбоев, генератор планируемых сбоев и накопитель

* Исследование было выполнено при поддержке Министерства образования и науки России в соответствии с соглашением № 14.574.21.0041; уникальный идентификатор RFMEFI57414X0041.

результатов воздействия сбоев. Представленная на рис. архитектура, рассчитана в первую очередь на FPGA реализацию.

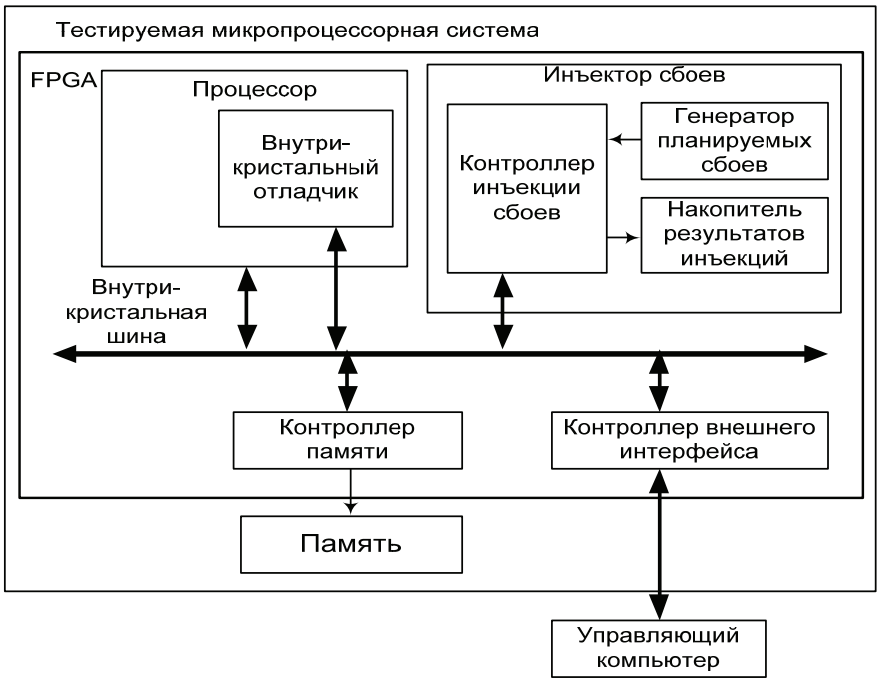


Рис. Архитектура системы инъекции сбоев

Процесс инъекции сбоев во внутреннюю память микропроцессорного ядра происходит следующим образом. Управляющий компьютер инициализирует время начала эксперимента по инъекции сбоев во внутреннюю память микропроцессорного ядра. Генератор планируемых сбоев для внесения одиночного сбоя определяет время, адрес и позицию ячейки внутренней памяти. Данное действие может производиться автоматически, например, по случайному равномерному закону или считываться из листа сбоев, предварительно загруженного во внутреннюю память FPGA из управляющего компьютера. Контроллер сбоев, используя информацию, полученную от генератора, с помощью OCD заносит ошибку в требуемый бит по требуемому адресу внутренней памяти путем инвертирования его содержания на противоположное. Для внесения ошибки OCD останавливает микропроцессорное ядро, читает требуемую ячейку внутренней памяти, инвертирует требуемый бит и обратно записывает полученный результат. Затем контроллер сбоев и OCD, взаимодействующие по внутрикристальной шине, аналогичным образом при наступлении времени очередной инъекции, определяемом генератором сбоев, повторяют описанные действия. Если при выполнении процессорным ядром текущей выполняемой программы механизм обнаружения и исправления ошибок внутренней памяти обнаруживает сбой, то в зависимости от результата сбоя признаки результативности сбоев «сбой обнаружен и исправлен» и «сбой обнаружен и не исправлен» сохраняются регистре состояния внутренней памяти. Параллельно контроллер инъекции сбоев опрашивает, используя OCD, регистр состояния внутренней памяти для нахождения фактов обнаружения сбоев. Для этого он выдает соответствующие инструкции OCD, который читает регистр состояния внутрикристальной памяти и анализирует признаки результативности сбоев. Если признаки результативности сбоев установлены, то данная информация записывается инъектором сбоев в накопи-

тель результатов инъекции сбоев. Процесс инъекции сбоев продолжается до тех пор, пока не закончится лист сбоев, предварительно загруженный в генератор планируемых сбоев, или пока управляющий компьютер принудительно не остановит работу автоматического генератора планируемых сбоев и тем самым прекратит эксперимент по инъекции сбоев.

По окончанию эксперимента результаты инъекции из накопителя передаются в управляющий компьютер. Если инъекция производилась автоматически с помощью генератора сбоев, то информация о количестве внесенных сбоев за время эксперимента также передается из инъектора сбоев в управляющий компьютер. Полученный результаты обрабатываются в управляющем компьютере для оценки эффективности механизма обнаружения и исправления ошибок внутренней памяти.

Предлагаемое решение за счет использования генератора сбоев позволяет проводить длительные эксперименты по инъекции сбоев практически любого количества (сотни, тысячи, десятки тысяч, сотни тысяч событий). Генератор сбоев позволяет реализовывать не только случайный равномерный закон инъекции сбоев, но и любой другой, в том числе имитирующий деградацию тестируемой системы в процессе ее эксплуатации в связи с накоплением дозы радиации от ионизирующего излучения космического пространства.

Инъектор сбоев является самостоятельным IP-core, не влияющим на работу остальных частей микропроцессорной системы, поэтому после проведения всех экспериментов по внесению одиночных сбоев во внутреннюю память микропроцессорного ядра, подтвердивших удовлетворительную сбоеустойчивость, инъектор сбоев можно удалить, и таким образом законченная микропроцессорная система не имеет инъектор сбоев в своем составе. Если инъектор сбоев оставить в составе микропроцессорной системы, то он может использоваться для диагностирования функционала сбоеустойчивости в условия штатной эксплуатации микропроцессорной системы в качестве, например, бортового компьютера космического аппарата.

Реализуемость и эффективность предложенного подхода были апробированы на открытом процессоре LEON3, дополнительно оснащенным механизмом сбоеустойчивости на базе помехоустойчивого кода Хсяо. [4]. Основные экспериментальные работы были проведены на плате процессорного модуля [5], разработанного для малого космического аппарат ТаблетСат-Аврора. Данная плата использует FPGA A3PE3000 компании MicroSemi [6].

Эксперименты по FI проводились с помощью автоматически генерируемой случайной равномерной последовательности инъекций, а также инъекций из предварительно сформированного в управляющем компьютере и загруженного во внутреннюю память FPGA листа сбоев отдельно для файлового регистра и отдельно для кэш-памяти процессора. Проводимые компании ограничивались общим количеством событий (100, 500, 1000, 2000) при предельной интенсивности сбоев 10, 100 и более событий в минуту. Таким образом, для подтверждения реализуемости и функциональности предложенного подхода было проведено большое количество экспериментов; в статье приводится лишь часть результатов.

В табл. 1 представлены результаты инъекций в регистровый файл АЛУ процессора. Во время испытаний процессор выполнял тестовую программу, которая в цикле последовательно обращается к регистрам процессора с операциями чтения/записи. Значение каждого прочитанного регистра в тестовой программе должно быть равно значению предыдущего регистра плюс значение 0x11111111. При несовпадении результатов выводится информация об ошибке.

Таблица 1

Результаты инъекций в регистровый файл

Количество инъекций	Статистика исправленных сбоев в регистровом файле АЛУ процессора		
	1 событие в мин	10 событий в мин	100 событий в мин
100	45 (45 %)	51 (51 %)	58 (58 %)
500	263 (52,6 %)	279 (55,8 %)	218 (43,6 %)
1000	581 (58,1 %)	613 (61,3 %)	641 (64,1 %)
2000	1118 (55,9 %)	1097 (54,8 %)	1358 (67,9 %)

В представленном случае все обнаруженные одиночные сбои были исправлены процессором. Однако не все инъекции были обнаружены. Это связано с тем, что часть из них пришлась на области памяти, которые не содержали актуальных данных на момент внесения сбоя, либо данные были впоследствии перезаписаны процессором, прежде чем он обращался к этим участкам с операцией чтения. Таким образом, результаты эксперимента зависят как от генерируемых сбоев, так и от специфики работы тестирующего программного обеспечения.

Оценка производительности разработанной архитектуры производилась в сравнении с подходом, представленным [7], когда проведение инъекций полностью обеспечивается программным обеспечением управляющего компьютера. Для проведения инъекции использовалась одна и та же конфигурация процессора LEON3 с одинаковым механизмом сбоеустойчивости на основе кода Хсяо и одинаковыми условиями проведения экспериментов.

Временной анализ показал, что процедура инъекции сбоя во внутрикристальную память процессора составляет порядка 54 ± 7 системных тактов. При системной частоте в 25 МГц задержка может быть 2160 ± 280 нс. Плавающее значение временной задержки связано с особенностью работы внутрикристальной шины (в момент начала работы инъектора шина может быть занята другим мастером, входящим в состав системы на кристалле). Однако можно гарантировать, что инъекция будет выполнена за 61 такт работы процессора, что позволяет точно прогнозировать моменты выполнения инъекции. Таким образом, в сравнении с подходом, представленным [7], когда проведение инъекций полностью обеспечивается программным обеспечением управляющего компьютера, предлагаемый способ инъекции сбоев позволяет с точностью до 280 нс управлять ходом эксперимента по инъекции сбоев. Это достигается за счёт отсутствия зависимости от программного обеспечения управляющего компьютера и необходимости обмениваться информацией по внешним информационным каналам, что позволяет классифицировать предлагаемый способ инъекции сбоев как систему реального времени.

Для оценки избыточности рассмотренная архитектура была реализована для разного количества ошибок и для нескольких FPGA компаний Microsemi и ALTERA. Результаты, представленные в табл. 2, показывают, что предложенный подход не является ресурсозатратным. С ростом размера листа ошибок количество логических блоков, необходимых для реализации метода, остается практически неизменным. Потребность во внутрикристальной памяти для многократнопрограммируемых и однократнопрограммируемых flash- FPGA компании Microsemi в процентном соотношении увеличивается быстрее. В первую очередь это связано с особенностями данных FPGA. Однако применение в предложенном методе функции автоматической генерации FI позволяет уменьшить объем требуемой внутрикристальной памяти FPGA. Он может быть автоматически проинициализирован для внесения новой порции инъекций. Тем самым уменьшится потребность в используемых блоках памяти.

Таблица 2

Результаты синтеза инъектора ошибок в FPGA

Количество инъекций	Microsemi A3PE3000L		Microsemi RTAX 1000S		ALTERACyclone IV	
	Лог. элементов	Ячеек памяти	Лог. элементов	Ячеек памяти	Лог. элементов	Ячеек памяти
100	1285 (1,7 %)	2 (1,7 %)	301 (1,5 %)	1 (2 %)	370 (<1 %)	2,17 (<1 %)
500	1301 (1,7 %)	3 (2,6 %)	386 (2,1 %)	3 (8 %)	369 (<1 %)	8 (<1 %)
2000	1337 (1,7 %)	9 (8 %)	448 (2,4 %)	9 (25 %)	379 (<1 %)	34 (<1 %)

Таким образом, в работе представлена новый подход к проведению инъекции одиночных сбоев в микропроцессор типа «система на кристалле». Предлагаемое решение состоит в интегрировании инфраструктуры FI в систему на кристалле в качестве специализированного IP-core. Это позволяет проводить полностью автономные от управляющего компьютера FI эксперименты, для которых не нужно отладочное ПО, что делает процесс инъекции быстрее. Данное решение пригодно для микропроцессорных систем на кристалле, у которых внутрикристальный отладчик имеет собственный прямой интерфейс с внутрикристальной шиной. По окончании отладочных работ IP-core инъектора сбоев удаляется из микропроцессора.

Экспериментальные работы были проведены на процессоре LEON3. Они иллюстрируют возможности подхода: долговременность проводимых экспериментов с любым количеством сбоев, малое время инъекции, инъектирование в режиме реального времени, невысокие затраты ресурсов тестируемой микропроцессорной системы.

Список литературы

1. Fidalgo A., Ferreira J. Using NEXUS Compliant Debbuggers for Real Time Fault Injection on Microprocessors // SBCCI'06 19th Symposium on Integrated Circuits and System Design, Minas Gerais, Brazil. – August 28 – September 01. – 2006. – P. 214–219.

2. A Rapid Fault Injection Approach for Measuring SEU Sensitivity in Complex Processors / M. Portela-Garcia, C. Lopez-Ongil, M. Garcia-Valderas, L. Entrena // IOLTS 2007, 13th IEEE International On-Line Testing Symposium. – Heraklion, Crete, Greece July 8 to July 11. – 2007. – P. 101–106.

3. Real-time fault injection using enhanced on-chip debug infrastructures / A. Fidalgo, M. Gerigota, G. Alves, J. Ferreira // Microprocessors and Microsystems. – 2011. – № 25. – P. 441–452.

4. Hsiao M. Y. A class of optimal minimum odd-weight column SEC-DED codes, IBM J**.** Res**.** Develop., vol. 14, no. 4, pp. 395–401, Jul. 1970.

5. Разработка аппаратуры системы информационного обмена бортового комплекса управления малого космического аппарата / В. Х. Ханов, А. В. Шахматов, С. А. Чекмарев, М. Ю. Вергазов, Ф. А. Лукин // Вестник Сибирского гос. аэрокосмического ун-та, СибГАУ. – Красноярск, 2013. – № 3 (49). – С. 149–153.

6. ProASIC3 FPGA Overview. – Режим доступа: http://www.microsemi.com/products/fpga-soc/fpga/proasic3-overview, (дата обращения: 04.03.2015).

7. Gaisler J. LEON3-FT-RTAX SEU test results Gaisler Research // Issue 1. – December 7, 2005 – 8 p.

ИНФОРМАЦИОННЫЙ КАНАЛ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ КАК ЭЛЕМЕНТАРНОЕ БИСТАТИЧЕСКОЕ ЗВЕНО МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

В. И. Костылев, Д. А. Черепанов, В. В. Кирюшкин, Е. А. Ященко

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54 а
E-mail: dencherep170982@yandex.ru

Рассмотрены структурные особенности информационного канала спутниковых радионавигационных систем при решении задачи обнаружения воздушной цели на основе анализа возмущений радионавигационного поля, а также проведена математическая модель сигнала спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, рассеянного воздушной целью.

Все задачи, решаемые с помощью радиолокационных станций (РЛС), сводятся к измерению некоторых характеристик электромагнитного поля, рассеянного радиолокационной целью. В связи с этим, с информационной точки зрения РЛС целесообразно рассматривать как метрическую систему, для исследования которой могут быть эффективно использованы методы системного анализа.

Известно, что системный подход предполагает создание адекватной математической модели исследуемой системы, отражающей взаимосвязь составляющих её элементов. При формировании математических моделей информационных каналов радиотехнических систем исходят из следующих предположений [1, 2]:

1. Весь информационный канал состоит из последовательности элементов. В первом приближении считается, что обратные связи между элементами информационного канала отсутствуют.

2. Для описания преобразующих свойств всего информационного канала используется феноменологический принцип, в соответствии с которым каждый структурный элемент является некоторым многополюсником с известной связью входа и выхода. Число входов и выходов многополюсника соответствует размерности входных и выходных векторных сигналов.

3. Каждому из элементов информационного канала в виде многополюсника ставится в соответствие оператор (стохастический или детерминированный), вид которого определяется на основании изучения физических особенностей данного элемента.

Основываясь на изложенных выше предположениях применительно к случаю анализа радиолокационной станции, использующей сигналы спутниковых радионавигационных систем (СРНС), основой построения модели должна служить модель информационного канала спутниковых радионавигационных систем, описывающая с заданной точностью процесс преобразования характеристик сигналов в этом канале на пути от спутника СРНС до устройства обработки приёмной позиции. Математическую модель информационного канала СРНС можно представить в виде следующего операторно-векторного уравнения:

$$S_{prm}(t) = (S_i(t)\mathbf{A}_{prd}\mathbf{T}_R + \mathbf{N})\mathbf{A}_{prm}, \qquad (1)$$

где $S_i(t)$ – радионавигационный сигнал, сформированный в передающей аппаратуре спутника СРНС; $\mathbf{A}_{prd}$ – оператор передающего тракта, описывающий преобразование сигнала $S_i(t)$ в излучаемую электромагнитную волну с требуемой пространственно-временной и поляризационной структурой; $\mathbf{T}_R$ – оператор преобразования сигналов на

трассе «спутник СРНС – приёмник»; $\mathbf{N}$ – вектор, описывающий суммарные помеховые воздействия; $\mathbf{A}_{prm}$ – оператор, характеризующий свойства приёмного тракта; $S_{prm}(t)$ – сигнал на выходе приёмного тракта наземной аппаратуры потребителя.

В отличие от информационных каналов других радиотехнических систем радиолокационный канал обладает рядом особенностей, которые необходимо учитывать при создании его математической модели. Одной из них является протекание в нём двух видов процессов: временных, под которыми подразумевается формирование, передача, приём и обработка сигналов в приёмном и передающем тракте соответственно, а также пространственно-временных, заключающихся во взаимодействии электромагнитного поля падающего излучения с воздушной радиолокационной целью с последующим образованием электромагнитного поля рассеяния. Другая характерная особенность радиолокационного канала заключается в сложной многопараметрической структуре распространяющихся в нём пространственно-временных полей, которые характеризуются амплитудой, фазой и поляризацией. Данное обстоятельство обуславливает необходимость многомерной обработки принимаемых сигналов.

Применительно к задаче обнаружения воздушных целей информационный канал СРНС будет преобразован к виду, представленному на рис. 1. С учётом введённых в схему новых структурных блоков запишем формулу (1) следующим образом

$$S_{prm}(t) = \mathbf{A}_{prm}(S_i(t)\mathbf{A}_{prd}(\mathbf{T}_R + \mathbf{T}_{SC}C\mathbf{T}_{CP}) + \mathbf{N}), \quad (2)$$

где $\mathbf{T}_{SC}$ – оператор преобразования сигнала на трассе «спутник СРНС-цель»; $\mathbf{T}_{CP}$ – оператор преобразования сигнала на трассе «цель-приёмная позиция»; C – оператор преобразования сигнала при рассеянии на воздушной цели.

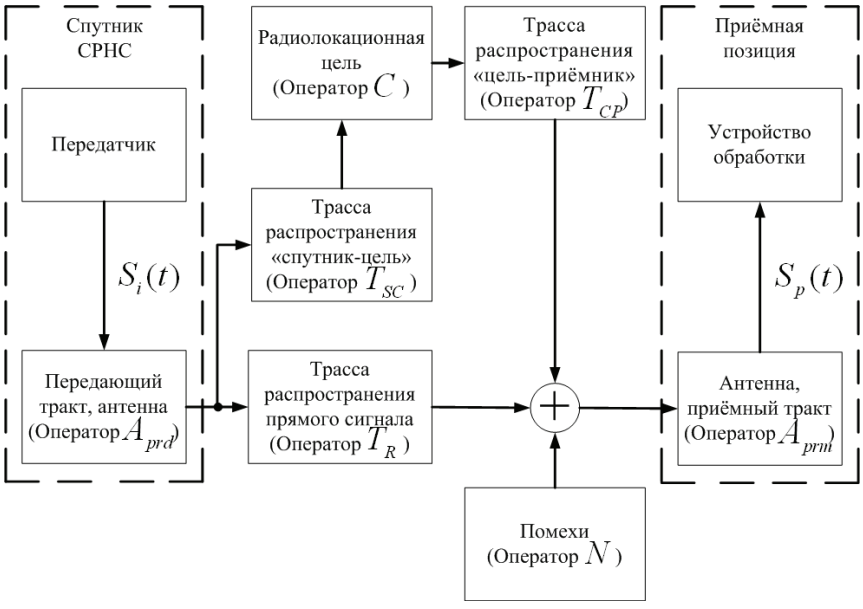


Рис. 1. Формализованная схема модели радиолокационного канала бистатической системы, использующей сигналы СРНС

Основываясь на вышеизложенных положениях, рассмотрим процесс распространения сигнала СРНС для системы, представленной на рис. 2, состоящей из одного навигационного спутника $S(x_i, y_i, z_i)$, воздушной цели $T(x_t, y_t, z_t)$ и наземного приёмника $R(x_0, y_0, z_0)$. При этом будем предполагать, что воздушная цель движется в зоне дейст-

вия системы прямолинейно и равномерно со скоростью V, траектория перпендикулярна линии базы, что соответствует этапу маршрутного полёта воздушного судна, а зона действия системы ограничена диапазоном бистатических углов, в пределах которого наблюдается теневой эффект $180^\circ \geq \beta \geq 130^\circ$ [3, 7, 8].

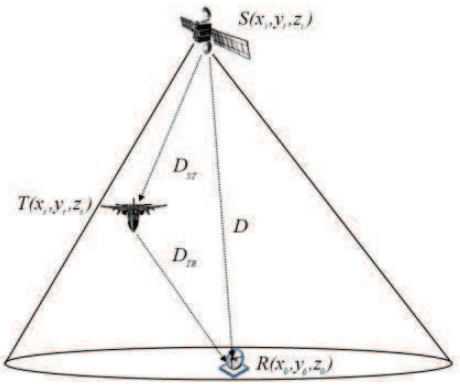


Рис. 2. Геометрия бистатической системы

Основываясь на принципе Бабине и используя метод Кирхгофа можно показать [4], что сигнал $S_R(t)$, формируемый приёмной антенной из падающего на неё электромагнитного поля, будет представлять собой аддитивную смесь сигнала прямого распространения $S(t)$, сигнала, рассеянного воздушной целью $S_{Sh}(t)$ и помехи $n(t)$.

$$S_R(t) = S(t) + S_{Sh}(t) + n(t) = AG_{ДК}(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \omega_\partial t + \varphi_0) + \\ + A_{Sh}G_{ДК}(t-\tau_{Sh})\cos(\omega_0 t + \omega_{\partial Sh} t + \varphi_{0Sh}) + n(t), \quad (3)$$

где $A, \tau, \omega_\partial, \varphi_0$ – амплитуда, задержка, частота Доплера и начальная фаза навигационного сигнала прямого распространения; $A_{Sh}, \tau_{Sh}, \omega_{\partial Sh}, \varphi_{0Sh}$ – амплитуда, задержка, доплеровское смещение частоты, начальная фаза сигнала рассеянного целью.

Очевидно, что в контексте данной работы нас будет интересовать в первую очередь сигнал КСН, рассеянный целью в направлении приёмной позиции, а навигационный сигнал прямого распространения ввиду специфики синтезируемого алгоритма, определяемой допущениями и ограничениями, будет выступать в качестве помехового воздействия.

В связи с этим проанализируем сигнал навигационного спутника $S_{Sh}(t)$, рассеянного воздушной целью в направлении наземного приёмника. Как показано в [5, 6] амплитуда напряжения рассеянного целью сигнала A_{Sh} на согласованной нагрузке на входе приемника будет пропорциональна квадратному корню мощности принимаемого сигнала P_R:

$$A_{Sh} \equiv \sqrt{P_R} = \sqrt{k_e}\sqrt{\sigma_\beta}, \quad (4)$$

где P_R – мощность рассеянного сигнала на согласованной нагрузке на входе приемника; σ_β – бистатическая эффективная площадь рассеяния цели (БЭПР), $k_e = \frac{P_S G_S G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D_{ST}^2 D_{TR}^2} = \frac{P_S G_S G_R \lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{1}{D_{ST}^2 D_{TR}^2} = 0.0359 \frac{1}{D_{ST}^2 D_{TR}^2}$; P_S – мощность излучения передатчика спутника КСН; G_S – коэффициент направленного действия передающей антенны;

G_R – коэффициент направленного действия приёмной антенны; λ – длина волны несущей сигнала КСН.

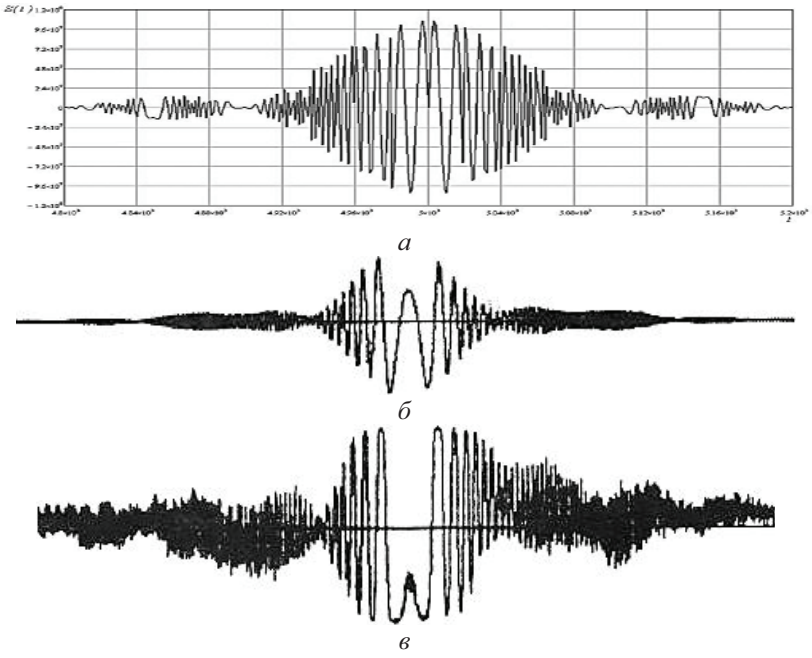
Ввиду того, что величины в числителе заданы и фиксированы, то можно считать, что в каждый момент времени значение амплитуды рассеянного воздушной целью сигнала КСН будет определяться дальностями «спутник КСН – воздушная цель» и «воздушная цель – приёмная позиция», а также величиной бистатической ЭПР для текущего ракурса цели. Задержка рассеянного сигнала для бистатической системы равна отношению суммы дальностей D_{ST} и D_{TR} к скорости распространения электромагнитного колебания в вакууме. Она несущественно зависит от высоты полёта цели, так как отличия значений наблюдаются в пятом-шестом знаке после запятой, и что достаточно очевидно, определяется бистатическим углом, а соответственно и линейным удалением от линии базы системы. Доплеровский сдвиг частоты несущего колебания $f_{\partial Sh}$ при движении цели к линии базы рассматриваемой системы будет определять значением радиальной составляющей вектора V_r полной относительной скорости движения воздушной цели W и для случая бистатической системы может быть представлен в виде:

$$f_{dSh} = \frac{1}{\lambda}\frac{dD_{\Sigma}}{dt} = \frac{1}{\lambda}\frac{d(D_{ST} + D_{TR})}{dt} = \frac{W(\cos\varepsilon_T - \cos(\beta - \varepsilon_T))}{\lambda}. \quad (5)$$

где W – вектор полной относительной скорости движения воздушной цели; ε_T – угол места цели; β – бистатический угол.

С учётом приведённых выше выражений сигнал СРНС, рассеянный воздушной целью в направлении приёмной позиции можно представить в виде:

$$S_{Sh}(t) = \frac{0.189\sqrt{\sigma_\beta}}{D_{ST}D_{TR}} G_{ДК}(t - \frac{D_{ST} + D_{TR}}{c}) \cos(\omega_0(t - \frac{D_{ST} + D_{TR}}{c}) + \frac{2\pi W(\cos\varepsilon_T - \cos(\beta - \varepsilon_T))}{\lambda}(t - \frac{D_{ST} + D_{TR}}{c}) + \varphi_{0Sh}) \quad (6)$$



а

б

в

Рис. 3. Теневой сигнал: *а* – полученный в работе; *б* – смоделированный из [8]; *в* – полученный экспериментально из [8]

В соответствии с выражением (10) в работе проведено моделирование теневых сигналов для самолётов F-117, B-2, F-35. Характер изменения рассеянного сигнала СРНС во времени соответствует полученным для других типов целей, ракурсов и длин волн, представленных в работах [7, 8]. Графическое представление сигнала СРНС, рассеянного воздушной целью, полученное в работе и графики смоделированного и экспериментального сигналов из [8], показаны на рис. 3, *а*, *б* и *в* соответственно.

Анализ полученных результатов показывает наличие в теневом сигнале медленно меняющейся огибающей, определяемой формой силуэта цели. Также наблюдается частотная модуляция фазоманипулированного сигнала СРНС на несущей частоте в результате движения цели, обусловленная изменением фазы траекторного сигнала. Проведённая интерполяция медленно меняющейся составляющей позволила выявить общую закономерность изменения, описываемую законом $(\sin x)/x$ для всех типов тестовых целей. Отличия в огибающей для различных целей проявляются в уровнях главного и боковых лепестков, а также в ширине главного лепестка. Кроме того, наблюдается существенное увеличение амплитуды рассеянного сигнала при приближении к линии базы системы, что соответствует теории и объясняется возрастанием БЭПР вследствие влияния просветного эффекта. Однако сравнительный анализ результатов, полученных в работе и представленных в [7, 8] показывает, что данная закономерность позволяет аппроксимировать только рассеянные сигналы СРНС при осесимметричных (передняя, задняя, верхняя и нижняя полусферы) ракурсах облучения воздушных целей.

Список литературы

1. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / Под ред. Л. Т. Тучкова. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.

2. Миддлтон Д. Многомерное обнаружение и выделение сигналов в случайных средах // ТИИЭР. – 1970. – Т. 58. – № 5. – С. 100–111.

3. Черняк В. С. Многопозиционная локация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

4. Костылев В. И., Полозова О. В., Звягин Д. В. Анализ модели теневого сигнала // Вестник Воронежского института МВД России. – 2008. – № 4. – С. 64–73.

5. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

6. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Советское радио, 1970. – 560 с.

7. Бляхман А. Б., Рунова И. А. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружения объектов при радиолокации на просвет // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46. – № 4. – С. 424–432.

8. Чапурский В. В. Синтезированная теневая радиоголография в бистатической радиолокации // Радиотехника. – 2009. – № 3. – С. 52–69.

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ МНОГОСТАНЦИОННОГО ДОСТУПА В СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

А. В. Черноусов[1], А. В. Кузовников[1], В. Г. Сомов[2] (научный руководитель)

[1]АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
e-mail: chernousovalexey@gmail.com
[2]Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, Красноярский край, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31

Предложен способ организации многостанционного доступа в спутниковой системе связи при применении вейвлет-модулированного широкополосного сигнала. Проведена оценка эффективности реализации системы связи с множественным доступом с временным (TDMA) и кодовым (CDMA) разделением сигналов. Анализируется возможность совместного применения TDMA и CDMA методов.

Для организации многостанционного доступа в спутниковой системе связи был разработан способ формирования сигнала на основе вейвлет-функций. Данный способ [1] позволяет увеличить помехоустойчивость информационного сигнала и его имитостойкость. Для оценки эффективности применения вейвлет-модулированных широкополосных сигналов при реализации многостанционного доступа в спутниковой системе связи были заданы следующие исходные данные к формируемому сигналу:

1. Скорость передачи информационного символа V = 9,6 кбит/с.
2. Длина ПСП Голда N = 31.
3. Параметры вейвлет-функции Шеннона $F_b = 1$, $F_c = 1{,}5$.

На основании исходных данных и описанного в статье [1] способа формирования вейвлет-модулированного широкополосного сигнала было проведено моделирование, в результате которого был получен сигнал с характеристиками, представлены ниже (табл. 1).

Таблица 1

Характеристики вейвлет-модулированного широкополосного сигнала

Параметры	Значение
Тактовая частота, МГц	0,298
Ширина полосы, МГц	23,4
Относительная помехозащищенность, дБ	25,76

Один из основных вопросов построения телекоммуникационных сетей – повышение эффективности использования ресурса связи, т. е. оптимизация использования таких ресурсов как время/частота между абонентами. Существует несколько методов мультиплексирования каналов. К ним относятся [2]:

1. Частотное разделение каналов (FDMA).
2. Метод множественного доступа с разделением каналов по времени (TDMA).
3. Методом множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA).

С точки зрения эффективности использования ресурса связи [2] наибольший интерес представляют способы TDMA и CDMA. Алгоритм организации связи с применением данных способов подробно описан в [3].

Были рассчитаны основные показатели эффективности организации спутниковой системы связи с CDMA, TDMA при использовании вейвлет-модулированного широкополосного сигнала. К таким показателям относятся:

- суммарная скорость передачи данных;

– среднее время ожидания;
– число одновременно работающих станций.

Для спутниковой системы связи с TDMA результаты расчетов приведены ниже (табл. 2).

Таблица 2

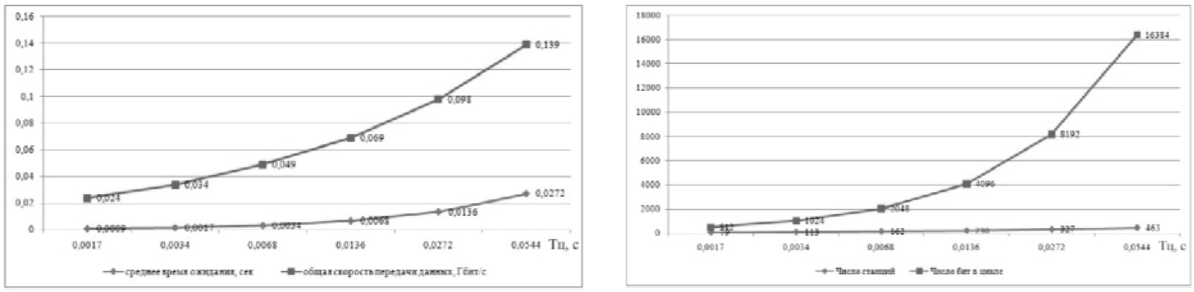
Расчет параметров сети с многостанционным доступом с временным разделением каналов

Скорость передачи данных (для каждого пользователя) (Кбит/с)	Длительность цикла (сек)	Эффективность (%)	Среднее время ожидания (сек)	Число бит в цикле	Число станций (при заданной эффективности)	Суммарная скорость передачи информации (Гбит/с)
307.2	0,0017	90	0,0009	512	79	0,024
	0,0034		0,0017	1024	113	0,034
	0,0068		0,0034	2048	162	0,049
	0,0136		0,0068	4096	230	0,069
	0,0272		0,0136	8192	327	0,098
	0,0544		0,0272	16384	463	0,139

При проведении расчетов были сделаны следующие допущения и предположения:

– Максимальная эффективность для всех земных станций, полностью занимающих цикл, равна 90 %.
– Скорость передачи данных (для каждого пользователя) равна 307,2 Кбит/с.

Для наглядности ниже (рис. 1, *а*, *б*) отображена зависимость полученных параметров от длительности цикла $T_ц$.



а *б*

Рис. 1. Зависимость основных параметров системы связи с многостанционным доступом с временным разделением каналов

Оценка эффективности применения многостанционного доступа с кодовым разделением сигналов (CDMA) [3] проводилась по аналогии с оценкой для TDMA.

Ниже (табл. 3) представлен сравнительный анализ реализации спутниковой системы связи с TDMA и CDMA.

Так как для формирования сигнала в предложенной системе связи используется сочетание псевдослучайной последовательности и модуляции вейвлет-функцией, то для увеличения эффективности использования канала связи предложен способ совместного применения методов временного и кодового разделения каналов. При этом использование ресурса связи будет происходить согласно рисунку ниже (рис. 2).

Таблица 3

Сравнительный анализ TDMA и CDMA

Параметр	TDMA	CDMA
Число одновременно работающих станций	От 79	33
Среднее время ожидания	T/2	T
Конфиденциальность	Не обеспечивается	Обеспечивается
Гибкость	Необходимость синхронизации одновременно передающих устройств	Необходимость синхронизации одновременно передающих устройств отсутствует

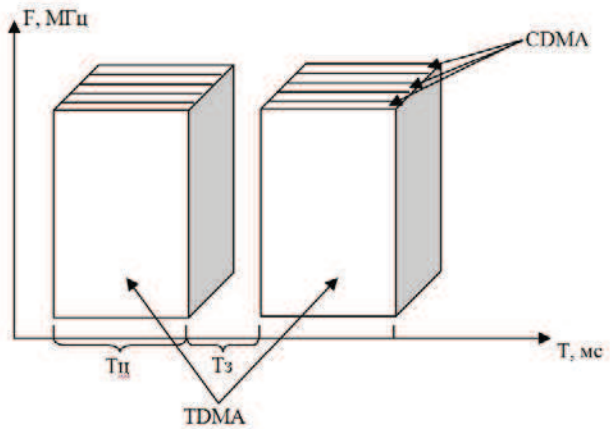


Рис. 2. Использование ресурса связи при совместном применении CDMA и TDMA

Предложенное сочетание CDMA и TDMA обладает рядом достоинств. Среди них:

- Увеличение эффективности использования ресурса связи.
- Отсутствие необходимости дополнительной синхронизации.

Однако совместное применение TDMA и CDMA методов значительно усложняет систему связи.

На основе вышесказанного, можно сделать вывод, что каждый из рассмотренных методов организации многостанционного доступа (TDMA, CDMA, TDMA+CDMA) в системах связи, основанных на вейвлет-модулированном широкополосном сигнале, обладает своими достоинствами и недостатками. Решение необходимости применении того или иного метода зависит от конфигурации системы и принимается на этапе ее проектирования.

Список литературы

1. Черноусов А. В., Кузовников А. В., Сомов В. Г. Исследование воздействия помех на широкополосные сигналы // Радиотехника. – 2013. – № 6. – С. 85–88.

2. Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. Спутниковые сети связи: учеб. пособие. – М.: «Альпина Паблишер», 2004. – 536 с.

3. Прокис Д. Цифровая связь / пер. с англ. ; под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ СТРУКТУРА БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ СВЕРХМАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА ТИПА СИСТЕМА НА КРИСТАЛЛЕ*

В. Х. Ханов, С. А. Чекмарёв, А. В. Шахматов

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: khvkh@mail.ru

Работа представляет концептуальную структуру бортового комплекса управления малым космическим аппаратом класса CubeSat. Структура содержит две связанные интерфейсом SpaceWire части: цифровую и аналоговую, разработанные на цифровых и аналого-цифровых программируемых логических интегральных схемах. Предлагаемое решение отличается высокой интеграцией различных компонент на одной печатной плате: бортового компьютера, сетевого маршрутизатора, цифровой и аналоговых систем сбора данных, контроллера системы электропитания. Это позволяет характеристикам бортового комплекса управления соответствовать требуемым массо-габаритным и энергетическим параметры сверхмалого космического аппарата.

Концептуальная структура определяет основные аппаратные блоки бортового комплекса управления типа система на кристалле (БКУ-СнК) и способы их информационно-логического взаимодействия. Структура БКУ-СнК содержит аппаратные подсистемы и устройства, расположенные на печатной плате, а также в программируемых логических схемах (ПЛИС) типа flash-FPGA A3PE3000 и AFS1000 (рис. 1). A3PE3000 – цифровая, а AFS1000 – аналого-цифровая ПЛИСы компании Microsemi.

FPGA A3PE3000 является основой для построения СнК. Основу СнК составляют IP-блоки из открытой библиотеки GRLIB компании Aeroflex Gaisler [1]. Из состава этой библиотеки используются блоки: процессора LEON3, контроллера памяти Controller Memory, внутрисхемного отладчика DSU (Debug Support Unit), внутрисистемной шины AMBA и внешних цифровых интерфейсов.

Процессор LEON3 является реконфигурируемым. Используемая конфигурация процессора не имеет FPU. FPU не нужен для решения задач БКУ-СнК, разве лишь для системы ориентирования (СО). Но для задач СО можно обойтись программными средствами математики с плавающей точкой. Включение же аппаратного FPU, во-первых, вызывает существенные затраты ресурсов FPGA, а, во-вторых, сразу вызывает уменьшение тактовой частоты процессора. К тому же FPU из GRLIB являются коммерческими. Поэтому от аппаратного FPU решено отказаться.

Открытый LEON3 не является RHBD-процессором: возможности по отказоустойчивости в нем просто заглушены (изъяты из проекта) по сравнению с LEON3 FT. Для придания процессору некоторых возможностей, присущих отказоустройчивым процессорам, достаточных для сверхмалого космического аппарата, принято решение защищать внутреннюю память процессора (кэш и файл регистров) от ошибок SEU с помощью отказоустойчивого кода Хэмминга. Данный код позволяют обнаруживать 2 одиночные ошибки и исправлять одну. Одновременно с защитой внутренней памяти этим же кодом будет защищаться вся внешняя оперативная память. Для этого Controller Memory из библиотеки GRLIB модифицирован, а к шине данных памяти добавлены 8 бит для Error-Correcting Code (ECC). Верификация вносимых изменений производится с помощью внутрикристального отладчика DSU методом внесения одиночных сбоев, имитирующих SEU [2]. Внешний управляющий компьютер подключается к DSU IP-блоку RS232. Внутрисистемная шина AMBA 2.0 имеет два вида: AHB для подключения высокоскоростных устройств и APB для подключения устройств, работающих не на высокой скорости. AHB и APB шины связаны межшинным мостом.

* Исследование было выполнено при поддержке Министерства образования и науки России в соответствии с соглашением № 14.574.21.0041; уникальный идентификатор RFMEFI57414X0041.

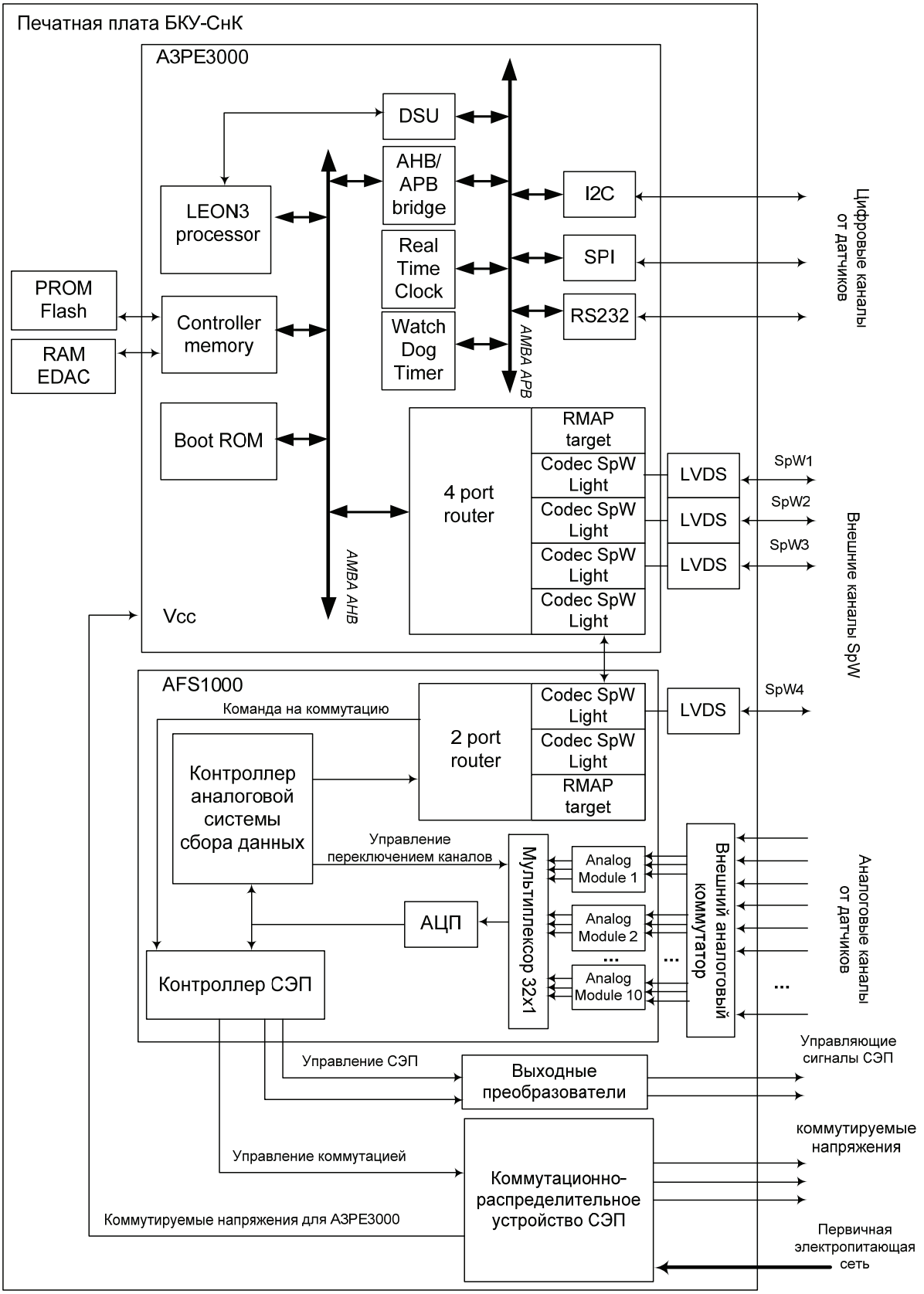


Рис. 1. Концептуальная структура БКУ-СнК

Еще одним открытым IP-блоком является кодек SpWLight [2]. Данный кодек хорошо документирован, периодически появляются его обновления, к тому же он имеет хорошую летную историю. Остальные блоки специально разработаны.

IP-блок маршрутизирующего коммутатора SpaceWire (SpW) используется как в FPGA A3PE3000, так и в AFS1000. В первом случае он имеет выход на шину AMBA, а во втором нет. И хотя количество внешних портов у них разное, это один и тот же проект, реконфигурированный под необходимое их количество. Маршрутизирующий коммутатор имеет в своем составе аппаратный контроллер RMAP Target, который необходим для изменения настроек коммутатора в процессе его функционирования.

Boot ROM – аппаратный загрузчик, который перед загрузкой операционной системы выполняет некоторые служебные действия, например проверку оборудования СнК.

Блок RealTimeClock предназначен для хранения бортового времени. В его состав входят календарь, часы и будильник.

Блок WathDogTimer – сторожевой таймер, предназначенный для контроля за «зависанием» программного обеспечения процессора СнК.

ПЛИС FPGA AFS1000 имеет аналоговую и цифровую части. Аналоговая предназначена для организации многоканальной аналоговой системы сбора данных (АССД). Цифровая часть является перепрограммируемой логической матрицей типа flash. Так как количество аналоговых каналов AFS1000 относительно не велико (30), то для увеличения многоканальности используется внешний коммутатор каналов. Сигнал с выхода внешнего коммутатора поступает в аналоговый модуль AFS1000, который выполняет его преобразование к виду удобному для последующих операций. С выхода аналогового модуля через аналоговый мультиплексор сигнал поступает на АЦП, которое преобразует его в цифровой вид.

Далее сигнал в зависимости от выбранного мультиплексором аналогового канала поступает или в контроллер системы электропитания (СЭП) или в контроллер АССД. Если сигнал предназначен для АССД, то он вместе с ранее полученной информацией упаковывается в пакеты SpW и отправляется через МК получателю: или бортовому компьютеру или командно-измерительной системе.

Если сигнал предназначался для контроллера СЭП, то он его воспринимает и в соответствии со своими алгоритмами работы выдает управляющие воздействия через выходные преобразователи на соответствующие управляющие входы СЭП.

Контроллер СЭП также может получить команды на коммутацию той или иной подсистемы СМКА. Получив такую команду, он подает сигнал управления на коммутационно-распределительное устройство, которое отключает электропитание соответствующей подсистемы. Можно, в том числе снять питание даже с FPGA A3PE3000.

Представленная концептуальная структура позволяет охарактеризовать БКУ-СнК как весьма сложную систему. Однако такая сложность позволяет удовлетворить жесткие требования к массо-габаритным и энергетическим параметрам БКУ-СнК, определяемыми параметрами сверхмалого космического аппарата класса CubeCat.

Список литературы

1. GRLIB IP Library User’s Manual [Текст]. – Aeroflex Gaisler, 2010. – 78 p.

2. Чекмарёв С. А. Способ и система тестирования сбоеустойчивых процессоров бортовых систем космических аппаратов [Текст] // Вестник СибГАУ. – Вып. 4 (56). – Красноярск: Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т, 2014. – С. 132–139.

3. Joris van Rantwijk, SpaceWire Light v20110709 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://opencores.org/project,spacewire_light, загл. с экрана.

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЛЕРА ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Т. Н. Батурин, И. В. Нигруца, П. В. Шаршавин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Tima090793@mail.ru

Описываются этапы проектирования контроллера двигателя внутреннего сгорания для беспилотных летательных аппаратов, приводится краткое описание основных функций разрабатываемого устройства и алгоритмов управления двигателем внутреннего сгорания. Составлена структурная схема, перечислены требования к устройству, представлена реализация печатной платы устройства в программе Altium Designer.

На сегодняшний день беспилотные летательные аппараты (БПЛА) средней и большой взлётной массы оснащаются двигателем внутреннего сгорания (ДВС). Это позволяет увеличить продолжительность полёта и, следовательно, повысить эффективность таких применений БПЛА, как аэромагниторазведка, аэрофотосъёмка в широком спектральном диапазоне, видеонаблюдение и т. п. [1]. В связи с этим возникает задача оптимального управления и контроля ДВС.

На рынке комплектующих для БПЛА присутствуют модели контролеров ДВС (КДВС) для авиамоделизма. Такие контролеры имеют низкую надёжность. Преимуществом разрабатываемого устройства перед аналогами является высокая надёжность, которая обеспечивается за счёт совместной работы КДВС и специализированного программного обеспечения автопилота [2]. На рис. 1 представлена структурная схема комплекса управления БПЛА с ДВС.

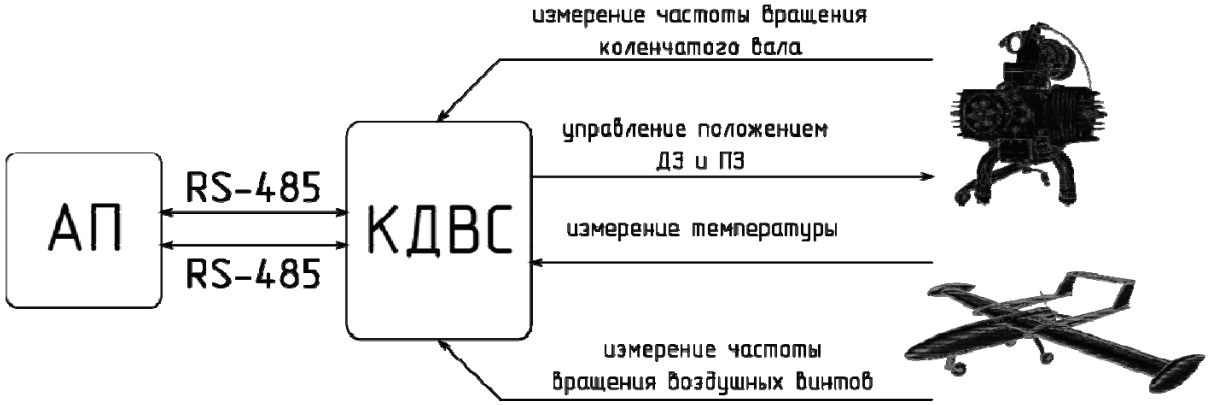


Рис. 1. Структурная схема комплекса управления БПЛА с ДВС

Разрабатываемое устройство предназначено для мониторинга и управления ДВС БПЛА и должно решать следующие задачи:

- управление зажиганием ДВС;
- управление запуском ДВС средствами коммутации стартера, управления положением пусковой и дроссельной заслонок (ПЗ, ДЗ);
- измерение и стабилизация частоты вращения коленчатого вала;
- измерение частоты вращения воздушных винтов БПЛА;

- измерение температуры цилиндров двигателя, температуры выхлопных газов и уровня топлива в баках.

Для обеспечения высокой надёжности управления БПЛА с ДВС комплекс управления должен работать в соответствии со следующим алгоритмом:

- запрос текущего состояния всех датчиков КДВС;
- формирование невязки показаний дублированных датчиков;
- определение текущего режима работы ДВС;
- в соответствии с текущим режимом работы ДВС передача управляющего воздействия на ДЗ, ПЗ, зажигание и стартер.

В случае возникновения аварийной ситуации, сопровождающейся критическим снижением частоты вращения редуктора воздушного винта, АП отправляет команду на активацию режима «Авария». Для БПЛА самолётного типа режим «Авария» означает перевод летательного аппарата в состояние планирования, а для БПЛА вертолётного типа – переход в состояние авторотации.

Диаграмма состояний контроллера ДВС представлена на рис. 2.

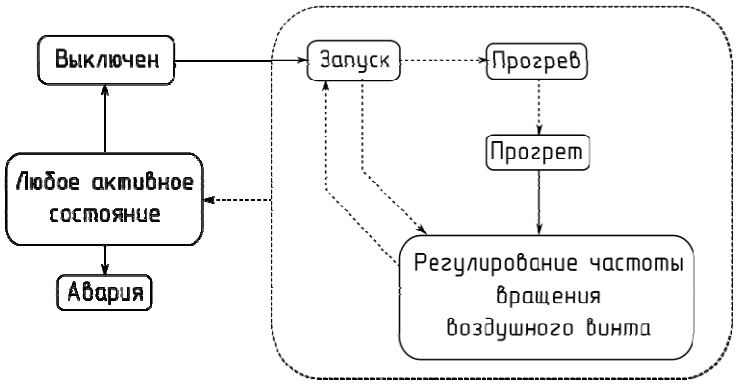


Рис. 2. Диаграмма состояний контроллера ДВС

Режим работы «выключен» соответствует закрытой ДЗ, открытой ПЗ и выключенному зажиганию. Режим «запуск» соответствует подаче команды на запуск стартера на ограниченный промежуток времени. В этом режиме производится контроль температуры стартера и частоты вращения коленчатого вала, напряжения на аккумуляторной батарее. В режиме «прогрев» КДВС поддерживает частоту вращения коленчатого вала в соответствии с температурой ДВС. При достижении рабочей температуры режим автоматически меняется на «прогрет», который соответствует оптимальной частоте вращения коленчатого вала на холостом ходу. В данном режиме БПЛА готов к взлёту. По приёму автопилотом команды оператора «взлёт» АП переводит КДВС в режим «регулирование частоты вращения винтов БПЛА».

Структурная схема КДВС представлена на рис. 3.

Управляющим элементом разрабатываемого устройства является микроконтроллер STM32F4 на базе ядра Cortex-M4 [3]. МК представляет собой 32 битный микроконтроллер со встроенными: аналого-цифровым преобразователем; 32 разрядными счётчиками; температурным датчиком; встроенными интерфейсами: UART/USART, CAN, USB, SPI и др. С помощью МК осуществляется управление твердотельными реле для коммутации магнето зажигания и электростартера, измерение температуры цилиндров ДВС и выхлопных газов, измерение частоты вращения коленчатого вала и винтов БПЛА. Организация связи контроллера двигателя и АП осуществляется с помощью двух интерфейсов RS-485 по байт-ориентированному протоколу VIN.

Для питания внешнего зажигания в устройстве используется управляемый микроконтроллером вторичный источник питания (ВИП) с гальванической изоляцией и мощностью 20 Вт. Для контроля тока системы зажигания установлен датчик тока на эффекте Холла. Измерение частоты вращения коленчатого вала и воздушных винтов БПЛА осуществляется с помощью датчиков Холла. Датчики выполнены в виде отдельных устройств и расположены вблизи вращающихся деталей.

Управление ДЗ и ПЗ осуществляется с помощью сервоприводов. Для стабилизации положения ДЗ и ПЗ в КДВС используется ПИ-регулятор. При включении КДВС, заслонки устанавливаются в положения по умолчанию, которые соответствуют режиму «Выключен».

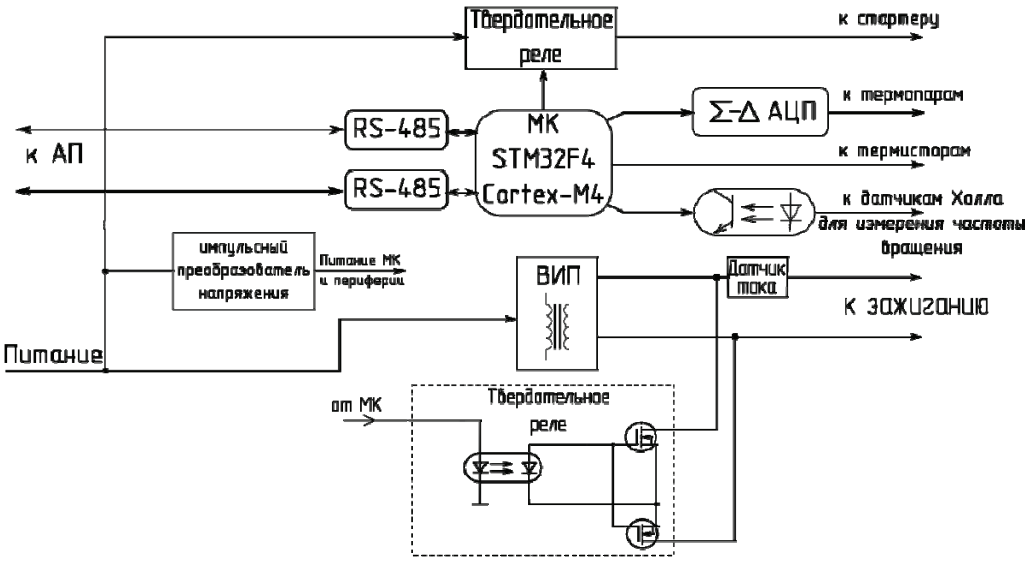


Рис. 3. Структурная схема контроллера двигателя внутреннего сгорания для беспилотных летательных аппаратов

Электрическая принципиальная схема и печатная плата устройства разрабатывались в программе Altium Designer. Для отвода тепла на печатной плате предусмотрены металлизированные площадки. Внешний вид устройства представлен на рис. 4.

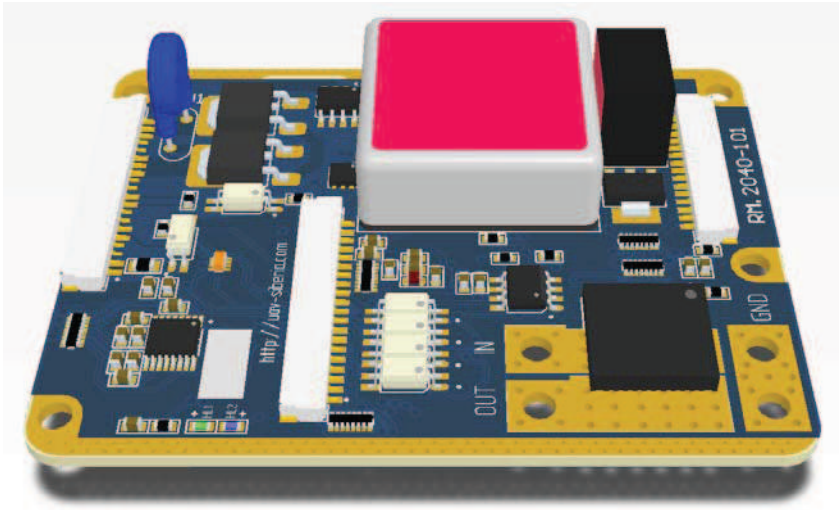


Рис. 4. Внешний вид устройства

Разработанное устройство прошло тестирование и в настоящее время находится на этапе интеграции в беспилотный летательный аппарат вертолётного типа «МБПВ-37» [4].

Список литературы

1. Батурин Т. Н., Шаршавин П. В. Разработка системы управления и контроля фотоаппаратов CANON EOS для беспилотного летательного аппарата аппаратов // Решетневские чтения : материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (7–9 нояб. 2013 г., Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2013. – Ч. 1. – 458 с.2

2. Батурин Т. Н., Боев Н. М., Нигруца И. В. Разработка преобразователя интерфейсов для исполнительных устройств мультироторного типа // Решетневские чтения : материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (7–9 нояб. 2013 г., Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2013. – Ч. 1. – 458 с.2.

3. STMicroelectronics европейская микроэлектронная компания [Электронный ресурс]. – URL: http://www.st.com/web/en/catalog/mmc/FM141/ (дата обращения 10.03.2015).

4. Концерн радиостроения «Вега» // ОАО «Концерн «Вега» [Электронный ресурс]. – URL: http://vega.su/ (дата обращения 15.03.2015).

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ДЕКОМПОЗИЦИЯ КАК ОСНОВА МИНИМИЗАЦИИ СИСТЕМ ЧАСТИЧНО ОПРЕДЕЛЕННЫХ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ В ОРТОГОНАЛЬНОЙ ФОРМЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

С. В. Бурмистров

Черкасский государственный технологический университет, Черкассы, Украина
18021, Украина, г. Черкассы, ул. Энгельса, 243, к. 51
e-mail: sergijburmistrov@yandex.ua

Обоснован новый метод минимизации частично определенных систем булевых функций – метод параллельной декомпозиции, заданных в ортогональной форме представления, суть которого заключается в направленном доопределении частично или слабоопределенных булевых функций с целью получения наименьшего суммарного значения коэффициента сложности реализации системы в целом.

Наиболее трудоемкой частью логического проектирования цифровых блоков (ЦБ) является минимизация булевых функций (БФ) с большим числом переменных, которые составляют их информационные ядра. Указанные ядра произвольного ЦБ по строению является комбинационными схемами (КС) с *n* входными аргументами x_i и *m* выходами БФ y_i.

Традиционные методы минимизации, которые с успехом используются для минимизации БФ с небольшим числом переменных, приложенные к минимизации БФ с большим числом переменных, показали малую эффективность при удовлетворении ограничений по числу полюсов для сложных базовых элементов.

Для решения данной проблемы предлагается использование ортогональной формы представления (ОРФП) БФ [1]. ОРФП БФ является эволюционным развитием теории о декомпозиции БФ. Под декомпозицией БФ *f(n)* следует понимать разложение булевой функции на члены ряда по формуле:

$$y = \overline{x_i} \wedge Q_{i0}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \bigcup x_i \wedge Q_{i1}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \quad (1)$$

$$y = \Phi_{i0} \wedge Q_{i0}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n) \bigcup \Phi_{i1} \wedge Q_{i1}(x_1,...,x_{i-1},x_{i+1},...,x_n),$$

где Q_{i0}, Q_{i1} – информационные части членов ряда; Φ_{i0}, Φ_{i1} – базисные части членов ряда, которые образуются во время разложения

В декомпозиции БФ *f(n)* получают вторичные независимые булевы функции $f_{i0}(n-1)$ и $f_{i1}(n-1)$, которые в формуле являются информационными частями членов ряда.

Для получения минимальной ФП нужно сделать определенное число разложений, другими словами, выбрать для каждого члена ряда такое значение *K* (назовем это значение оптимальным для конкретного члена ряда – $K_{опт}$, а форму БФ, в которой все члены ряда имеют такое значение, оптимальной формой – $БФ_{опт}$), при котором суммарные показатели сложности реализации КС, построенной на основе данной БФ, были бы минимальными [2].

Исследования по определению $K_{опт}$ показали, что предпочтительным является не единое значение, общее для всей БФ, а разное для каждого члена ряда $K_{опт_m}$.

Особый интерес представляет случай, при котором в результате декомпозиции информационная часть члена ряда $Q_i = 1$ или $Q_i = 0$.

Если $Q_i = 1$, то $\Phi_i \wedge Q_i = \Phi_i \wedge 1 = \Phi_i$ – член ряда равен значению базисной части Φ_i, а если $Q_i = 0$, то $\Phi_i \wedge Q_i = \Phi_i \wedge 0 = 0$ – член ряда равен нулю.

Как следствие, булева функция, в которой каждый член ряда (1) в результате тождественных преобразований имеет информационную часть $Q_i = 1$ или $Q_i = 0$, является $БФ_{опт}$.

Минимизация БФ в ОРФП может быть реализована 2 способами:

1. Путем избавления от информационных частей членов ряда. В этом случае получают один краевых стандартных форм представления (ФП) БФ:
   - Классическая ФП (базис И, ИЛИ, НЕТ)
   - Полиномиальная ФП (базис И, исключающее-ИЛИ, логическая 1, НЕТ)
   - Арифметическая ФП (базис И, НЕТ, арифметическая сума)).
2. Путем минимизации информационных частей членов ряда как независимых вторичных БФ.

Преимуществом первого способа является то, что конечный ЦБ имеет максимальную функциональную производительность, а преимуществом второго способа является расширенный базис и меньшие показатели сложности реализации ЦБ.

Над информационными частями могут быть выполнены следующие логические действия, если в результате тождественных преобразований они могут получить значения:

1. В результате декомпозиции одна из информационных частей БФ $f_{i0}(n-1)$ или $f_{i1}(n-1)$ могут стать константами 0 (в этом случае согласно аксиомой $\boldsymbol{x\text{^}0 = 0}$ весь член ряда становится равным нулю) или 1 (в этом случае согласно аксиоме $\boldsymbol{x\text{^}1 = x}$ весь член ряда становится равным базисной части). Вероятность такого явления в полном множестве $L(n)$ всех БФ $f(n)$ составляет $\frac{2}{2^{2^n}} = 2^{1-2^n}$. В обоих случаях соответствующие члены ряда БФ $f(n)$ освобождаются от информационных частей.
2. Для информационных частей БФ $f_{i0}(n-1)$ или $f_{i1}(n-1)$ не выполняется условие пункта 1. В этом случае указанные вторичные БФ следует рассматривать как независимые булевы функции $f(n-1)$, которые подлежат следующей декомпозиции.

Если проводить декомпозицию вторичных БФ до тех пор, пока путем сокращения на следующих этапах не исчезнут вторичные БФ f_{i0} и f_{i1}, получают минимальную дизъюнктивную нормальную форму (МДНФ) булевой функции.

Ключевым критерием в процессе минимизации путем параллельной декомпозиции является значение базисного коэффициента $K_{опт_m}$. Коэффициент $K_{опт_m}$ выполняет регуляторную функцию распределения аргументов в базисную и информационную части членов ряда. Он показывает, сколько аргументов в данном члене ряда будет принадлежать базисной части в минимальной форме. Для БФ $f(n)$ значение базисного коэффициента K может находиться в пределах $K = 1, 2, ..., n$. Чем ниже значения базисного коэффициента K для минимизированных членов ряда БФ, в которых отсутствует информационная часть, тем лучшими являются показатели сложности реализации устройства.

Минимизация путем обычной декомпозиции не определяет выбор аргументов, по которым последовательно нужно поводить декомпозицию, и не всегда приводит к МДНФ булевой функции с наименьшими показателями уровня сложности реализации. Для устранения недостатков был разработан метод параллельной декомпозиции, суть которого состоит в том, что разложение БФ выполняют параллельно одновременно по всем аргументам БФ в порядке возрастания значения базисного коэффициента K.

Основным объектом минимизации БФ служит расширенная модифицированная таблица истинности БФ (РМТИ БФ). Расширенная таблица содержит в столбцах аргументов при значении базисного коэффициента:

- $K = 1 \rightarrow$ литералы БФ (аргументы и их инверсии);
- $K = 2 \rightarrow$ конъюнкции, что состоят из 2 литерал БФ;
- ...;
- $K = n \rightarrow$ конъюнкции, что состоят из n литерал БФ

Фактически, названия столбиков аргументов РМТИ БФ определяют полный набор базисных частей при определенном значении базисного коэффициента K, а содержание – соответствующий полный набор информационных частей.

Последним столбиком РМТИ БФ является столбец результата.

Для ускорения минимизации предлагается выполнять процесс проверки не всей РМТИ БФ, а лишь ее урезанной части. Перед началом проверки нужно вычислить количество нулей и количество единиц в столбце результата. Если количество нулей больше, то в таблице (для определенности назовем ее прямая урезана РМТИ БФ) вычеркнуть все строки, в которых в столбце результата стоит цифра 0. Если количество единиц меньше, то в таблице (для определенности назовем ее инверсная урезана РМТИ БФ) вычеркнуть все строки, в которых в столбце результата стоит цифра 1. В результате в образованных урезанных РМТИ БФ нужно посчитать количество единиц в каждом столбце аргумента. По критерию, приведенному в таблице 1, определить базисные части, значения соответствующих информационных частей которых равна либо нулю или единице.

Таблица 1

Критерий, при котором сокращается
соответствующая информационная часть булевой функции

№ пп	Значение коэффициента K	Количество единиц в столбце аргумента в прямой урезанной РМТИ БФ		Количество единиц в столбце аргумента в инверсной урезанной РМТИ БФ	
		ИЧ=1	ИЧ=0	ИЧ=1	ИЧ=0
1	0	$\sum_{K=0}^{Q_i=1} = 2^n$	$\sum_{K=0}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=0}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=0}^{\overline{Q_i=0}} = 2^n$
2	1	$\sum_{K=1}^{Q_i=1} = 2^{n-1}$	$\sum_{K=1}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=1}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=1}^{\overline{Q_i=0}} = 2^{n-1}$
3	2	$\sum_{K=2}^{Q_i=1} = 2^{n-2}$	$\sum_{K=2}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=2}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=2}^{\overline{Q_i=0}} = 2^{n-2}$
4	3	$\sum_{K=3}^{Q_i=1} = 2^{n-3}$	$\sum_{K=3}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=3}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=3}^{\overline{Q_i=0}} = 2^{n-3}$
…	…	…	…	…	…
n-1	n-2	$\sum_{K=n-2}^{Q_i=1} = 2^2$	$\sum_{K=n-2}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=n-2}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=n-2}^{\overline{Q_i=0}} = 2^2$
n	n-1	$\sum_{K=n-1}^{Q_i=1} = 2^1$	$\sum_{K=n-1}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=n-1}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=n-1}^{\overline{Q_i=0}} = 2^1$
n+1	n	$\sum_{K=n}^{Q_i=1} = 2^0$	$\sum_{K=n}^{Q_i=0} = 0$	$\sum_{K=n}^{\overline{Q_i=1}} = 0$	$\sum_{K=n}^{\overline{Q_i=0}} = 2^0$

Данный критерий позволяет свести процесс минимизации к вычислению количества единиц в каждом столбце аргументов урезанной РМТИ БФ

В случае минимизации частично определенных булевых функций параллельно с минимизацией [4] проводится доопределение БФ с целью получения булевой функции с наименьшими показателями сложности реализации БФ. В этом случае урезанная РМТИ БФ обязательно должна содержать строки, значения которых в столбике результата не определены. В процессе доопределения она должна последовательно доурезаться. Критерий минимизации в этом случае имеет вид:

✓ в случае прямой урезанной РМТИ БФ:

➢ для $Q_j^{K=i}=1 \rightarrow \sum_{K=i}^{Q_j=1}+\sum_{K=i}^{*}=2^{n-i}$, при условии $\sum_{K=i}^{Q_j=1}>0$, i = 0, 1, ..., n;

➢ для $Q_j^{K=i}=0 \rightarrow \sum_{K=i}^{Q_j=0}=0$, при условии $\sum_{K=i}^{*}>0$, i = 0, 1, ..., n;

✓ в случае инверсной урезанной РМТИ БФ:

➢ для $Q_j^{K=i}=1 \rightarrow$, $\sum_{K=i}^{\overline{Q_j=0}}=0$ при условии $\sum_{K=i}^{*}>0$, i = 0, 1, ..., n;

➢ для $Q_j^{K=i}=0 \rightarrow$, $\sum_{K=i}^{\overline{Q_j=1}}+\sum_{K=i}^{*}=2^{n-i}$ при условии $\sum_{K=i}^{\overline{Q_j=1}}>0$, i = 0, 1, ..., n.

Задача минимизации систем частично определенных булевых функций (ЧО СБФ) является прямым следствием и логическим продолжением решения задач минимизации полностью [3] и частично определенных БФ [4], а также систем полностью определенных БФ [5]. Несмотря на то, что уже разработаны принципы и методы решения указанной задачи, решение задачи остается сложным в реализации и протяжным во времени. При этом нужно учитывать особенности получаемого результата:

1. Задачу нельзя свести к минимизации и определению каждой принадлежащей ей отдельной ЧО БФ независимо друг от друга и построения набора изолированных комбинационных подсхем в виде единой общей схемы. Как результат, в схеме появятся параллельные одинаковые участки, которые используются различными БФ системы. Задача обработки ЧО СБФ заключается в таком доопределении строк ТИ каждой БФ, при котором система БФ в процессе минимизации должна наименьшие показатели сложности реализации обобщенного коэффициента $S_{\sum}$ [2].

2. Полностью определенная булева функция, которая имеет наименьшие показатели сложности реализации БФ и принадлежит множеству ЧО БФ, не всегда такие же показатели сложности, что и ЧО БФ. При формировании конечного ответа ЧО БФ не учитываются доопределенные единицы колонки результата РМТИ БФ.

3. Поиск одинаковых параллельных участков нужно выполнять среди полностью минимизированных членов каждой БФ, которые имеют одинаковое значение базисного коэффициента *K*. В этом случае схема имеет более компактный и оптимальный вид.

Алгоритм минимизации систем частично определенных булевых функций имеет вид (см. рис. 1). Он состоит из этапов:

1. Задать систему ЧО БФ в виде РМТИ БФ.

2. Определить, из скольких БФ (*m*) состоит система и от скольких аргументов зависит каждая ЧО БФ ($n_1, n_2, ..., n_m$).

3. На основе общей РМТИ БФ системы задать для каждой ЧО БФ свою РМТИ БФ и сделать на их основе урезанные РМТИ БФ.

4. Сформировать для каждой БФ полный перечень базисных частей при *K*=1, среди которых осуществляется поиск элементов конечного ответа для указанной БФ.

5. Проверить, есть ли среди найденных элементов конечного ответа элементы, которые одновременно принадлежат нескольким БФ, и пометить их.

6. Доопределить каждую ЧО БФ и найти перечень доопределенных булевых функций для каждой ЧО БФ и соответствующий перечень элементов конечного ответа.

7. Выполнить коррекцию урезанной расширенной РМТИ БФ.

8. Построить для каждой определенной БФ полный перечень базисных частей Φ_i для следующего значения *K*, среди которых осуществляется поиск элементов конечного ответа для указанной БФ.

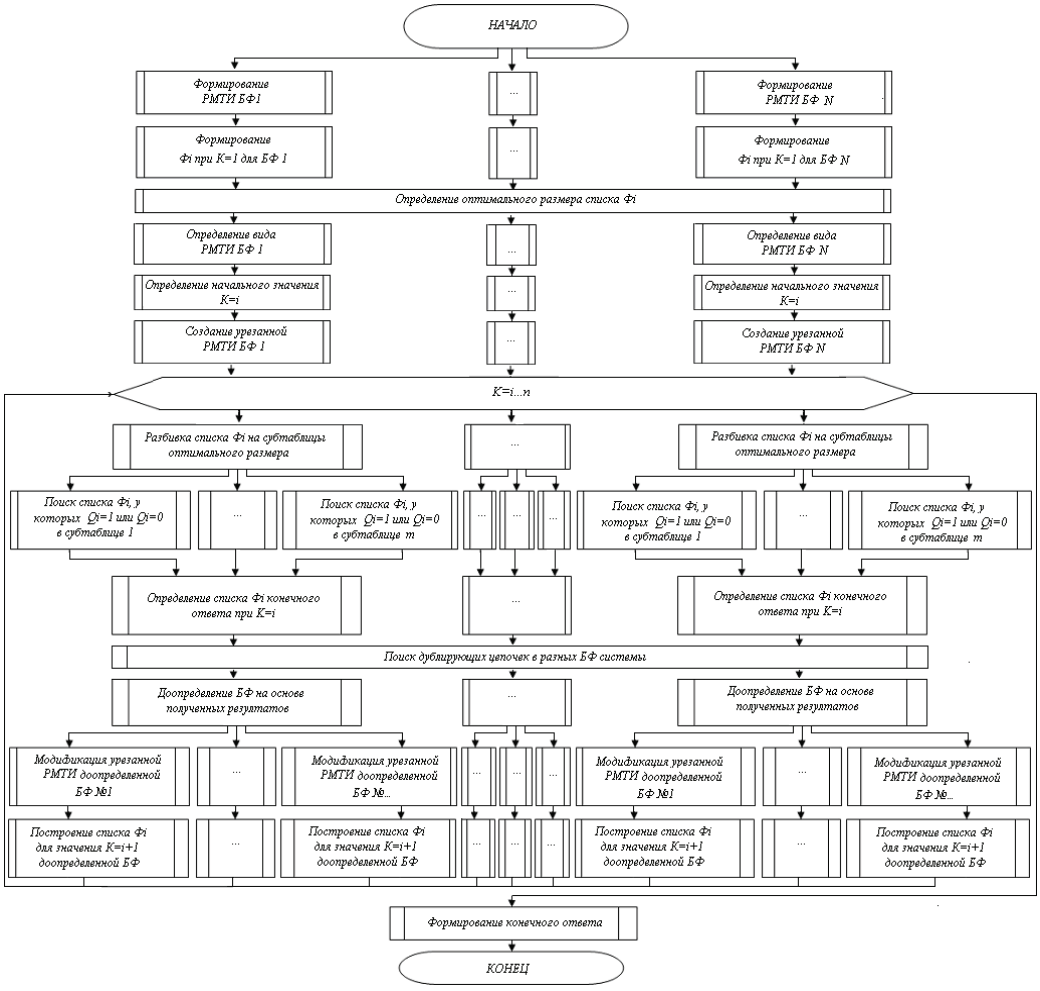


Рис. 1. Блок-схема доопределения и минимизации системы ЧО БФ

9. Действия повторять, пока не будет получено значение коэффициента $K = n$.

10. На основе элементов конечного ответа каждой БФ сформировать окончательный ответ в виде МДНФ для каждой БФ.

Список литературы

1. Кочкарьов Ю. О., Синько І. В., Панаско О. М. Оптимізація структури комбінаційних схем шляхом використання оптимальної форми представлення логічних функцій // Матеріали ІІ міжнародної науково-технічної конференції (ІМТ-2009), Черкаси. – С. 38–39.

2. Классические и альтернативные минимальные формы логических функций. Каталог-справочник /Ю. А. Кочкарев, Н. Н. Пантелеева, Н. Л. Казаринова, С. А. Шакун. – Черкассы: Черкасский институт управления, 1999. – 193 с.

3. Кочкарев Ю. А., Бурмистров С. В., Аксенов С. Ф. Минимизация булевых функций по частям // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2012. – № 4. – С. 110–116.

4. Кочкарев Ю. А., Бурмистров С. В., Аксенов С. Ф. Минимизация частично определенных булевых функций в ортогональной форме представления // Прикладная радиоэлектроника. – 2013. – Т. 12.– № 3. – С. 413–420.

5. Кочкарев Ю. А., Рудницкий В. Н., Бурмистров С. В. Минимизация систем полностью определенных булевых функций в ортогональной форме представления // Эвристические алгоритмы и распределенные вычисления в прикладных задачах. Вып. 2: Коллективная монография под ред. проф. Мельникова. – Ульяновск, 2013. – С. 87–100.

ИЗМЕРИТЕЛЬ ТЕПЛОВОГО ИМПЕДАНСА МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

А. А. Гавриков, Н. А. Никитин, В. И. Смирнов (научный руководитель)

Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
432017, г. Ульяновск, ул. Гончарова, 48/2
E-mail: a.gavrikoff@gmail.com

Рассмотрен новый способ измерения компонент теплового импеданса мощных полевых транзисторов, в котором используется воздействие на объект измерения греющей мощности, модулированной по гармоническому закону. Для выявления компонент теплового импеданса предложен способ, основанный на измерении зависимости модуля теплового импеданса Z_T от частоты модуляции греющей мощности ω, дифференцировании спектра $Z_T(\omega)$ по частоте модуляции и последующего вычисления зависимости $[dZ_T/d\omega]^{-1}$ от Z_T.

Современные мощные полевые транзисторы (MOSFET-транзисторы) способны коммутировать токи в несколько сотен ампер, величина рассеиваемой в них мощности может достигать нескольких сотен ватт. Это может вызвать сильный перегрев кристалла транзистора с последующими негативными последствиями. Поэтому при разработке конструкции транзистора необходимо обеспечивать хороший отвод тепла от активной области кристалла (*p-n*-перехода) к корпусу транзистора и далее через радиатор в окружающую среду.

Качество теплоотвода любого полупроводникового прибора определяется тепловым сопротивлением «переход – корпус» $R_{Tп\text{-}к}$ или «переход – среда» $R_{Tп\text{-}с}$. По определению тепловое сопротивление R_T равно приращению температуры ΔT *p-n*-перехода полупроводникового прибора относительно корпуса или окружающей среды при рассеивании в нем единичной мощности:

$$R_T = \Delta T/P,$$

где P – рассеиваемая в приборе мощность.

Следует отметить, что тепловое сопротивление «переход – окружающая среда» $R_{Tп\text{-}с}$ включает в себя несколько компонент. Например, для полупроводникового светодиода, смонтированного на радиаторе (рис. 1), оно состоит из трех компонент: «переход – монтажная пластина» $R_{Tп\text{-}пл}$, «монтажная пластина – радиатор» $R_{Tпл\text{-}р}$ и «радиатор – окружающая среда» $R_{Tр\text{-}ср}$. Через $T_п$, $T_{пл}$, $T_р$ и $T_{ср}$ обозначены соответственно температуры *p-n* перехода, пластины, радиатора и окружающей среды.

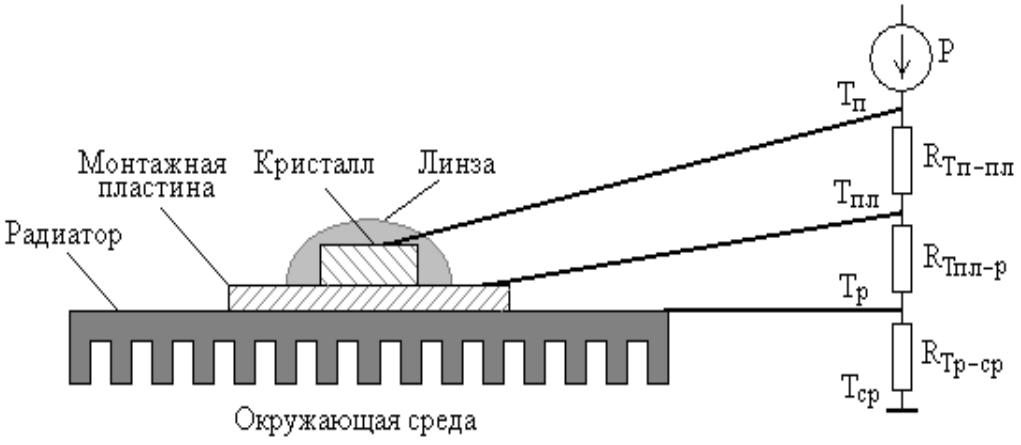


Рис. 1. Упрощенная конструкция полупроводникового светодиода и его тепловая схема

Для проектировщиков полупроводниковых приборов (мощных транзисторов и диодов, светодиодов и т. д.) важно иметь средства измерения всех компонент теплового сопротивления, поскольку это позволяет оптимизировать конструкцию прибора с точки зрения качества теплоотвода. Определение компонент теплового сопротивления возможно двумя методами, которые условно называют временным и частотным [1].

Во временном методе, положенном в основу стандарта JESD51-1 [2], на объект воздействуют ступенчато изменяющейся мощностью и измеряют отклик на это воздействие – изменения температуры перехода T(t) в процессе нагрева. Температура перехода определяется косвенным способом на основе измерения температурочувствительного параметра (ТЧП), который обычно линейно зависит от температуры. Для диодов и биполярных транзисторов в качестве ТЧП используют прямое падение напряжения на *p-n*-переходе при малом измерительном токе, для полевых транзисторов – сопротивление открытого канала транзистора. В качестве примера на рис. 2 показана такая зависимость, представленная в линейном масштабе по оси абсцисс, и в логарифмическом масштабе. Пологие участки, имеющиеся на кривой нагрева, соответствуют различным компонентам полного теплового сопротивления. Анализ кривой нагрева позволяет определить эти компоненты. Данный метод положен в основу работы известного измерительного комплекса T3Ster производства фирмы Mentor Graphics [3].

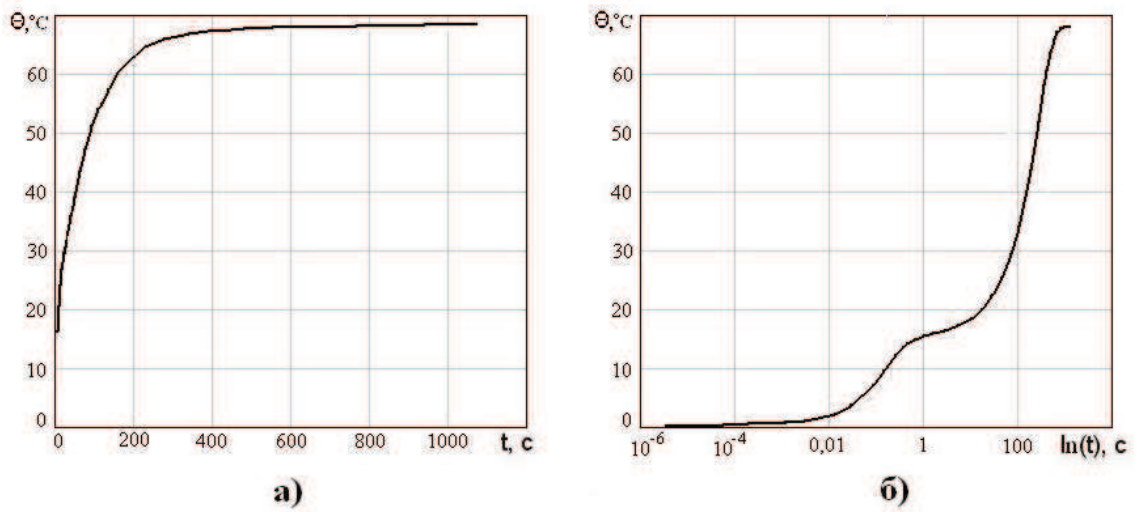


Рис. 2. Временная зависимость температуры p-n-перехода объекта в процессе нагрева ступенчато изменяющейся мощностью: а) линейный масштаб по оси абсцисс; б) – логарифмический масштаб

Альтернативой временному методу является спектральный метод измерения компонент теплового сопротивления, в котором используется воздействие на объект греющей мощности, модулированной по гармоническому закону [4]. Для этого через объект пропускают импульсы греющего тока с постоянной амплитудой и периодом следования, длительность которых изменяется по гармоническому закону. В паузах между греющими импульсами измеряют ТЧП и определяют температуру перехода T(t), которая, также как и греющая мощность P(t), изменяется по гармоническому закону, но сдвинута относительно мощности по фазе. После этого вычисляют Фурье-трансформанты первых гармоник $T_1(\omega)$ и $P_1(\omega)$, что позволяет определить модуль теплового импеданса Z_T и его фазу φ на частоте модуляции ω.

Измерение теплового импеданса мощных MOSFET-транзисторов имеет ряд особенностей, связанных с их структурой (рис. 3). В обычном режиме работы на затвор относительно истока подается положительное напряжение, в результате чего в транзи-

сторе индуцируется канал *n*-типа, соединяющий области истока и стока. Сопротивление канала обычно составляет единицы и десятки мОм, что позволяет коммутировать через него большие токи. Поскольку рассеиваемая в транзисторе мощность может достигать нескольких сотен ватт, необходимо, чтобы его тепловое сопротивление «переход – корпус» было порядка 1 К/Вт и ниже (для многих MOSFET-транзисторов $R_{Тп\text{-}к}$ имеют значения на уровне 0,5 К/Вт). Для того, чтобы в процессе измерений его теплового сопротивления разогреть переход хотя бы на один 1 К, необходима мощность примерно 2 Вт. При сопротивлении открытого канала полевого транзистора 1 мОм через него в этом случае необходимо пропустить греющий ток около 45 А. При использовании широтно-импульсной модуляции греющей мощности амплитуда импульсов должны быть в 2 раза выше этого значения, т. е. порядка 90 А. Протекание таких импульсов тока может вызвать в блоке измерения ТЧП существенные электромагнитные помехи по цепям питания и общей шине.

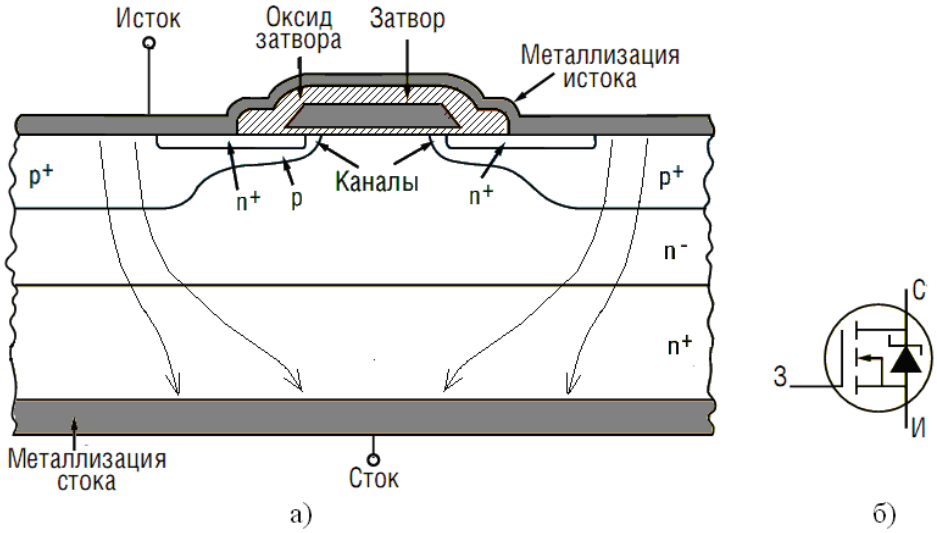


Рис. 3. Структура мощного MOSFET- транзистора (а) и его условное обозначение (б)

Нами предложен способ измерения ТЧП, в котором для разогрева активной области кристалла MOSFET-транзистора используются значительно меньшие греющие токи. В этом способе нагрев транзистора осуществляется пропусканием ШИМ-импульсов греющего тока не через индуцированный канал транзистора, а через внутренний антипараллельный диод, соединяющий области истока и стока. В этом случае рассеиваемая в транзисторе мощность P будет определяться произведением $I \cdot U_D$ (U_D – напряжение на диоде, равное примерно 1 В). Для рассеивания мощности в 2 Вт требуется ток величиной 2 А. Поскольку нагрев производится не постоянным током, а ШИМ-импульсами со средней скважностью 2, амплитуда импульсов должна составлять величину равную всего лишь 4 А. Это значительно упрощает реализацию метода измерения теплового сопротивления мощных MOSFET-транзисторов.

Для определения компонент теплового импеданса всех звеньев теплового пути «переход – кристаллодержатель – корпус – радиатор – окружающая среда» производится измерение зависимости модуля теплового импеданса Z_T от частоты модуляции ω греющей мощности (спектра теплового импеданса). Компоненты теплового импеданса проявляются в спектре $Z_T(\omega)$ в виде пологих участков или точек перегибы. Для выявления этих участков производится дифференцирование спектра $Z_T(\omega)$ по частоте модуляции ω и вычисление зависимости $[dZ_T/d\omega]^{-1}$ от Z_T, что позволяет по положению мак-

симумов определить компоненты теплового импеданса объекта измерения. В качестве примера на рис. 4 представлены результаты измерения компонент теплового импеданса мощного MOSFET-транзистора IRF3206. В верхнем графическом окне представлен спектр теплового импеданса $Z_T(\omega)$, в нижнем – зависимость $[dZ_T/d\omega]^{-1}$ от Z_T.

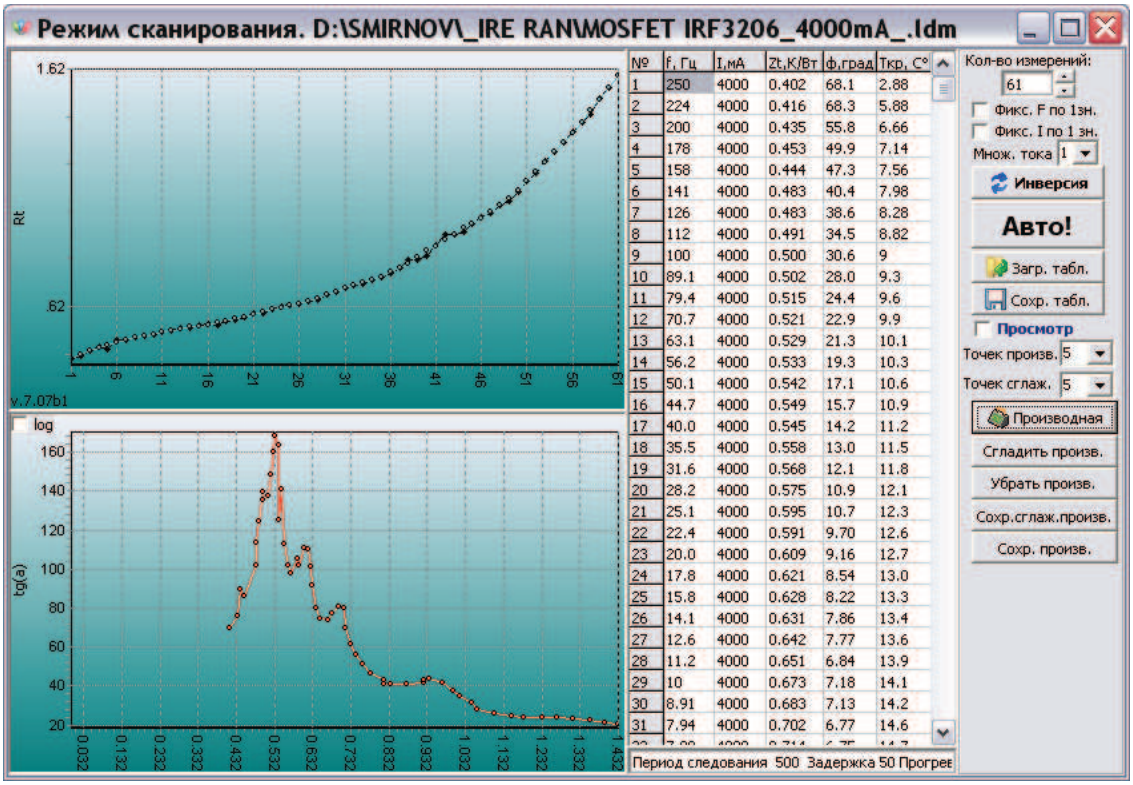


Рис. 4. Результаты измерения компонент теплового импеданса MOSFET-транзистора IRF3206

Амплитуда ШИМ-импульсов греющего тока составляла 4 А, период следования – 500 мкс, коэффициент модуляции – 0,5, диапазон частот модуляции – от 0,25 до 250 Гц. Образец монтировался на радиатор через теплопроводящую пасту. Значение теплового сопротивления «переход – корпус» составляет 0,53 К/Вт, что согласуется со значением, приведенным в технической документации транзистора для IRF3206, которое равно 0,54 (max) К/Вт.

Список литературы

1. Смирнов В. И., Сергеев В. А, Гавриков А. А. Спектральный и временной методы измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2014. – № 10. – С. 58–63.

2. IC Thermal Measurement Method – Electrical Test Method (Single Semiconductor Device) EIA/JEDEC JESD51-1 standard // http://www.jedec.org/download/search/jesd51-1.pdf.

3. T3Ster – Thermal Transient Tester http:// http://www.mentor.com/micred.

4. Смирнов В. И., Сергеев В. А, Гавриков А. А. Аппаратно-программный комплекс для измерений тепловых характеристик полупроводниковых приборов // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 1. – С. 135–136.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ТЕСТОВАЯ УСТАНОВКА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В. В. Кондусов, В. А. Кондусов

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Разработанная установка является составной частью программно-аппаратного комплекса для измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов в корпусах типа КТ-99-1 и 4601.3-1.

Измерения электрических параметров полупроводниковых приборов при их производстве является важнейшей частью технологического процесса. Результаты таких измерений служат для определения их эксплуатационных возможностей, являются исходным материалом при расчете схем, а с другой стороны, позволяют косвенным образом судить о внутренних свойствах и особенностях приборов [1].

Разработанная установка является составной частью программно-аппаратного комплекса для измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов в корпусах типа КТ-99-1 и 4601.3-1, предназначена для совместного использования с задатчиком режимов и обеспечивает тестирование и снятие характеристик полупроводниковых приборов при температуре до 150 ^{o}C. Количество одновременно тестируемых приборов – 50 шт. Электрическая функциональная схема установки приведена на рис. 1.

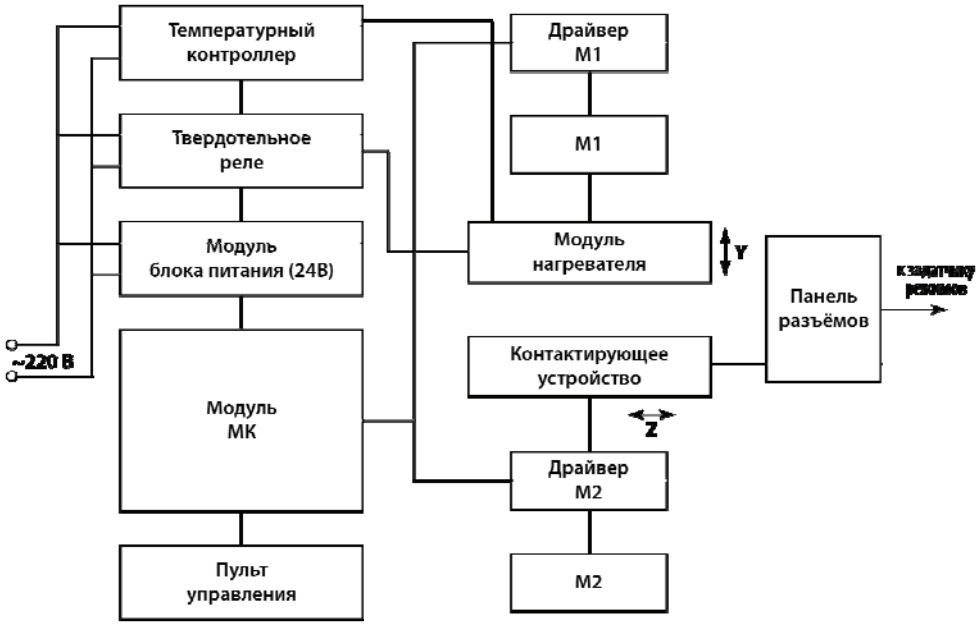


Рис. 1. Функциональная схема установки

Основой установки является контактирующее устройство (КУ), предназначенное для загрузки 50 полупроводниковых приборов в корпусах КТ-99-1 с игольчатыми пружинными выводами от каждого прибора на внешнюю панель разъёмов установки для последующего соединения с задатчиком режимов. Контактирующее устройство представляет собой панель из аморфного термопластического материала (полиэфиримид (PEI)), обладающего высокой прочностью и термостойкостью, сохраняющего свои очень хорошие электроизоляционные и диэлектрические свойства в диапазоне темпе-

ратур от -50 до + 170 ºС. В панели фрезерованием сделаны карманы для установки полупроводниковых приборов. Электрический и тепловой контакт приборов осуществляется прижимом термоплиты (модуль нагревателя) через электроизоляционную теплопроводящую панель. Прижим термоплиты с контактирующим устройством регулируется кнопками 1, 2, 3, расположенными на передней панели установки. Пружинные игольчатые контакты укреплены пайкой на печатной плате закреплённой на панели КУ.

Система управления установкой основана на 8-битном микроконтроллере ATmega8a и представлена модулем микроконтроллера. Управляющая программа для микроконтроллера разрабатывалась с помощью интегрированной платформы разработки (IDP) для проектирования и отладки приложений на базе микроконтроллеров Atmel ARM® Cortex™-M и AVR® – Atmel Studio 6.2. Исходный код программы написан на языке программирования С++.

Модуль микроконтроллера содержит цепь кварцевой стабилизации тактовой частоты, микросхемный стабилизатор напряжения +5В, модули драйверов шаговых двигателей М1 и М2, разъём внутрисхемного программирования.

Панель управления установкой соединена с модулем микроконтроллера, выведена на лицевую часть установки и содержит кнопочные переключатели:
«0» – установка контактирующего устройства в исходное положение для загрузки исследуемых полупроводниковых приборов, остановка и возврат в исходное положение контактирующего устройства , «1», «2», «3» – функция «Работа» с различными усилиями прижима исследуемых полупроводниковых приборов в контактирующем устройстве, соответственно: «1» – минимальное усилие прижима, «3» – максимальное усилие прижима. Внешний вид передней панели установки представлен на рис. 2.

Рис. 2. Передняя панель установки

Для задания и точного поддержания температуры рабочей зоны использовался ПИД контроллер температуры TCN4S производства компании Autonics. Для измерения температуры модуля нагревателя (нагревательной плиты) использовался преобразователь термоэлектрический типа ХА (К), входящий в состав контроллера температуры. Для нагрева и поддержания заданной температуры совместно с контроллером температуры использовалось твёрдотельное реле.

Модуль блока питания 24 В использовался в качестве источника питания шаговых двигателей М1 и М2, подключаемых через драйвера, управляемые микроконтроллером а также для получения стабильного напряжения +5 В, необходимого для питания модуля микроконтроллера.

Модуль нагревателя и контактирующее устройство приводились в движение с помощью винтовых передач шаговыми двигателями М1 и М2 соответственно, с точностью позиционирования 27 мкм.

Общий вид установки представлен на рис. 3.

На рис. 4 представлена задняя панель установки.

Рис. 3. Общий вид установки

Рис. 4. Задняя панель установки

Проектирование шасси, кинематических взаимосвязей и инженерные расчеты осуществлялось в системе Solidworks (Солидворкс) – программном комплексе САПР, обеспечивающем разработку изделий любой степени сложности и назначения.

Для исследования температурных характеристик рабочей зоны установки использовалось пять термоэлектрических преобразователей ТСП 9703 (платиновые), представляющих собой гибкое основание с закреплённым на нём чувствительным элементом, установленные по периметру рабочей зоны и один в центре. Термопреобразователи подключались к многоканальному прецизионному измерителю температуры МИТ-8 с функцией самописца с выходом на ПК. По результатам исследований температурных характеристик выявлены данные указанные в табл. 1.

Таблица 1

Температурные характеристики

№ п/п	Характеристика	Ед. изм.	Показатель
1	Время выхода на температурный режим 100^{0}C	мин	5
2	Время стабилизации температурного режима	мин	2
3	Максимальное отклонение температуры в рабочей зоне от заданного значения, при $T_{раб.} \leq 100^0$C	^{0}C	±0,5
4	Максимальное отклонение температуры в рабочей зоне от заданного значения, при $T_{раб.} > 100^0$C	^{0}C	±0,7
5	Градиент распределения температуры рабочей зоны	^{0}C	0,5

Полученные данные указывают на оптимальный выбор материалов и конструкции рабочей зоны. Температурные характеристики рабочей зоны в несколько раз превосходят требования, предъявляемые к установкам такого типа.

При исследовании температурных характеристик рабочей зоны установки использовались следующие настройки температурного контроллера: диапазон пропорционального регулирования (P) – 5.7, интегральная составляющая (I) – 100, дифференциальная составляющая (D) – 20, корректировка входа (IN-B) – 2,0.

В табл. 2 представлены технические характеристики разработанной установки.

Таблица 2

Основные технические характеристики

№	Характеристика	Ед. изм.	Значение
Общие характеристики			
1	Напряжение питания	В	220 ± 10%
2	Частота питающей сети	Гц	50 ± 0,4
3	Потребляемая мощность, не более	Вт	700
4	Температура эксплуатации	^{0}C	от +10 до +35
5	Размеры (ШхДхВ)	мм	270x410x360
6	Масса, нетто	кг	32,5
Характеристики рабочей зоны			
7	Габариты рабочей зоны (ШхДхВ)	мм	170x120x5
8	Диапазон рабочих температур	^{0}C	50-150
9	Время выхода на температурный режим, не более	мин	10
10	Время стабилизации температурного режима, не более	мин	7
11	Максимальное отклонение температуры в рабочей зоне от заданного значения, при $T_{раб.} \leq 100^0$C	^{0}C	± 0,7
12	Максимальное отклонение температуры в рабочей зоне от заданного значения, при $T_{раб.} > 100^0$C	^{0}C	± 1
13	Градиент распределения температуры рабочей зоны, не более	^{0}C	0,7
14	Точность задания температуры	^{0}C	1

Список литературы

1. Аронов В. Л., Федотов Я. А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов: учеб. пособие для специальностей полупроводниковой техники вузов. – М.: Высш. шк., 1975.

КОМПЬЮТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ СПОРТСМЕНОВ

Д. Н. Леончиков, А. О. Недбайло,
Г. М. Алдонин, В. В. Черепанов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: GAldonin@sfu-krs.ru

Рассмотрен компьютерный анализ физиологического состояния спортсменов в ходе тренировочного процесса, что необходимо для вывода спортсмена на пик формы к моменту соревнования и исключения перетренированности спортсмена, инвалидностей и даже летальных исходов.

Профессиональный спорт требует запредельных физических и эмоциональных нагрузок на организм спортсмена. Перетренированность ведёт к длительным периодам восстановления спортивной формы, возникновение инвалидностей и даже летальных исходов на соревнованиях и на тренировках. Для того чтобы исключить, подобные случаи необходим постоянный мониторинг их физиологического состояния с помощью кардиомониторов холтеровского типа [1]. Наиболее распространенными в спорте являются показатели сердечно-сосудистой деятельности.

Национальные российские рекомендации по применению методики холтеровского мониторирования (ХМ) в клинической практике (приняты на пленарном заседании Российского Национального Конгресса Кардиологов (РНКК) 27 сентября 2013, в г. Санкт-Петербурге) указывают, что спортсмены являются особой профессиональной группой с регулярными повышенным нагрузками на сердечно-сосудистую систему и соответственно риском кардиальных осложнений, самым грозным из которых является внезапная сердечная смерть (ВСС). Частота случаев ВСС у спортсменов высокого уровня составляет 0,35 на 100000 спортсменов. Частота внезапной смерти (ВС) составила 2,6 случая у мужчин и 1,1 случая в год у женщин на 100000 лиц, вовлеченных в активный соревновательный спорт.

Для эффективного компьютерного анализа физиологического состояния (ФС) спортсменов на тренировках и соревнованиях в лаборатории медицинского приборостроения института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета был разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) на базе микрокардиомонитора МКМ-05С холтеровского типа (рис. 1) [2]. АПК позволяет производить дистанционный мониторинг функционального состояния спортсмена под контролем тренера в режиме on-line, на планшетном компьютере.

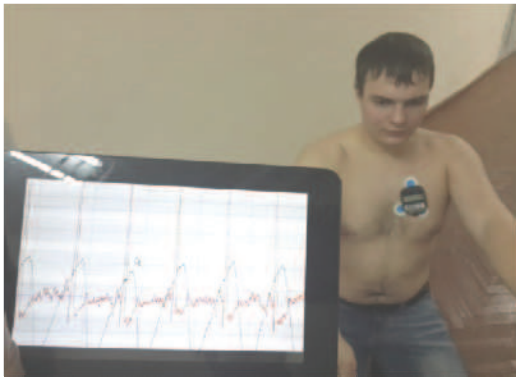
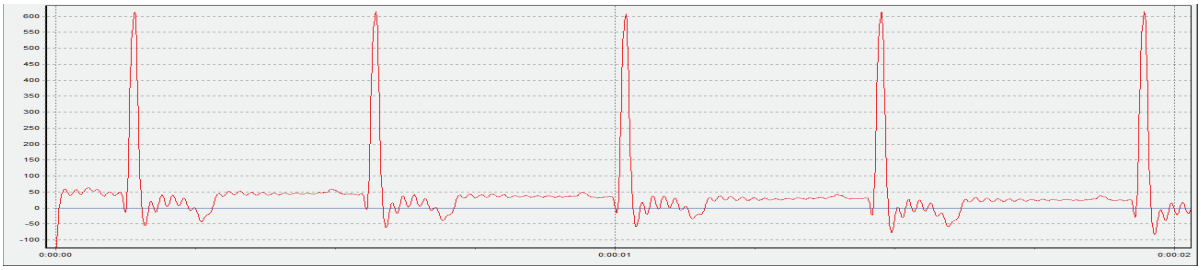


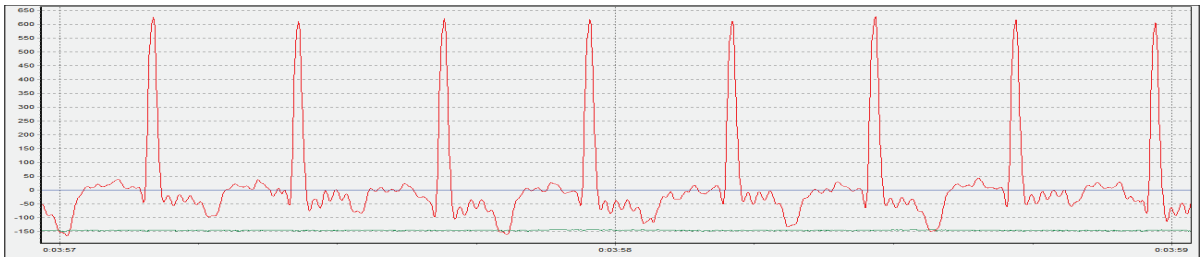
Рис. 1. АПК МКМ-05С состоящий из рекордера, персонального планшета или смартфона тренера

Некоторые результаты таких экспериментов приведены в данной статье [1].

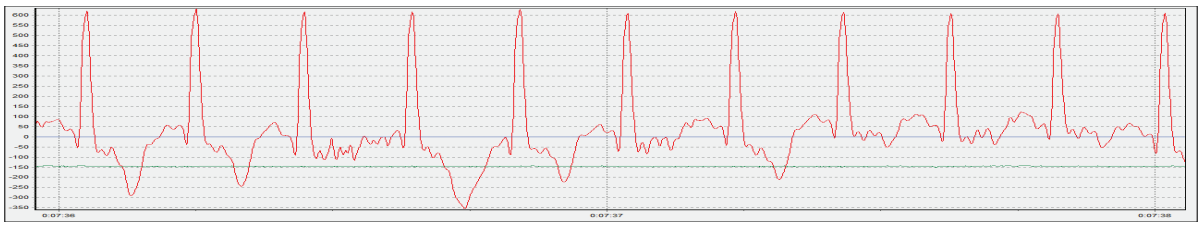
На рис. 2 показано изменение электрокардиограммы (ЭКГ) спортсменки-биатлонистки в процессе тренировки.



Начало тренировочного процесса



Середина тренировочного процесса



Окончание тренировочного процесса

Рис. 2. Изменение ЭКГ спортсменки-биатлонистки в процессе тренировки

В ходе тренировочного процесса видно сильное изменение ЧСС и формы электрокардиосигнала (ЭКС). Минимальная ЧСС у спортсменов доходила до 35 уд/мин, чего не отмечалось в контрольной группе. У 14 % спортсменов были зарегистрированы паузы ритма более 2000 мсек. АВ блокада 1 степени выявлялась у 23 % спортсменов (11 % в контроле), второй степени – у 20 % спортсменов и у 3 % в контроле. Что касается частоты тахиаритмий, то она существенно не различалась у спортсменов и здоровых сверстников, но была достаточно высокой в обеих группах (60 % у спортсменов и 57 % в контрольной группе). Для спортсменов более старшего возраста характерно усиление выраженности ночной брадикардии, высокие значения разницы дневной и ночной ЧСС.

Так же производились исследования влияния нагрузки на ФСО в тренажерном зале. Для анализа ФСО спортсменов проводилась одновременная запись ЭКГ, фотоплетизмограммы пульсовой волны (ФПГ ПВ) (рис. 3, *а*) и оценивались время распространения пульсовой волны (ВРПВ) (рис. 3, *б*), отражающее изменение артериального давления и объёмный выброс крови (ОВК) (рис. 3, *в*) и составлялся отчет диагностики по вариабельности сердечного ритма (рис. 3, *в*) [3].

Эти данные позволяют корректировать и оптимизировать процесс тренировки.

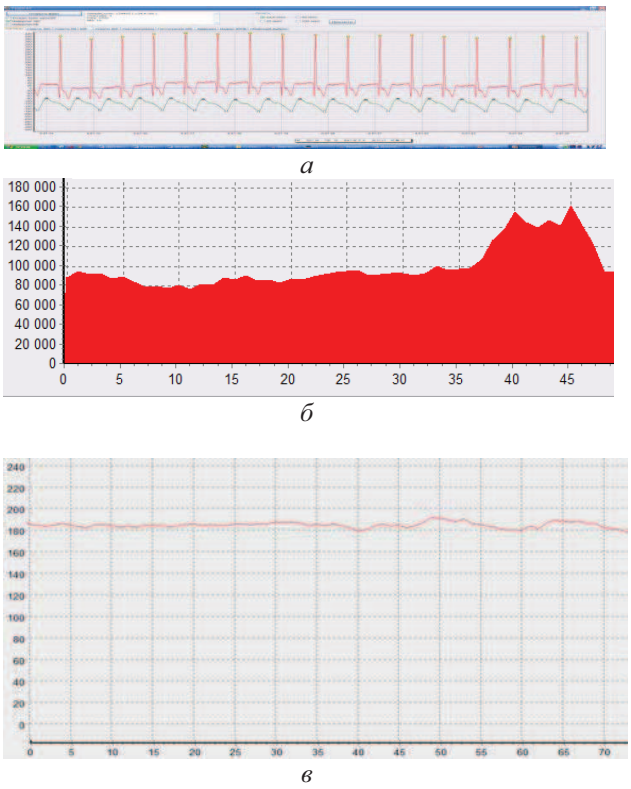


Рис. 3. ЭКС и ПВ (*а*), объёмный выброс крови (*б*) и ВРПВ (*в*) у спортсмена в тренажерном зале

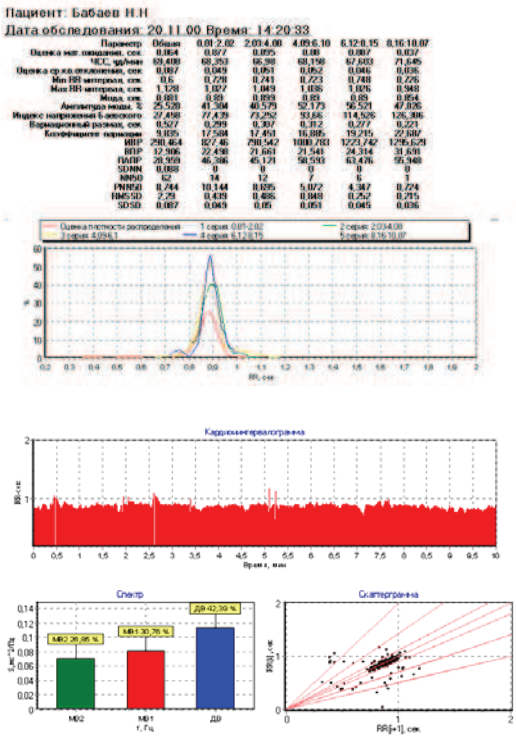


Рис. 4. Отчет диагностики по вариабельности сердечного ритма (ВСР)

Различные виды спорта создают для организма уникальные варианты стрессорных нагрузок, моделировать которые в условиях стандартизированных нагрузочных проб часто бывает просто невозможно.

Учитывая массовость занятий спортом среди населения, существенным представляется оценка влияния умеренных физических упражнений на ритм сердца.

По данным РНКК при мониторировании 80 здоровых людей, в возрасте до 40 лет, непрофессионально занимающихся бегом определено увеличение частоты регистрации аритмий по сравнению с аналогичными возрастными группами здоровых лиц. Суправентрикулярная экстрасистолия регистрировалась в 41 % случаев, желудочковая – в 50 %. В то же время у более молодых марафонцев (в группу входили спортсмены от 19 до 28 лет), интенсивно тренирующихся в беге на 50 километровую дистанцию, выявлено в 100 % случаев суправентрикулярную и в 70 % – желудочковую экстрасистолию. Это свидетельствует о достаточно значительном влиянии интенсивных физических нагрузок на возникновения сердечных аритмий и требует пристального контроля за состоянием сердечно-сосудистой системы у лиц занимающихся спортом.

Использование ХМ при обследовании спортсменов, несомненно, дает клиницисту новые знания о влиянии физических нагрузок на сердечный ритм, помогает диагностировать значительный спектр сердечных аритмий, не выявляемый другими методами.

Показания к ХМ у лиц, регулярно занимающихся спортом разделены на классы:

Класс I:

1. Лица с синкопе, предсинкопе, сердцебиениями, болями в области сердца, резким нетипичным нарушением дыхания на фоне физической нагрузки.

2. Лица с нарушениями ритма сердца и проводимости, регистрируемые на ЭКГ покоя или возникающие на фоне физической нагрузки и стресс тестах.

3. Лица с выявленной макроальтернацией зубца Т или изменениями сегмента ST на ЭКГ покоя или на фоне физической нагрузки и стресс тестах.

4. АВ блокада 2 степени Мобиц 2.

5. АВ блокада 3 степени.

6. Фасцикулярные блокады.

Класс IIA:

1. Лица с нарушениями ритма сердца и проводимости исчезающими или уменьшающимися на фоне физической нагрузки (стресс тестах).

Класс IIB:

1. Выжившие после сотрясения сердца вследствие предполагаемой или задокументированной фибрилляции желудочков.

2. АВ блокада 2 степени Мобиц 1.

3. АВ блокада 1 степени.

4. Оценка вариабельности ритма сердца (ВСР-диагностика) для определения уровня функционального состояния организма.

Класс III:

1. Предсоревновательный скрининг спортсменов.

2. Снижение амплитуды зубца Т на ЭКГ покоя и/или при стресс-тестах.

Перспективным направлением исследований в данной области является определение клинической и прогностической значимости выявляемых изменений ритма сердца у спортсменов, определения изменений связанных с физиологическими особенностями «спортивного» сердца. Особенно существенным является определение параметров вегетативной регуляции суточного ритма сердца при ХМ у спортсменов на разных этапах тренировочного процесса, что в сочетании с изменениями ЭКГ позволит объективно диагностировать ранние проявления и факторы риска развития сердечных аритмий и заболеваний сердечно-сосудистой системы в целом

Список литературы

1. Aldonin G. M. Autonomous Monitoring of the Main Set of Parameners of the Cardiovascular Sistem // Biomedical Engeeniring. – 2013. – Vol. 46, issue 6. – P. 232–236.

2. Леончиков Д. Н., Алдонин Г. М., Волошенко Е. В. Разработка и исследование методов и средств мониторинга функционального состояния организма спортсменов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр.; науч. ред. Г. Я. Шайдуров; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – С 251–253.

3. Холтеровский монитор контроля параметров гемодинамики / Г. М. Алдонин, С. П. Желудько, В. Б. Новиков, Д. И. Ноженков // Биотехносфера. – 2010. – № 1(7). – СПб.: Политехника, 2010. – С. 17–23.

ПОСТРОЕНИЕ СОЛНЕЧНОЙ УСТАНОВКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОРИЕНТИРУЮЩИХ И КОНЦЕНТРИРУЮЩИХ СИСТЕМ

А. С. Петрусёв

Национальный исследовательский Томский политехнический университет
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30
E-mail: science-alex@mail.ru

Приведён пример построения солнечной установки с использованием солнечного трекера и акрилового концентратора. Представлен собственный солнечный трекер, собранный на разработанной плате управления поворотом. Показаны его преимущества в сравнении с аналогами и обоснована его актуальность. Описан принцип действия используемого акрилового концентратора, его эффективность и применение.

В настоящее время солнечная энергетика растёт по экспоненциальной зависимости – на 20–30 % ежегодно. За 2014 год было введено 47 ГВт солнечных мощностей, тогда как в 2013 году эта цифра равнялась 30 ГВт.

Полное количество солнечной энергии, достигающей поверхности Земли за год, составляет величину порядка (7.5-10)·1017 кВт·ч [1], тогда как нынешнее потребление энергии человечеством около 0,0015·1017 кВт·ч в год. В России солнечная энергетика также весьма эффективна, что подтверждают показатели среднегодовых поступлений солнечной энергии на такие области как Астраханская, Ивановская, Ростовская, в которых они выше, чем в Италии, Испании, Германии (лидеров по объёму установленных солнечных мощностей) [1].

Солнечные установки особенно актуальны в районах с децентрализованным электроснабжением, в которых применяются в основном дизельные установки. На данный момент это 70 % территории нашей страны, на которой проживает 20 млн. человек. Стоимость вырабатываемой дизельными станциями электроэнергии крайне высока и достигает 50 руб. за кВт·ч в связи с постоянной потребностью в топливе. Только в Томской области годовое потребление дизельного топлива для дизельных электростанций составляет 25 тыс. тонн [2]. Поэтому в данных районах актуально использовать автономные солнечные электростанции, а также гибридные дизельно-солнечные станции, значительно снижающие потребность в необходимом топливе и аккумулирующих элементах.

К нынешнему моменту стандартные солнечные установки имеют несколько недостатков. К основным можно отнести довольно высокую стоимость солнечных панелей и относительно невысокую эффективность сбора солнечной энергии в течение дня, особенно в утренние и вечерние часы.

Для решения первой проблемы предложено использовать акриловый концентратор, который описан в [3]. Он представляет собой оптическую систему, выполненную преимущественно из акрила (рис. 1).

Он позволит снизить приблизительно в 5 раз объём необходимых фотоэлементов при той же выходной мощности, что значительно снизит стоимость системы в целом. Но для работы данного концентратора необходим солнечный трекер.

Солнечный трекер – устройство, периодически ориентирующая солнечные панели или концентратор на солнце, в результате чего большее количество солнечных лучей достигают поверхности и вырабатывается больше электроэнергии.

При использовании солнечного трекера вырабатываемая в течение дня солнечными панелями мощность повышается примерно на 30% [4]. Особенно заметен прирост в утренние и вечерние часы, которые как раз приходятся на пик электропотребления. Поэтому солнечный трекер эффективен не только для концентраторов, но и для стандартных солнечных панелей.

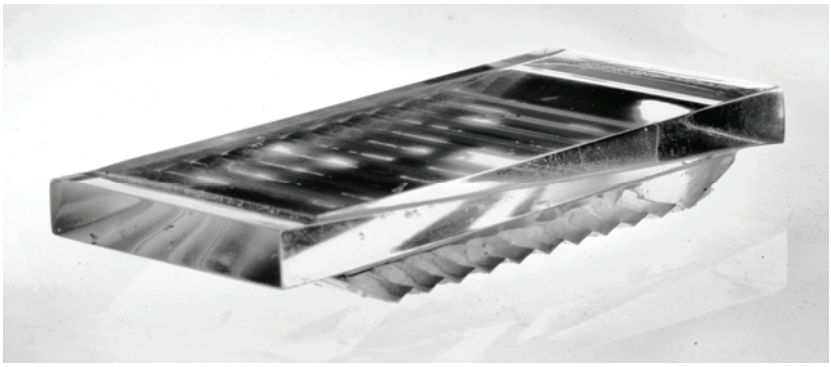


Рис. 1. Внешний вид акрилового концентратора

В работе предложена реализация солнечного трекера, имеющего преимущества в сравнении со своими аналогами. Основой является разработанная плата управления, представленная на рис. 2.

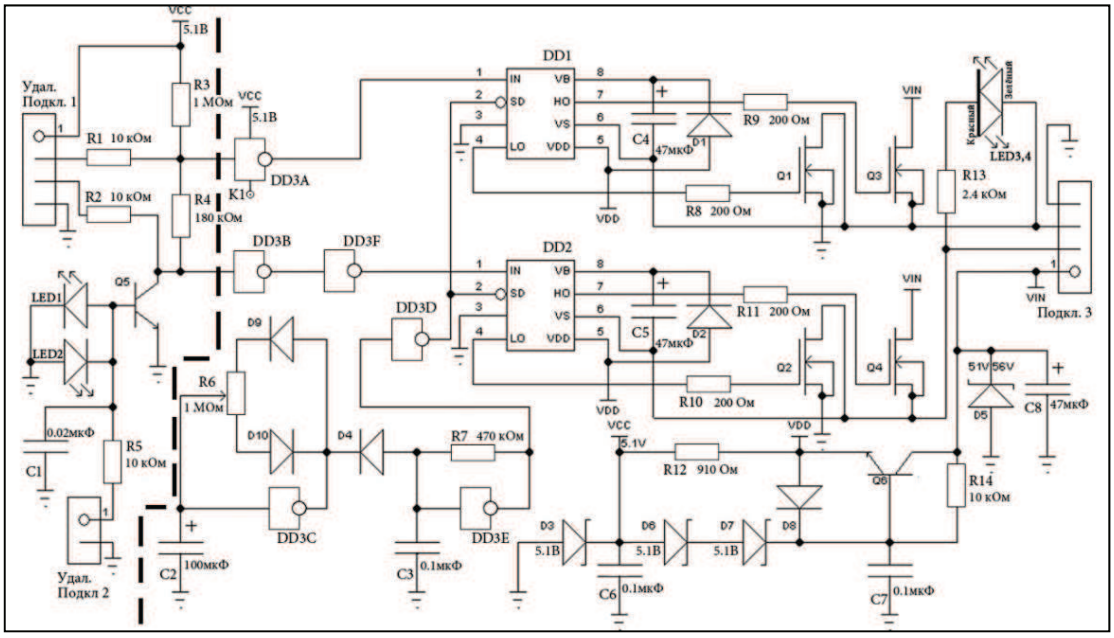


Рис. 2. Принципиальная схема платы управления

Благодаря управляющей плате без использования микроконтроллеров в качестве электропривода можно использовать коллекторный двигатель постоянного тока, поэтому питание электропривода осуществляется напрямую от аккумуляторной батареи, которая заряжается от солнечных панелей. Отсутствие инвертора для питания трекера делает систему проще и дешевле. На управляющей плате также реализован способ регулировки времени между включениями и ручной настройки панелей в определённом направлении. Предлагаемые для трекера концевые выключатели обеспечивают большой угол поворота, позволяя эффективнее работать в утренние и вечерние часы. При этом простота конструкции и отсутствие программируемых частей задает высокий срок службы с низкой стоимостью сервисного обслуживания.

На основании результатов теоретических и экспериментальных исследований с помощью физической модели солнечной панели [4], ведется работа по созданию полноразмерной установки суммарной мощностью 190 Вт.

Солнечная батарея представляет собой 2 солнечные панели установленной мощностью 95 Вт каждая. Для панелей сварена опорная рама массой 8 кг (рис. 2). Производство панелей г. Зеленоград, приобретены в компании АэМэсЭнерго, г. Новосибирск.

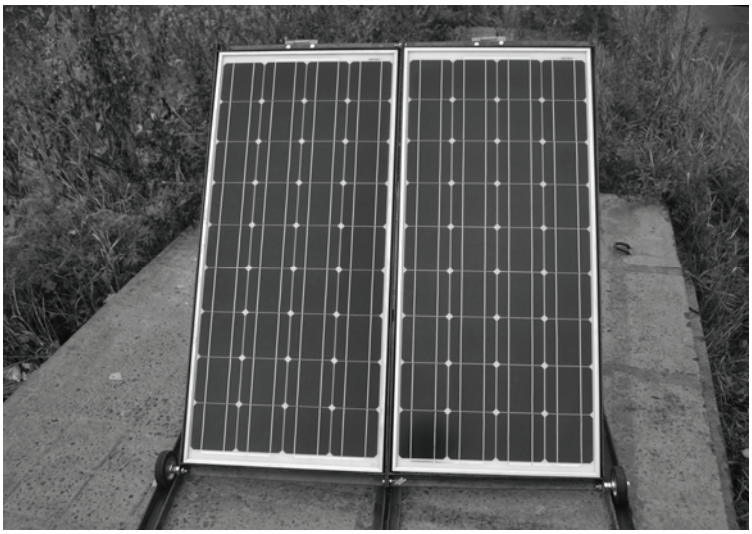


Рис. 3. Солнечные панели на опорной раме

Для выбора электропривода поворотного механизма произведён расчёт максимального момента вращения используемой солнечной батареи. Получено, что выходной вал электропривода должен выдерживать максимальный момент вращения не менее 14,56 Н·м.

Из-за требований к низкой скорости вращения и высокой прочности выходного вала решено использовать мотор-редуктор, соединяющийся с выходным валом через червячный редуктор. Выбран мотор-редуктор IG-42GM компании электропривод, г. Санкт-Петербург. Также возникает необходимость использования дополнительного редуктора, для снижения скорости вращения выходного вала и повышения крутящего момента. На основе необходимых характеристик выбран червячный редуктор NMRV 30, компании МехПривод, Москва.

Выводы:

Таким образом, для солнечной панели, состоящей из двух модулей, достаточно использовать мотор-редуктор марки IG-42GM, червячный редуктор NMRV 30, которые позволят осуществлять оптимальное регулирование поворота в течение светового дня с заданной точностью угла поворота.

Разработанные технические средства обеспечивают точность регулирования и запас прочности с учетом возможного климатического влияния.

Список литературы

1. Виссарионов В. И., Дерюгина Г. В., Кузнецова В. А. Солнечная энергетика. – М., 2008 – 317 с.

2. Саврасов Ф. В. Энергоэффективные автономные системы электроснабжения с фотоэлектростанциями. – Томск, 2013. – 21 с.

3. Petrusyov A. S., Sarsikeyev E. Z., Lyapunov D. Y. Energy-efficient Photovoltaic Installation [Electronic resorces] // Journal of International Scientific Publications: Materials, Methods and Tehnologies. – 2014. – №. 8. – P. 399–404. – Mode of access: http://www.scientific-publications.net/ru/article/1000188/

4. Петрусёв А. С. , Юрченко А. В. Эффективный способ увеличения мощности солнечных установок // Физика. – 2014. – №. 2 (960). – С. 4–8.

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ РАСПЛАВА АЛЮМИНИЯ В ЭЛЕКТРОЛИЗНОЙ ВАННЕ

А. А. Ситников, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: a.a.sitnikov@mail.ru

Оптимизация теплового баланса алюминиевого электролизера в условиях реального производства позволяет поддерживать высокий выход алюминия по току, снизить расход электроэнергии и продлить срок службы электролизной ванны. Контроль теплового баланса осуществляется путем регулярных замеров формы рабочего пространства электролизера, перегрева электролита, уровней металла и электролита, анализа состава электролита.

Поскольку, процесс производства первичного алюминия электролизом криолит-глиноземных расплавов сопровождается интенсивным выделением газов содержащих фтор из электролита и газов, содержащих канцерогенные смолистые соединения, выделяющихся при коксовании пека анода, это негативно отражается на экологии окружающей среды и здоровье обслуживающего электролизеры персонала. Повысить эффективность работы алюминиевых заводов и улучшить экологическую обстановку вокруг алюминиевых заводов можно за счет оптимизации технологических параметров работы алюминиевых электролизеров, что не достижимо без эффективных автоматических средств контроля.

Структурная схема предлагаемого устройства была описана в статье [1]. На основе данной схемы были разработаны схемы электрические принципиальные источника питания и блока измерителя.

Разработка схемы электрической принципиальной источника питания

Положительное напряжение с анодной шины электролизера поступает на плавкий предохранитель FU1, номиналом 10 А. Далее включен LC фильтр для подавления помех инвертора на конденсаторах C1, C2, C3 и дросселях L1, L2. Ограничитель собран на транзисторах VT1, VT2 по схеме составного транзистора с разным типом проводимости. Напряжение ограничения задается полупроводниковым стабилитроном VD3. Ток через стабилитрон ограничен резистором R2. Конденсатор C8 дополнительно сглаживает пульсации питающего напряжения. Микросхема DA1 включает в себя большинство элементов необходимых для построения ШИМ контроллера. Резисторы R3, R4 образуют делитель напряжения для вывода LBI контроля входного напряжения. R3 рассчитываем по формуле:

$$R_3 = R_4\left(\frac{V_{LB}}{1{,}31}\right) = 52{,}7\,\text{кОм}. \qquad (1)$$

Выбираем резистор ближайшего стандартного номинала С2–23–0,25 51 кОм ± 5 %. Для индикации пониженного входного напряжения на выход LBO подключим светодиод VD4. Зададим его рабочий ток 10 мА. с помощью резистора R6, рассчитаем его номинал:

$$R_6 = \frac{U_{ВЫХ} - U_{VD4}}{I_{VD4}} = \frac{5 - 1{,}7}{0{,}01} = 330\ \text{Ом}. \qquad (3)$$

Рассеиваемую мощность резистора посчитаем по формуле: $P = I^2 R = 0{,}1$ Вт. Выбираем резистор ближайшего стандартного номинала С2–23–0,25 330 Ом ± 5%. Для

стабилизации внутреннего напряжения питания ШИМ контроллера, подключим к выводу V_{OUT} стабилитрон с напряжением стабилизации 12 В. и накопительный конденсатор С9 К50–35–16В–47 мкФ+50-20 %, что является стандартной цепочкой для этой микросхемы. К выводу LX, который является выходом встроенного силового ключа, подключим импульсный трансформатор Т1, управляющий затвором инвертора VT3, коммутирующего дроссель L3, накапливающий энергию. К выводу EXT ШИМ контроллера подключен силовой инвертор повышающего типа. Коммутирующие силовой дроссель L3, диоды VD2, VD6 используем типа КД2994 с барьером Шоттки для уменьшения потерь. Накопительный конденсатор фильтра С11 выберем типа К50–35–50В–2200 мкФ+50-20% или лучше составить его из 3 конденсаторов меньшей емкости для уменьшения эквивалентного последовательного сопротивления. Дополнительный LC фильтр на элементах L4, С13 подавляет помехи на частоте преобразования. Для обеспечения подзаряда резервной батареи аккумуляторов рассчитаем источник тока на микросхеме DA2. Интегральный стабилизатор напряжения LM317 можно использовать как источник тока при установке между выходом и входом регулировки резистора номиналом:

$$R = \frac{1{,}25}{I_{ст}}. \qquad (3)$$

Рассчитаем суммарные токи потребления по цепям питания. По цепи питания 5 В $I_{общ} = I_{DD2} + I_{DD1} + I_{WF} + I_{DA5} + I_{VT3} = 100$ мА. По цепи питания 48 В средний потребляемый ток 5 мА. По цепи питания ±15 В средний потребляемый ток 10 мА. Суммарный ток, учитывая КПД преобразователей, составит примерно 200 мА. Поэтому резервную аккумуляторную батарею выберем емкостью 2 А×ч. Зарядный ток для нее будет 0,1 емкости, соответственно 200 мА. Подставим значение тока в формулу (3), выбираем резистор ближайшего стандартного номинала 6,2 Ом. Рассчитаем мощность рассеивания: $P_{рас} = U_{REF} I_{ст} = 0{,}375$ Вт. Для уменьшения нагрева резистора выберем мощность с запасом С2–23–1 6,2 Ом ± 5 %. Коммутирующий диод VD8 при питании от резервной батареи должен пропускать ток до 1 А. при минимальном падении напряжения. Выберем диод с барьером Шоттки КД2994.

Для питания микроконтроллера, USB-интерфейса, Wi-Fi-интерфейса, жидкокристаллического индикатора и выходного каскада приемника нам необходимо гальванически развязанное от шин электролизера, стабилизированное питание 5 В, 100 мА. Поэтому применим DC-DC преобразователь фирмы Traco Power TMA0505S. Для возбуждения пьезопреобразователя нам необходим источник питания 48 В, 5 мА, применим Traco Power TMA4805S. Для питания операционных усилителей приемника отраженного сигнала нам необходимо питание ±15 В, 10 мА, Применим Traco Power TMA1505B (рис. 1).

Разработка схемы электрической принципиальной измерителя

Программные требования к нашей схеме возможно полностью реализовать на микроконверторе ADuC834. Рассмотрим технические характеристики данного микроконвертора (табл. 1).

ADuC834 – законченный интеллектуальный преобразователь, содержащий два сигма-дельта АЦП с высоким разрешением, 8 битный μC и FLASH/EEPROM память программы/данных.

Два независимых АЦП прибора (главный и вспомогательный) содержат температурный датчик и УПКУ (позволяющий напрямую принимать низко уровневые сигналы). АЦП со встроенными цифровыми фильтрами и программируемой скоростью вы-

ходного потока данных предназначены для измерения сигналов с широким динамическим диапазоном и низкой частотой, таких как сигналы от датчиков электронных весов, измерителей напряженности, преобразователей давления или температуры.

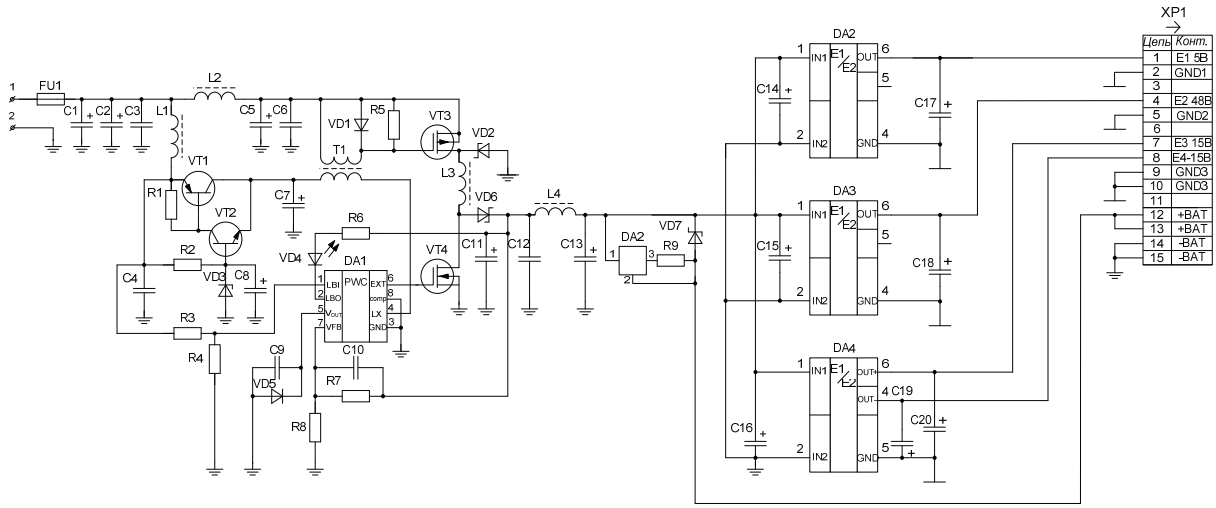


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная источника питания

Таблица 1

Технические параметры микроконвертора ADuC834

Ядро	MCS-51
F, МГц	от 0.032 до 12.58
Память: Flash, кБ	62
Память: RAM, кБ	2.25
Память: EEPROM, кБ	4
I/O (макс.),шт.	26
Таймеры: 16-бит, шт	3
Таймеры: Каналов ШИМ,шт	2
Таймеры: RTC	Нет
Интерфейсы: UART,шт	1
Интерфейсы: SPI,шт	1
Аналоговые входы: Разрядов АЦП, бит	24
Аналоговые входы: Каналов АЦП,шт	4
Аналоговые входы: Быстродействие АЦП,kSPS	0.105
Аналоговые выходы: Разрядов ЦАП, бит	12
Аналоговые выходы: Каналов ЦАП, шт	1
VCC, В	от 2.7 до 5.5
ICC, мА	2.3
TA, °C	от -40 до 125
Корпус	MQFP-52, LFCSP-56

Прибор работает от встроенного 32 кГц задающего генератора с внешним резонатором, частота которого при помощи системы ФАПЧ повышается до 12,58 МГц. Эта частота поступает на программируемый делитель для формирования синхросигнала встроенного микропроцессора.

Разработаем схему внешних соединений микроконвертора. Питание на вывод 5 подается через дроссель ДПМ-01 индуктивностью 100 мкГн, которая вместе с емкостями C1, C2 образуют Г-образный фильтр. Кварцевый резонатор ZQ1 частотой 8 МГц подключен к выводам микроконвертора XTAL1, XTAL2. Питание на вывод 20 микроконвертора подается через фильтр на конденсаторе C7.

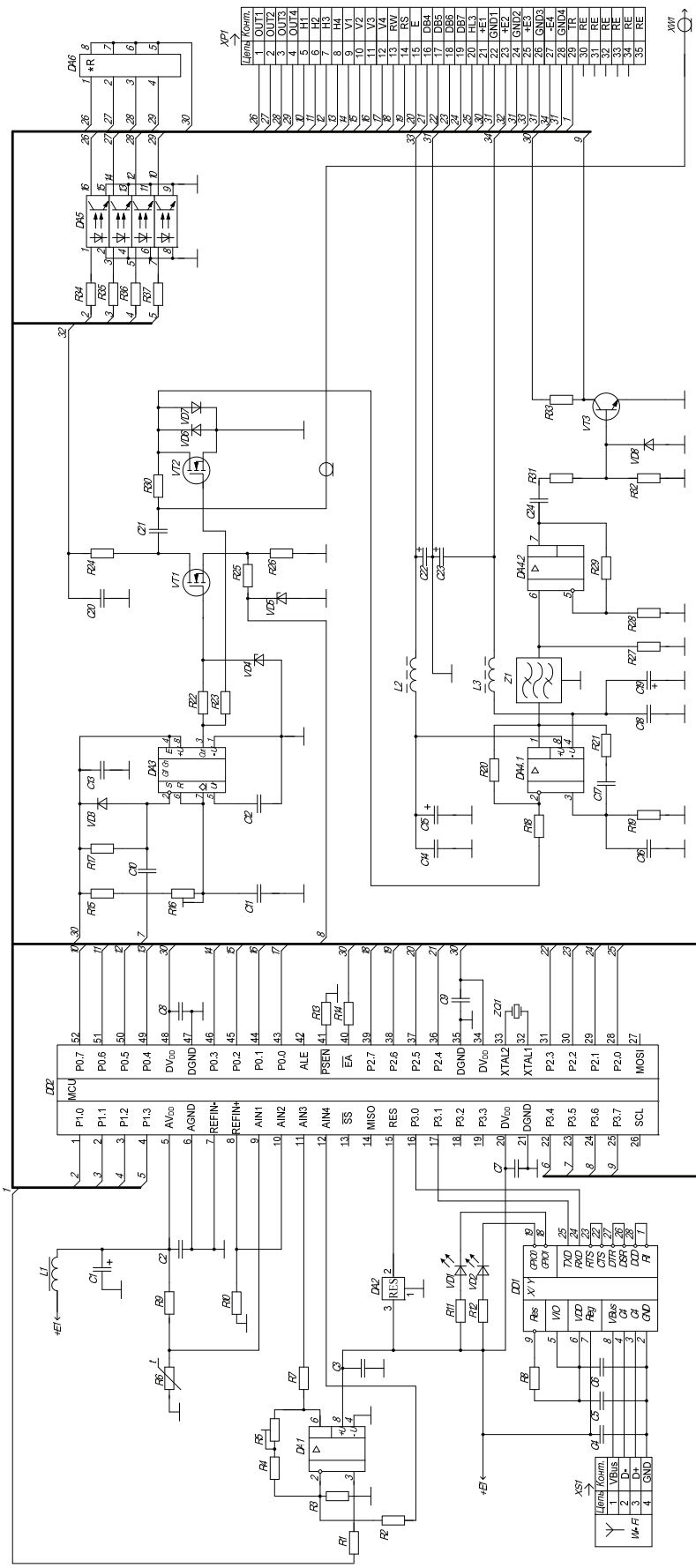


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная блока измерителя

Сигнал внешнего термодатчика усиливается операционным усилителем DA1 в стандартной схеме включения и подается на аналоговый вход АЦП AIN3. Сигнал, расположенного на плате измерителя, термодатчика подается на аналоговый вход АЦП AIN1. К выводам порта P3.0, P3.1 подключена микросхема преобразователя универсального передатчика микроконвертора в интерфейс USB DD1. К разъему XS1 подключается стандартный контроллер Wi-Fi. Опрос клавиатуры (16 кнопок) организован 4 горизонтальными и 4 вертикальными шинами, подключенными к порту P0.0–P0.7.

Жидкокристаллический индикатор, расположенный на лицевой панели корпуса измерителя, подключен через разъем XP1 к порту P2.1–P2.7. Единичный световой индикатор HL3 «Работа» подключен через разъем XP1 к порту P2.0. Оптические пары гальванической развязки подключены к порту P1.0 – P1.3.

С порта P3.5 через конденсатор C10 на вход передатчика, реализованного на таймере DA3, подается сигнал «Старт измерения». Таймер формирует сигнал длительностью 1 мкс с помощью времязадающих цепей R15, R16, C11. Выходной сигнал таймера через резистор R22 и стабилитрон VD4, ограничивающий напряжение на затворе транзистора VT1 безопасной величиной 12 В, открывает этот транзистор, который разряжает накопительную емкость C21 через пьезоизлучатель, подсоединенный к разъему XW1. Сигнал начала отсчета временного интервала через цепь R24, R25, VD5 поступает на вход порта микроконвертора P3.6. Отраженный сигнал поступает с пьезопреобразователя на ограничитель на элементах R29, VT2, VD6, VD7. На операционный усилитель DA4.1 реализован активный полосовой фильтр на центральную частоту 1 МГц. С выхода этого усилителя через фильтр на поверхностных акустических волнах Z1 эхосигнал поступает на вход промежуточного усилителя DA4.2, восстанавливающий его до необходимого уровня. На элементах C24, R30, R31, VD8 и VT3 собран усилитель-ограничитель, формирующий сигнал управления портом P3.7 микроконвертора. В цепях питания операционного усилителя установлены П-образные фильтры на элементах C18, C19, L2, L3, C22, C23 для фильтрации этого напряжения с DC-DC преобразователей.

Внедрение предлагаемого технического решения даст существенный экономический эффект, так как метод позволяет не только снизить погрешность измерения уровня расплава алюминия, но и позволяет автоматизировать этот процесс.

Список литературы

1. Ситников А. А., Громыко А. И. Устройство измерения уровня расплава алюминия в электролизной ванне // Сб. докл. – Красноярск: СФУ, 2014. – С. 213–215.

2. Жданкин В. К. Ультразвуковые датчики для систем управления // Современные технологии автоматизации. – 2003. – № 1. – 68 с.

3. Громыко А. И. Автоматический контроль технологических параметров алюминиевых электролизеров. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 1984. – 240 с.

4. Громыко А. И. Контроль технологических параметров при электролизе алюминия // Сб. докл. – Красноярск: Краснояр. гос. ун-т, 1999. – С. 265–267.

5. Клюев В. В. Неразрушающий контроль и диагностика. – М.: Машиностроение, 2003. – 488 с.

6. Троицкий И. А., Железнов В. А. Металлургия алюминия. – М.: Металлургия, 1984. – 398 с.

ВЕЙВЛЕТ-ОТОБРАЖЕНИЕ ЛАТЕНТНОЙ СТРУКТУРЫ Р-ВОЛНЫ И R-ЗУБЦА ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

А. В. Солдатов, А. С. Попов, В. В. Черепанов, Г. М. Алдонин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул Киренского, 28
E-mail: GAldonin@sfu-krs.ru

В традиционной электрокардиограмме не отображается скрытая информация о работе проводящей сети сердца во всех его четырех камерах. В работе рассматривается метод отображения латентной структуры Р-волны и R-зубца электрокардиосигнала на основе вейвлет-преобразования, которое отражает топологию электропроводящей сети сердца.

Для диагностики ишемических болезней сердца (ИБС) большое значение имеет знание детальных механизмов электрических процессов в проводящей нервной сети. Физиологические процессы связаны с масштабной инвариантностью биоструктур и тесно связаны с физиологическими проявлениями [1]. Наиболее детально изучена фрактальная топология системы Гиса, проводящей электрические сигналы от предсердий к желудочкам [2]. Обладая априорной информацией о строении проводящей нервной сети сердца и ее топологии, можно выявлять скрытые явления в проводящей сети сердца, которые отражают временные и фазовые соотношения прохождения возбуждения в левом и правом предсердиях, левом и правом желудочках и в других фрагментах сети, что не отражает традиционная электрокардиограмма, а это несет очень большое диагностическое значение.

Возникающие в Р-клетках (pacemaker – водитель ритма) импульсы возбуждения распространяются по Т-клеткам (transitional – переходный) сначала правого предсердия, затем ввиду большего пути прохождения сигнала с определенной задержкой возбуждение переходит в левое предсердие [3].

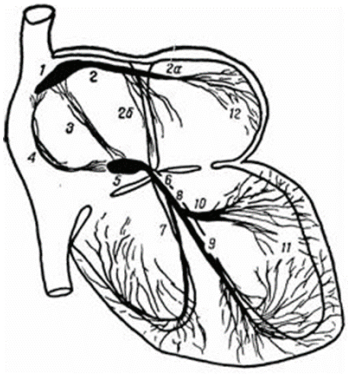


Рис. 1. Схема проводящей сети сердца: 1. Синусовый узел (синоатриальный, S-A-узел Keith и Flack). 2. Передний межузловой путь с двумя разветвлениями: 2, *а* – пучок к левому предсердию (пучок Bachmann); 2, *б* – нисходящий пучок к межпредсердной перегородке и атриовентрикулярному узлу. 3. Средний межузловой путь. 4. Задний межузловой путь. 5. Атриовентрикулярный (A-V) узел Ашоффа–Тавара. 6. Пучок Гиса. 7. Правая ножка пучка Гиса. 8. Левая ножка пучка Гиса. 9. Задняя ветвь левой ножки. 10. Передняя ветвь левой ножки. 11. Сеть волокон Пуркинье в желудочковой мускулатуре. 12. Сеть волокон Пуркинье в предсердной мускулатуре

Электрический потенциал, выйдя за пределы синусового узла, охватывает возбуждением прежде всего правое предсердие, в котором находится синусовый узел. Так на ЭКГ записывается пик возбуждения правого предсердия (рис. 2) [4].

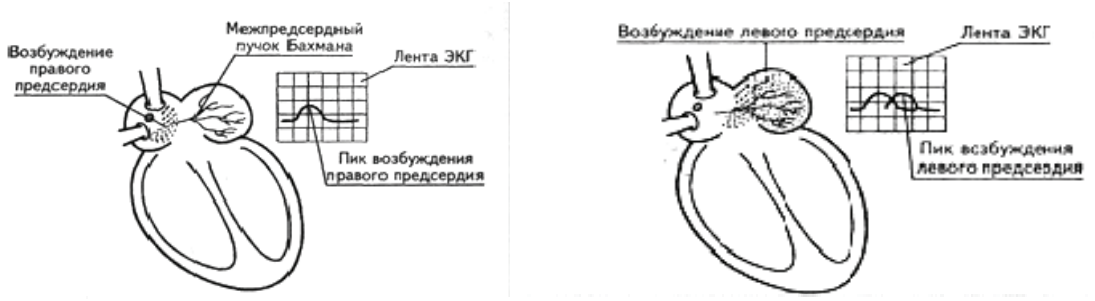


Рис. 2. Этап возбуждения предсердий: *а* – правого, *б* – левого

По межпредсердному пучку Бахмана, электроимпульс переходит на левое предсердие и возбуждает его. Его возбуждение начинается в то время, когда правое предсердие уже охвачено возбуждением. Отображая возбуждения обоих предсердий, электрокардиографический аппарат суммирует оба пика возбуждения и записывает графически на ленте зубец Р. Таким образом, зубец Р на традиционной ЭКГ представляет собой суммационное отображение прохождения синусового импульса по проводящей системе предсердий и поочередное возбуждение сначала правого (восходящее колено зубца Р), а затем левого (нисходящее колено зубца Р) предсердий (рис. 3) [4].

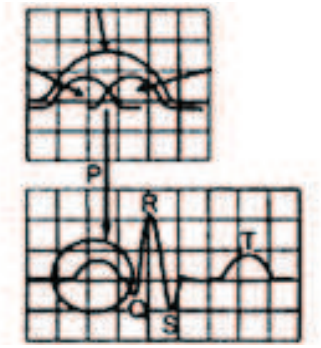


Рис. 3. Отображение зубца Р

Традиционная электрокардиограмма не отображает фазы и время возбуждения отдельных волн левого и правого предсердий. Для выявления образования пика Р-волны с помощью вейвлет преобразования в (табл. 1) приведены традиционные оценки значений амплитудно-временных параметров ЭКГ, соответствующих норме.

Таблица 1

Параметры элементов нормальной ЭКГ

Параметр	Значение параметра элемента ЭКГ						
	P	PQ	QRS	QT	ST	T	U
Амплитуда, мВ	0–0,25	–	0,3–5	–	–	0,4–1	0–0,1
Длительность, с	0,07–0,11	0,12–0,2	0,06–0, 1	0,35–0,44	0,06–0,15	0,1–0,2	

В медицинской практике в настоящее время игнорируется сложный характер Р-волны в ЭКС. Вейвлет преобразование даёт хорошую частотную и временную информацию по ЭКГ, позволяя обнаруживать зарождение “пиков” в сигнале ЭКГ (рис. 4).

На рис. 5 маркерами обозначены временные рамки образования Р-волны. Значения совпадают с данными (табл. 1), следовательно можно пронаблюдать структуру формирования Р-волны как сумму отдельных волн левого и правого предсердий.

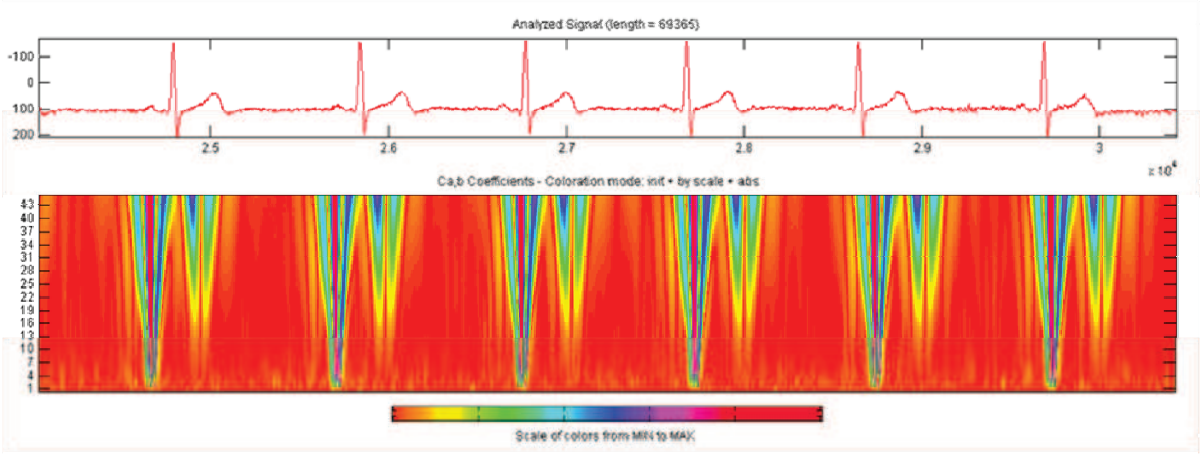


Рис. 4. Вейвлет преобразование нормального сигнала ЭКГ

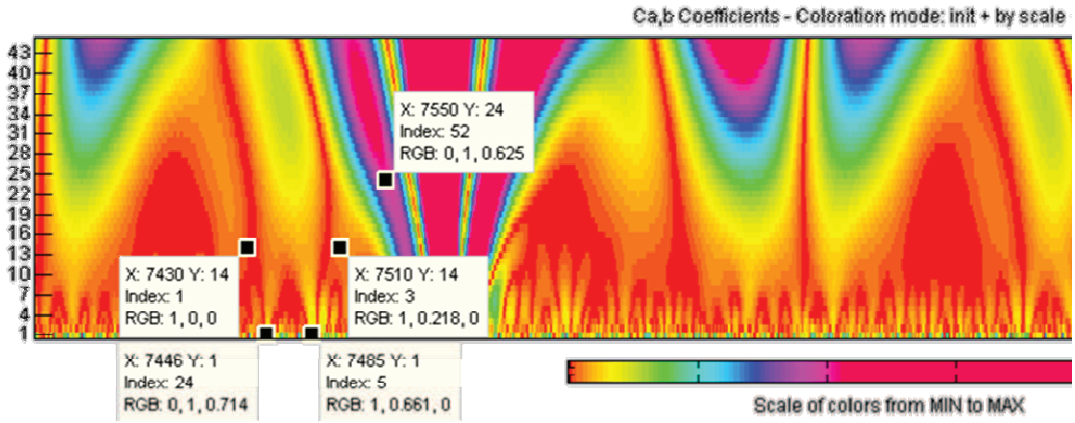


Рис. 5. Обнаружение образования P-зубца

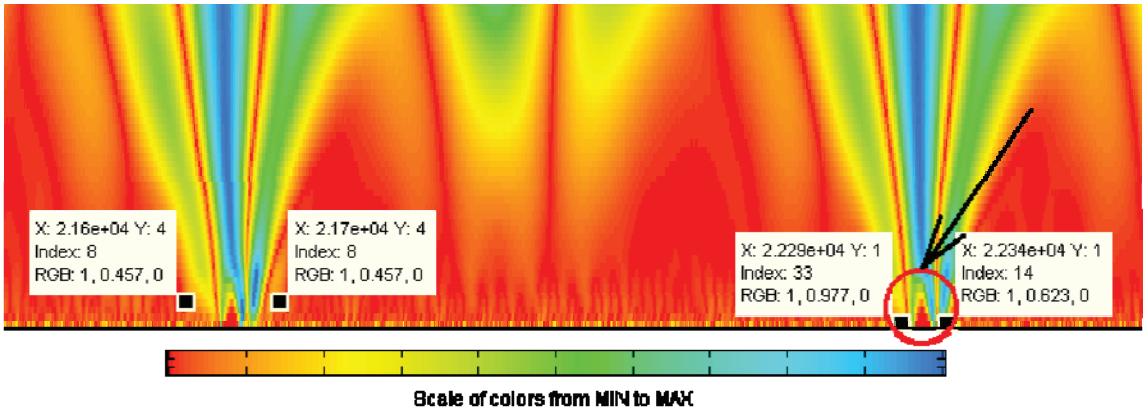


Рис. 6. Формирование R-зубца

QRS – комплекс отображает волну возбуждения, распространяющуюся по желудочкам в разных направлениях и в разные моменты времени, при этом на ЭКГ формируются зубцы Q, R и S. Зубцы Q и S отражают начало и конец распространения возбуждения по межжелудочковой перегородке, а зубец R — по миокарду левого и правого желудочков. Но поскольку левый желудочек является более мощным отделом сердца, можно упрощенно считать, что зубец R отражает в основном систолу левого желудочка [4].

Можно предположить, что на вейвлет-диаграмме R-зубца проявляется смена направления возбуждения от межжелудочковой перегородки, на обратное направление к волокнам Пуркинье, охватывающих левый и правый желудочек.

На простом ЭКГ невозможно отразить конкретное формирование R-зубца, а именно распространение возбуждения по миокарду левого и правого желудочков, однако вейвлет-преобразование отражает фазы формирования R-зубца.

Данный метод преобразования ЭКГ сигнала отражает истинное распространение возбуждения по миокарду левого и правого желудочков. Маркерами обозначено время возникновения QRS-комплекса и конкретно R-зубца что соответствует ЭКГ здорового человека.

Приведенный метод анализа показывает необходимость нового подхода к записи электрических процессов сердца на основе вейвлет-преобразования.

Список литературы

1. Алдонин Г. М. Солитонные модели процессов в биоструктурах // Радиоэлектроника. – 2006. – № 11.

2. Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 7 (2014 7). – P. 853–856.

3. Гиляров М. Ю., Сулимов В. А. Лечение нарушений сердечного ритма у пациентов с недостаточностью кровообращения // РМЖ Кардиология. – 2010. – № 22 (18). – С. 1298–1301.

4. Зудбинов Ю. И. Азбука ЭКГ. – Изд. 3-е. – Ростов-на-Дону: Изд-во «Феникс», 2003. – 160 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ДИАПАЗОН 860–1020 МГц

А. А. Сушков, Н. М. Боев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Sushkov-artem@mail.ru

Представлены этапы проектирования малогабаритного приемопередающего устройства для применения в беспилотной авиации. Отличительными особенностями разрабатываемого устройства являются: малые габариты, малая масса, использование современной элементной базы, возможность изменения параметров системы связи: несущая частота, параметры модуляции, скорость передачи командно-телеметрических данных и др. Универсальность устройства достигается за счет применения ряда различных интерфейсов. В устройстве заложены функции самодиагностики: измерения напряжений, потребляемого тока, контроль температуры.

Разрабатываемое устройство предназначено для организации командно-телеметрической линии связи, которая необходима для передачи телеметрических данных между беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) и наземным комплексом управления (НКУ), а также для передачи команд управления. Новейшие системы автоматического управления полетом БПЛА позволяют осуществлять самолетовождение без наличия постоянного канала связи с НКУ, тем не менее, это не дает возможности полностью отказаться от командно-телеметрического канала связи из-за необходимости постоянного контроля за полетом летательного аппарата и внесения поправок во время полета [1].

Любая электронная аппаратура в БПЛА требует минимальных габаритных размеров и малой массы, данное требование относится и к системам связи. Малое энергопотребление – это ещё одно из важнейших требований, предъявляемых к устройству. Данное требование становится особо актуальным в случае эксплуатации оборудования на БПЛА с электрической энергоустановкой [2].

Структурная схема предлагаемой малогабаритной системы связи представлена на рис. 1.

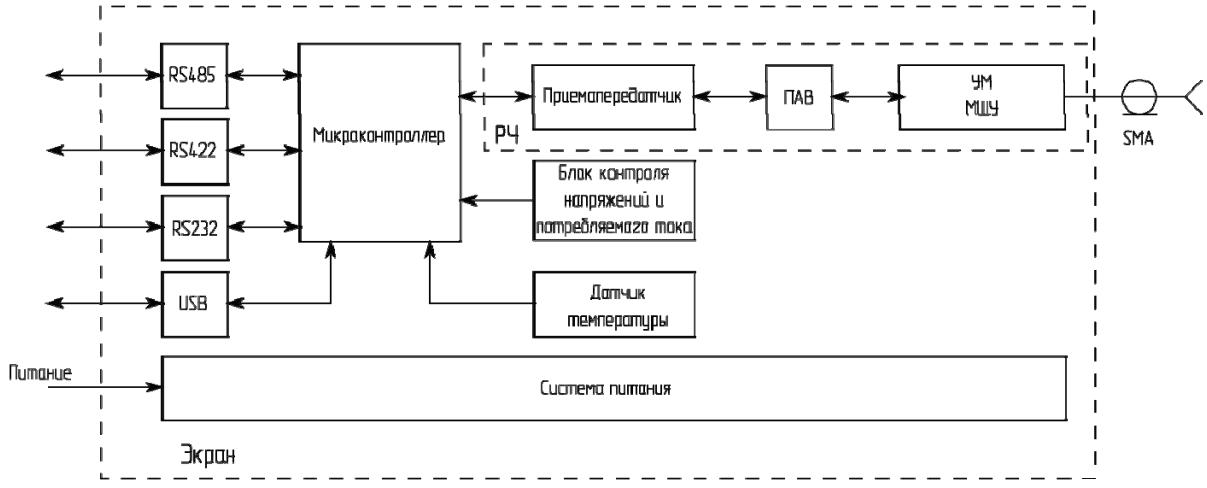


Рис. 1. Структурная схема системы связи для БПЛА

Управление системой осуществляется с помощью малогабаритного микроконтроллера серии STM32, в основе которого лежит ядро ARM Cortex-M4. Микроконтрол-

лер управляет приемопередатчиком, интерфейсами, а также производит контроль температуры, напряжений и потребляемого тока. С помощью микроконтроллера организуются настройки параметров системы: вид модуляции, скорость передачи данных, выбор несущей частоты и др. Система питания построена на основе интегрального импульсного преобразователя напряжения компании Linear Technology, преобразующего входное напряжение до 5 В для питания усилителя мощности и малошумящего усилителя, а также интегрального импульсного понижающего преобразователя напряжения фирмы Altera для питания цифровой части напряжением 3,3 В. Данное решение позволяет достичь малых габаритных размеров системы питания за счет минимального количества внешних элементов микросхем. Диапазон питающих напряжений устройства составляет 9-36 В, предусмотрено питание от USB. Устройство оснащено четырьмя интерфейсами: RS-232, RS-422, RS-485 и USB. Интерфейсы RS-232 и RS-422 используются для передачи полезной информации, интерфейс RS-485 используется для управления устройством и контроля его состояния.

Радиочастотный тракт имеет следующие характеристики:

- диапазон рабочих частот – от 860 до 1020 МГц;
- чувствительность приемника – до -137 дБм;
- скорость передачи данных – от 0,24 до 37,5 кбит/с;
- максимальная выходная мощность передатчика – до 30 дБм,
- полоса пропускания – 250 кГц;
- виды модуляции – FSK, GFSK, MSK, GMSK.

Произведем анализ бюджета канала связи. Затухание сигнала на трассе может быть найдено по формуле [3]:

$$L = 20log_{10}\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right),$$

где L – затухание сигнала на трассе, дБ; D – расстояние между антеннами передатчика и приемника, м; λ – длина волны, м.

На рис. 2 приведена зависимость затухания сигнала на трассе от расстояния между БПЛА и НКУ.

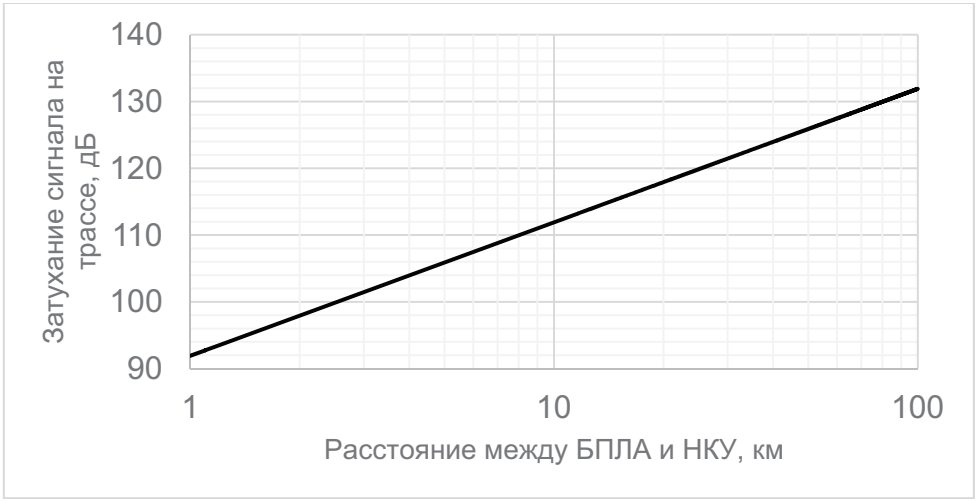


Рис. 2. Зависимость затухания сигнала на трассе от расстояния между БПЛА и НКУ для частоты 940 МГц

Для модуляции FSK вероятность битовой ошибки 10^{-6} соответствует отношению сигнал/шум на входе приемника порядка 14 дБ. Для анализа канала связи необходимо

учитывать затухания, связанные с особенностями распространения радиоволн выбранного диапазона, а также другие потери. Для этого зададимся отношением сигнал/шум 20 дБ. В целях унификации элементной базы, в качестве антенн применяемых на БПЛА и НКУ были выбраны слабонаправленные антенны с коэффициентом усиления 3 дБ. В табл. 1 приведены расчеты бюджета канала связи для граничных частот при максимально возможной скорости передачи данных (полоса частот 250 кГц).

Таблица 1

Диапазон		Рабочая частота, МГц	Полоса частот, МГц	Расстояние, км	Выходная мощность, дБм	Потери при передаче, дБ	Усиление первой антенны, дБ	Потери на распространение, дБ	Усиление второй антенны, дБ	Потери при приеме, дБ	Уровень шума, дБм	Отношение сигнал/шум, дБ
1	1	860	0,25	10,0	13,0	3,0	3,0	111,1	3,0	3,0	-120,0	21,8
	2	860	0,25	30,0	23,0	3,0	3,0	120,7	3,0	3,0	-120,0	22,3
	3	860	0,25	50,0	23,0	3,0	3,0	125,1	8,0	3,0	-120,0	22,8
	4	860	0,25	70,0	23,0	3,0	8,0	128,0	8,0	3,0	-120,0	24,9
	5	860	0,25	100,0	27,0	3,0	8,0	131,1	8,0	3,0	-120,0	25,8
2	1	1020	0,25	10,0	13,0	3,0	3,0	112,6	3,0	3,0	-120,0	20,3
	2	1020	0,25	30,0	23,0	3,0	3,0	122,2	3,0	3,0	-120,0	20,8
	3	1020	0,25	50,0	23,0	3,0	3,0	126,6	8,0	3,0	-120,0	21,4
	4	1020	0,25	70,0	23,0	3,0	8,0	129,5	8,0	3,0	-120,0	23,4
	5	1020	0,25	100,0	27,0	3,0	8,0	132,6	8,0	3,0	-120,0	24,3

Из табл. 1 видно, что при увеличении расстояния между БПЛА и НКУ возрастает затухание сигнала на трассе, которое необходимо компенсировать повышением выходной мощности передатчика. Как известно, максимальная дальность радиосвязи определяется прямой видимостью и связана с высотой антенны на НКУ и высотой полета БПЛА. Для расчета воспользуемся следующей формулой [4]:

$$D = 3{,}57\left(\sqrt{h_{нку}} + \sqrt{h_{бпла}}\right).$$

На рис. 3 представлены зависимости максимальной дальности радиосвязи от высоты полета БПЛА при высоте подъема антенны равной 1 и 10 метров. Из рисунка видно, что расстояние прямой видимости в зависимости от подъема антенны на НКУ незначительна. Поэтому применение мачт для подъёма антенны не всегда оправдано, так как это требует больших затрат. И данная конструкция не будет отвечать требованию мобильности.

В процессе выполнения работы были разработаны: электрическая структурная схема, электрическая функциональная схема, электрическая принципиальная схема, печатная плата, спецификация и другая документация, необходимая для серийного производства изделия. Проектирование электрической принципиальной схемы и печатной платы осуществлялось в программном продукте Altium Designer. Внешний вид устройства без элементов экранирования представлен на рис. 4.

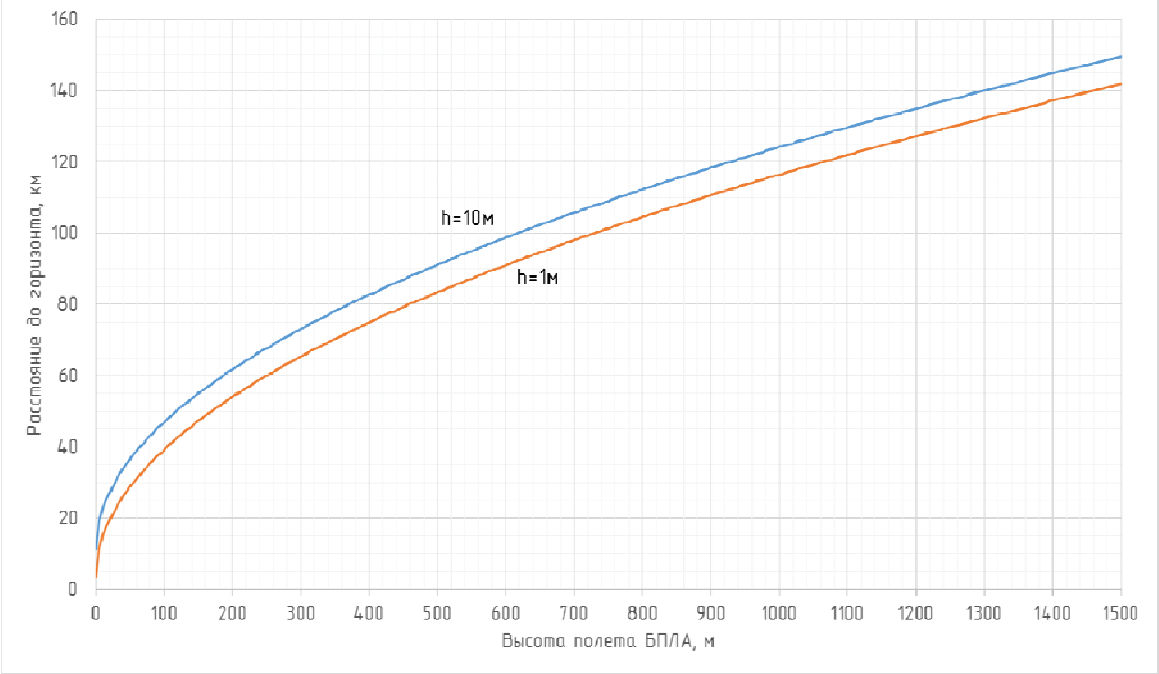


Рис. 3. Расстояние прямой видимости в зависимости от подъема антенн БПЛА и НКУ

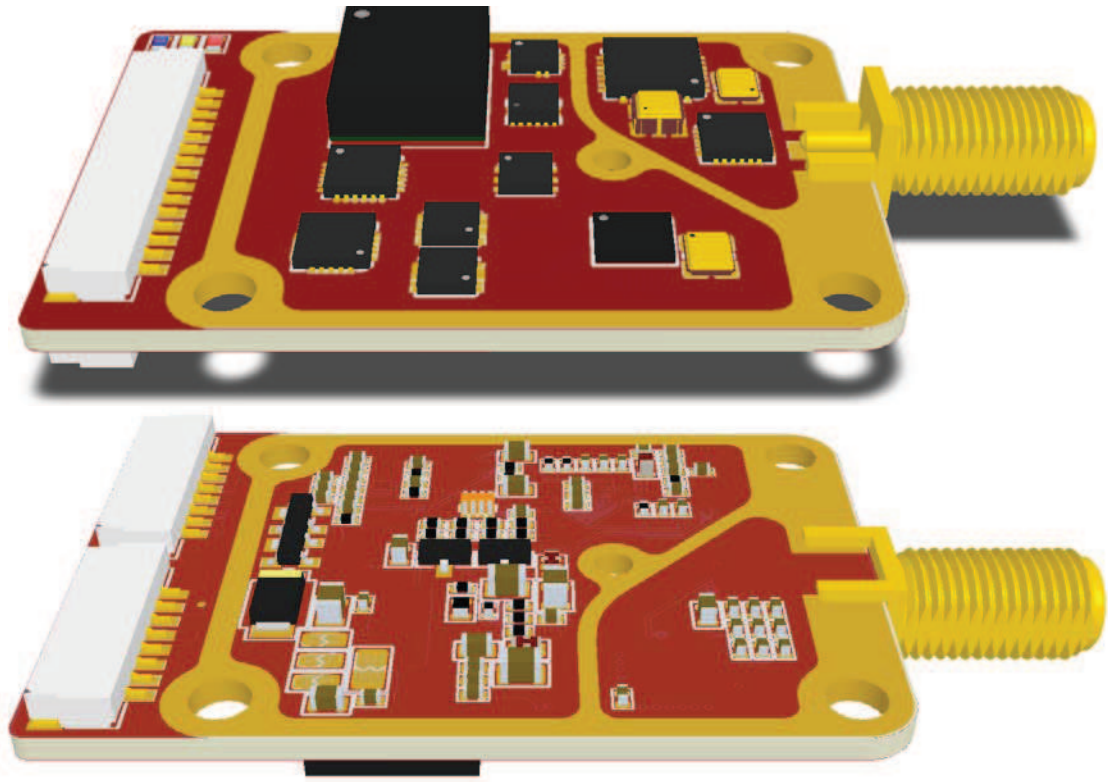


Рис. 4. Внешний вид системы связи

К изготовлению печатных плат предъявлялись высокие технологические требования, что необходимо для уменьшения габаритов разрабатываемого устройства. Использование современной малогабаритной элементной базы позволило уменьшить размеры устройства до 45×30×8 мм, что в два раза меньше по площади в сравнении с прошлыми

образцами систем командно-телеметрической связи [5]. Устройство имеет два экрана с двух сторон, которые выполняют функцию защиты от электромагнитных помех радиочастотной части. Также экраны служат для механической защиты, что позволяет отказаться от корпуса и уменьшить массу.

Разрабатываемое устройство будет применяться в БПЛА «Дельта-М» и «Гамма» компании «АВАКС-ГеоСервис» [6].

Список литературы

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

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

3. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.

4. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972. – 336 с.

5. Лебедев Ю. А., Боев Н.М. Разработка и проектирование малогаборитной системы связи малых беспилотных летательных аппаратов // Решетневские чтения : материалы XVI Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (7–9 нояб. 2012 г., Красноярск) : в 2 ч. ; под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2012. – Ч. 1. – 458 с.

6. Автономные Аэрокосмические Системы – ГеоСервис // ООО НПП «АВАКС-ГеоСервис» [Электронный ресурс]. URL: http://uav-siberia.com/ (дата обращения 10.03.2015).

РАЗРАБОТКА ПУЛЬСОКСИМЕТРА НА ОСНОВЕ ПРОГРАММИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ (PSOC 5)

О. В. Урлапов (научный руководитель), А. М. Шорин

УФЭИРЭ им. В. А. Котельникова РАН
432071, г. Ульяновск, ул. Гончаров, 48/2
E-mail: anshant@yandex.ru

Реализация пульсоксиметра на PSoC заменяет отдельный модуль пульсоксиметра, уменьшая количество компонентов при реализации проектов за счет использования системы на кристалле..

ВЛОК (внутривенное лазерное облучение крови) - известная и хорошо отработанная медицинская процедура, широко используется в современной медицине. Основной целью нашей работы является разработка установки лазерной терапии для внутривенного облучения крови с использованием голубого и зеленого лазерных излучателей. Излучения данной длины волны представляют больший интерес для медицинских исследований, чем хорошо зарекомендовавший излучатель красного цвета. Принцип работы прибор заключается в измерении пульса пациента с помощью пульсоксиметра с последующим преобразованием тока измерительного фотодиода в напряжение и периодическим излучением голубого или зеленого цвета синхронно пульсу пациента. Современный измерительный прибор не мыслим без применения микроконтроллеров. Серьезный вопрос – измерительные узлы аналоговой схемотехники, а также снижения влияния внешних дестабилизирующих факторов на результат измерения. Целесообразнее использовать микроконтроллеры с встроенной аналоговой периферией (ОУ, компараторы). Можно использовать DSP, но они достаточны дороги, кроме того их функционал является слишком избыточным. В нашей работе используются программируемые системы на кристалле PSOC, в состав которых входит широкий набор аналоговой и цифровой периферии. Легкость программирования, большое количество информации и бесплатная среда отладки: все эти качества делают программируемые системы на кристалле удобным и мощным комплексом программно аппаратных средств для широкого круга применений. Основу прибора составляет микроконтроллер PSOC5, диалог с пользователем организован на основе многострочного меню с поддержкой английского и русских языков. Информация отражается на дисплее с управлением от 4-х кнопочной клавиатуры. Программа написана на языке Си, в качестве среды программирования используется GCC. Алгоритм программы разделен на несколько подпрограмм. Вначале нам необходимо произвести настройки прибора – установить продолжительно процедуры, выбрать тип лазера и прочее.

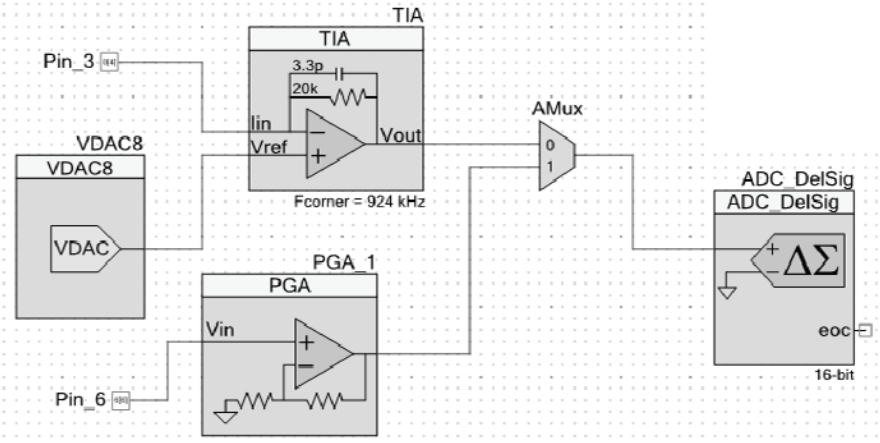


Рис. 1. Графическая схема блока пульсоксиметра

Далее необходимо использовать максимально использовать мощность лазера для это мы должны установить излучатель установить в измерительную голову с установленным фотодиодом. Затем запустить процедуру измерения путем выбора в меню настройки – "Измерения мощности" лазер начнет медленно разгораться, пока не достигнет значения константы выбранной и записанной в память прибора заранее. Этот блок состоит из блока 12 битного АЦП и трансимпедансного ОУ (рис. 1). Устанавливаем излучатель с иглой на теле пациента, и запускаем процедуру. Длительность процедуры зависит от настроек. По окончанию процедуры прозвучит звуковой сигнал свидетельствующий об её завершении. Принцип работы следующий – сигнал с трансимпедансного усилителя поступает на ОУ предварительного усиления – затем сигнал оцифровывается с помощью 8 битного АЦП, далее используя DMA в виде отсчетов поступает на полосовой фильтр с частотой среза 8 Гц (частота пульса человека лежит в пределах 1–2 Гц) На рис. 2 представлено окно настройки полосового фильтра.

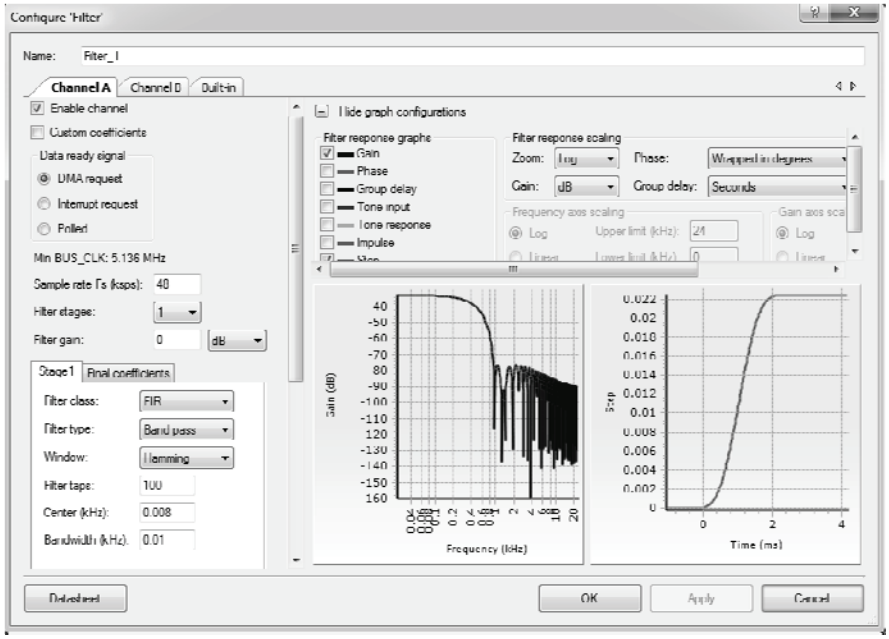


Рис. 2. Окно настройки фильтра

Как известно, пульсоксиметер содержит в своем составе два светодиода красного и инфракрасного излучения отделяя тот или иной сигнал, измеряют показатель насыщенности крови кислородом или пульс. В нашем приборе измерение насыщения крови кислородом осуществляться не будет. Нам необходимы лишь показания пульса пациента. Получившийся сигнал синхронизируется с ШИМ, выходы которого подключены к лазерам соответствующей длины волны.

Алгоритм программы реализован на основе теории конечных автоматов, это позволяет легко модифицировать программное обеспечение. Многоуровневое меню позволяет организовать полный доступ к управляющим функциям прибора, реализованного на основе многомерного массива, каждый элемент которого является пунктом меню. Использования системы на кристалле существенно расширяет возможности разработчика, имеется возможность использовать периферию ранее недоступную на микроконтроллерах других производителей, важным свойствами является – удобство проектирования и скорость разработки, возможность переконфигурирования.

Список литературы

1. Немудров В., Мартин Г. Системы-на-кристалле. Проектирование и развитие. – М.: Техносфера, 2004. – С. 216.

2. Бухтеев А. Методы и средства проектирования систем на кристалле // Chip News. – 2003. – № 3. – С. 4–14.

3. Шейкин М. Две микросхемы – хорошо, а одна лучше. Программируемые цифровые микросхемы с аналоговым интерфейсом // Элементная база электроники. – 2012. – № 1 – С. 34–43.

4. Бухтеев А., Немудров В. Системы на кристалле. Новые тенденции // Электроника. НТБ. – 2004. – № 3. – С. 52–56.

5. Ahmad Athif bin Mohd Faudzi Programmable system on chip distributed communication and control approach for human adaptive mechanical system // Journal of Computer Science. – 2010. – August.

6. PSoC® 5LP: CY8C58LP Family Datasheet [Электронный ресурс] // Cypress Semiconductor [Офиц. сайт]. Режим доступа: http://www.cypress.com/?rID=72824, свободный (дата обращения: 24.02.2015).

УСТАНОВКА ДИАГНОСТИЧЕСКОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Р. О. Мишанов, М. Н. Пиганов (научный руководитель)

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)
443086, г. Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: kipres@ssau.ru

Рассматривается проблема выбора информативных параметров для диагностического неразрушающего контроля (ДНК) интегральных стабилизаторов. Приводятся результаты классификации выборки интегральных стабилизаторов по одному и двум критериям. Особое внимание уделено описанию блок-схемы и принципу работы установки ДНК интегральных стабилизаторов.

Современные радиоэлектронные устройства представляют собой сложный комплекс большого числа взаимосвязанных блоков, электронных узлов и электрорадиоэлементов (ЭРЭ). Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) состоит из большого числа активных и пассивных дискретных электронных компонентов, гибридных и полупроводниковых интегральных микросхем (ИМС), микросборок, функциональных электронных устройств и других изделий. Чем важнее поставленные перед аппаратурой задачи, тем она более усложняется с технической точки зрения, т. е. растет её сложность, которая оценивается числом входящих в неё элементов. Ярким примером такого усложнения может служить бортовое оборудование, используемое на космических аппаратах (КА). Техническая сложность электронного оборудования существенно повышает требования к надёжности элементов. Жесткие условия работы оборудования, установленного на борт КА, требуют использовать самые надежные элементы, т.к. выход из строя хотя бы одного элемента может повлечь за собой потерю работоспособности всей системы. Более того, отказы, произошедшие в электронных устройствах, которые находятся в космосе, приводят к большим финансовым затратам из-за невозможности или дороговизны их выявления и ремонта.

Выбор высоконадёжных электрорадиоизделий (ЭРИ) обычно осуществляется методами электродиагностики или диагностического неразрушающего контроля (ДНК). Они основаны на следующих принципах:

а) принцип определения электрофизических параметров (информативных параметров), характеризующих свойства ЭРИ;

б) принцип определения состояния электрооборудования по выбранным критериям, сравнивая измеренные информативные параметры с их порогами. В этом случае ЭРИ, относящиеся к потенциально ненадёжным, отклоняются.

Основные характеристики ЭРИ должны удовлетворять техническим требованиям. Однако ЭРИ также могут иметь скрытые дефекты, которые, в конечном счете, могут привести к выходу оборудования из строя.

На данном этапе различные методы и средства для ДНК элементной базы, используемой в ответственном оборудовании, получили развитие в работах [1–7]. Однако усложнение ЭРИ, назначение различных функции, использование новых материалов, структур и производственных процессов требует новых информативных параметров, более точных критериев отбора, развития новых средств контроля. Эта проблема имеет особую значимость относительно процесса изготовления КА, имеющих длительный период функционирования. Наиболее строгие требования к надёжности, точности и эффективности ДНК повышают сложность автоматизации диагностических средств, а также процесса отбраковки. Поэтому, их развитие требует принятия дополнительных мер повышения надёжности при их применении.

Высокую сложность имеет диагностический контроль полупроводниковых интегральных микросхем.

Основным критерием выбора информативных параметров для ДНК микросхем служит наличие корреляционной связи параметров, характеризующих надёжность изделий, подвергающихся контролю (т. е. чувствительности относительно дефектов), и пространственной неоднородности физических свойств. Для микросхем 142ЕН5 (стабилизатор фиксированного напряжения) широко распространены методы (вследствие недоступности достоверного исследования p-n структур другими методами) m-характеристик, ВАХ и их производные, диагностики электроколебаний, и др., которые связаны со значительными трудностями.

В работе были рассмотрены требования простоты, эффективности и возможности комбинации ДНК с параметрическим контролем, а также возможность использования в качестве информативных параметров выходного напряжения ($U_{вых}$), коэффициента нестабильности по напряжению (K_u), коэффициента стабилизации по напряжению ($K_{ст}$), тока потребления ($I_{потр}$).

Анализ причин низкой надёжности элементов микросхемы 142ЕН5 показал наличие большинства дефектов биполярной структуры с изменением тока через p-n переход.

Действительно, прохождение носителей заряда в реальном p-n переходе определяется свойствами объема перехода и поверхностью полупроводника.

Суммарный ток, протекающий через переход, состоит из следующих компонентов:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4,$$

где I_1 – величина тока генерации-рекомбинации (диффузионный ток); I_2 – ток генерации-рекомбинации на поверхности структуры материала; I_3 – ток генерации-рекомбинации в структуре материала; I_4 – ток поверхностных каналов.

Размер суммарного тока через переход определяется генерацией и рекомбинацией носителей заряда, зависящих от концентрации дефектов в объеме и на поверхности материала.

С другой стороны, величина тока потребления $I_{потр}$ микросхемы 142ЕН5 определяется токами соответствующих p-n переходов, а также качеством контактов и температурными условиями, в свою очередь зависящих от качества посадки кристалла. Таким образом, $I_{потр}$ может использоваться в качестве информативного параметра для ДНК микросхемы интегрального стабилизатора.

Принимая во внимание проведенный анализ, предварительные исследования, включая измерение параметров ($I_{потр}$, $U_{вых}$, K_u, $K_{ст}$) и результаты тестов безотказного функционирования в условиях повышенных и пониженных температур, а также влияние термоциклирования (результаты получены на предыдущих этапах работы), в качестве информативного параметра была предложена величина падения напряжения U_r, пропорциональное току потребления $I_{потр}$ на резисторе R_o, который включен в схему источника питания исследуемой микросхемы.

Отбор высоконадёжных интегрированных стабилизаторов проводился в двух тестах: при минимальном $U_{num\,min}$ и максимальном $U_{num\,max}$ допустимом напряжении питания.

Результатом исследований измерения параметра U_r для учебной выборки микросхем 142ЕН5 является классификация их потенциальной надежности по определенному технологическому критерию, согласно которому величины параметров изделий при стабильном технологическом процессе лежат в технологически предопределенной области:

$$M_i[U_r] - S_i[U_r] < U_{rki} < M_i[U_r] + S_i[U_r],$$

где U_{rki} – величина U_r k-го параметра микросхемы в i-ом тесте (i = 1, 2); M_i, S_i – среднее значение и среднее квадратичное отклонение параметра U_r в выборке в i-м тесте.

Те микросхемы, значение параметра U_r которых не приближаются к установленным границам критической зоны параметров U_r ($U_{num\ min}$), ($U_{num\ max}$), были удалены из выборки. Таким образом, было выполнено необходимое, но недостаточное условие выбора микросхемы на уровне потенциальной надежности. Условие достаточности удовлетворено при дополнительном отборе микросхем, который является первым этапом выбора по критерию регулярности зависимости параметров от тестовых режимов для всех элементов выборки:

$$\left|U_{rk1} - U_{rk2}\right| \le 2\Delta U_{cu} + \left|M_1[U_r] - M_2[U_r]\right|,$$

где U_{rk1}, U_{rk2} – значения U_r параметра k-ой микросхемы соответственно в 1 и 2 тесте; M_1 (U_r), M_2 (U_r) – средние значения параметра U_r при отборе в 1 и 2 тесте; ΔU_{cu} – ошибка вольтметра.

На втором этапе отбора из потенциально надёжных изделий, определенных по первому критерию, были удалены экземпляры, разница между средним значением $\left|M_1[U_r] - M_2[U_r]\right|$ и параметром U_r которых меняется от значения в первом тесте ($U_{num\ min}$) до значения во втором тесте ($U_{num\ max}$) и является большей, чем значение удвоенной ошибки вольтметра.

Результаты оценки надёжности при проведении ДНК микросхем 142ЕН5 представлены в табл. 1 (t = 2500 часов, Т = 80 °С, $I_{потр}$ = 150 мА), где $R_{ош}$ – вероятность принятия ошибочного решения, $R_{изг}$ – риск изготовителя, $R_{потр}$ – риск потребителя. Результаты получены для выборки, состоящей из N = 50 элементов, разделенных на класс потенциально надёжных и потенциально ненадёжных соответственно по одному и двум критериям при использовании тестов на безотказную работу в ускоренном режиме.

Исследуемые интегральные стабилизаторы подключены к установке через адаптер А согласно диаграмме стыковки. Внешний универсальный вольтметр В7-38 подключен к соединителям «Вольтметр (+)», «Вольтметр (-)» (рис. 1).

Таблица 1

Результаты оценки надёжности микросхем 142ЕН5 при ДНК

Количество и номер критериев	Оценка надёжности		
	Вероятность принятия правильного решения, $P_{пр}$	Риск изготовителя, $P_{изг}$	Риск потребителя, $P_{потр}$
1	0,88	0,06	0,18
1 и 2	0,94	0,12	0,08

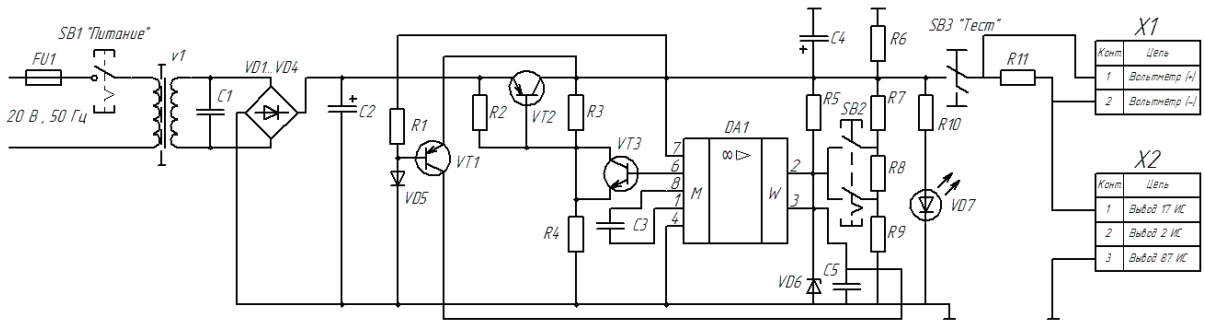


Рис. 1. Схема установки ДНК микросхем 142ЕН5

При нажатой кнопке SB2 нажатие кнопки SB3 «Тест» проводится измерение параметра U_r при максимальном питающем напряжении $U_{num\ max}$ путём снятия индикации с вольтметра. Процедура повторяется при нажатой кнопке SB2 и питающем напряжении $U_{num\ min}$.

Главным функциональным узлом схемы является источник питания, включающий двухполупериодный выпрямительный мост (VT1, VD1, …, VD4) и стабилизатор напряжения компенсационного типа (VT1, VT2, VT3, DA1). Требуемое напряжение на выходе устанавливается переключателем SB2. Индикатором наличия напряжения на выходе стабилизированного источника питания является светодиод VD7, который загорается при наличии на выходе напряжения, достаточного для его свечения. Основное напряжение создается стабилитроном VD6 и подается на вход «3» микросхемы, где происходит сравнение с напряжением, поступающим на вход «2» микросхемы от потенциометра R8. Таким образом, резисторы R7 и R9 предназначены для ограничения диапазона регулирования напряжения. Сигнал сравнения от микросхемы прибывает во вход усилителя, собранного на транзисторах VT2, VT3, который, в свою очередь, вносит корректировку напряжения. Резисторы R3 и R4 обеспечивают необходимый для VT3 режим работы. Транзистор VT1 предназначен для защиты от короткого замыкания на выходе схемы при выполнении тестирования. Его эмиттер подключен через малое сопротивление R11 к катоду диода VD5, и в этом случае VT1 открывается, замыкая стабилитрон VD6. С выхода микросхемы DA1 через транзистор VT3 запирающее напряжение подается на регулирующий транзистор VT2, который ограничивает ток короткого замыкания. Таким образом, светодиод VD7 гаснет. При устранении короткого замыкания транзистор VT1 закрыт, прекращая шунтирование стабилитрона VD6. Таким образом, с выхода усилителя ошибки микросхемы DA1 через транзистор VT3 открывающее напряжение прибывает на базу регулирующего транзистора VT2, восстанавливая величину выходного напряжения стабилизатора. Резистор R10 ограничивает ток, текущий через светодиод VD7. Резистор R6 обеспечивает рабочий режим регулирующего транзистора VT2. Конденсаторы C2, C4 служат для сглаживания пульсаций выходного напряжения. Конденсатор C5 предназначен для уменьшения шумов стабилитрона VD6. Измерительный контур включает в себя резистор R11 и адаптер X1 для подключения микросхемы через контакты «87», «17» к выходу стабилизатора, а также контакты для подключения внешнего вольтметра X2. Подача напряжения на микросхему осуществляется нажатием кнопки SB3 «Тест».

Список литературы

1. Устройство для контроля и отбраковки двуханодных стабилитронов / М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, С. В. Тюлевин, И. Н. Козлова // Сб. науч. тр. SWorld. – Одесса, 2013. – Т. 10. – № 3. – С. 85–91.

2. Пат. 2445640. Российская Федерация, МПК G01R 31/26. Устройство для отбраковки двуханодных стабилитронов [Текст] / М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, С. В. Тюлевин, И. Н. Козлова; заявитель и патентообладатель: Самарский гос. аэрокосмический ун-т. – № 2010140421/28; заявл. 01.10.2010; опубл. 20.03.012. Бюлл. № 8. – 8 с.

3. Тюлевин С. В., Пиганов М. Н. Методика и установка диагностического контроля полупроводниковых диодов // Сб. науч. тр. по материалам междунар. конф. «Современные направления теоретических и прикладных исследований». – Одесса, 2008. – Т. 4. – С. 62–67.

4. Пат. 2154279, Российская Федерация, МПК G01R 23/20. Устройство контроля нелинейных искажений радиоэлементов / М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, В. П. Александров, В. Б. Плотников; заявитель и патентообладатель: Самарский гос. аэрокосмический ун-т. – № 99106323/09; заявл. 29.03.1999; опубл. 10.08.2000. – Бюл. № 22.

5. Устройство контроля стабилитронов / С. В. Тюлевин, И. Н. Козлова, Г. П. Шопин, А. И. Архипов // Вестник Самарского гос. аэрокосмического ун-та им. академика С. П. Королёва (национального исследовательского университета). – 2012. – № 7(38). – С. 156–159.

6. Сквозной диагностический прогнозируемый контроль фотодиодов для космической аппаратуры / С. В. Тюлевин, И. Ю. Шумских, М. Н. Пиганов, А. В. Токарева // XIX Всерос. НТК по неразрушающему контролю и технической диагностике: тез. докл., Самара. – М.: «Спектр», 2011. – С.458–460.

7. Квурт А. Я., Миндлин Н. Л. Динамический неразрушающий контроль мощных микросхем // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1980. – Вып. 4. – С. 74–79.

КЛАССИФИКАЦИЯ И СОСТАВ УРОВНЕЙ ЗАДАЧ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС

В. В. Глотов, М. А. Ромащенко (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394066, г. Воронеж, Московский проспект, 179, учебный корпус ВГТУ N3
E-mail: kipr@vorstu.ru

Рассматриваются роли и значения характеристик электромагнитной совместимости при решение задач обеспечения электромагнитной совместимости. Дан краткий обзор уровней электромагнитной совместимости.

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) в различных электронных средств (ЭС) относится к одной из наиболее актуальных на сегодняшних дней тем, по причинам возрастания общего числа ЭС и их миниатюризации.

Подход к определению роли и значения какой-либо характеристики ЭМС при решении задачи обеспечения ЭМС зависит от уровня, на котором решается задача. Так, в источнике [1] предлагается рассматривать четыре уровня: межсистемной ЭМС, внутрисистемной ЭМС, внутриаппаратурной ЭМС и внутрикомпонентной ЭМС.

1. Межсистемная ЭМС. На этом уровне происходит обеспечение ЭМС между отдельными автономными системами, источник помех которой находится в системе, не относящийся к рассматриваемой, включающий рецептор (например, помехи, которые могут быть созданы системой космической радиосвязи системе наземной радиорелейной связи), поскольку обе системы работают в одном и том же диапазоне на одинаковых частотах. Комплекс организационных и технических мероприятий выполняемые на этом уровне, заключается в рациональном выборе (распределении) частот радиоканалов для различных радиослужб и установлении частотно-пространственного разнесения между ЭС с конкретными характеристиками ЭМС, определении места размещения средств и т. д. При этом выполняются соответствующие расчеты с учетом функциональных характеристик и характеристик ЭМС применяемых ЭС, а также электромагнитного обеспечения [2, 3].

2. Внутрисистемная ЭМС**.** На данном уровне происходит обеспечение ЭМС внутри сложного радиоэлектронного комплекса, источник помех которой находится внутри рассматриваемой системы, но вне рецептора (например бортовой навигационный приемник – рецептор, в системе электрорадиооборудования самолета, которому могут создавать помехи другие элементы этой же системы). Основные задачи решаемые на внутрисистемном уровне ЭМС:

- анализ источников мощных электромагнитных излучений, с целью выявления интенсивностей генерируемых ими полей;
- моделирование процессов и аппаратуры, более адекватно отражающих высокочастотные процессы и пригодных для верификации проектных решений;
- оценка факторов на основе аппаратных моделей, такие как: целостность сигнала, эффективность экранирования с учетом реальных неоднородностей в экранах, оценка уровня излучения от аппаратуры на стадии проектирования, развитие виртуальных сертификационных испытаний для отладки проектов. [2,3]

3. Внутриаппаратурная ЭМС. На этом уровне обеспечение ЭМС происходит внутри отдельного прибора, блока, модуля, компоненты которого взаимодействуют друг с другом. На основе анализа электромагнитных процессов и синтеза оптимальных технических решений на внутриаппаратном уровне применяются следующие методы: организационно-технические, схемотехнические, топологические, конструкторско-технологические и программные.

На организационно-техническом этапе проводят следующие мероприятия:

- решение задач целенаправленного планирования работ;
- разработки норм, координация и контроль, сбора и обобщенияе опыта работ по обеспечению требований ЭМС;
- рассматриваются вопросы назначения ответственных лиц и формулировки их должностных обязанностей.

На схемотехническом этапе выполняются следующие задачи: компенсирование помех, ограничение наводок по спектру, ограничение наводок по амплитуде, применение неэлектрической развязки и электрическое симметрирование.

К топологическому этапу относится выбор элементной базы, сортировка электрорадиоэлементов по рабочим частотам, группировка быстродействующих, компонентов, минимизация излучающих петель, резервирование места под экраны и фильтры, размещение внешних соединений, развязка цепей питания, разделение аналоговых и цифровых цепей, применение многослойных печатных плат, процесс технологии поверхностного монтажа, корректное заземление, применение дифференциальных пар.

Конструкторско-технологические методы в свою очередь делятся на конструктивные и технологические. К конструктивным относится следующие методы:

- экранирование печатных плат, проводников и блоков;
- заземление и зануление;
- трассировка проводников;
- проектирование корпуса, соединителей, фильтров;
- компоновка внутренних блоков.

На технологическом этапе решаются следующие задачи:

- технология создания электрических контактов;
- технология применения уплотнительных элементов;
- технология изготовления экранов;
- технология монтажа, крепления, сборки;
- применяемые материалы и покрытия [1, 4] .

4. Внутрикомпонентная ЭМС. На данном уровне решаются вопросы ЭМС во внутренней компоновки микроэлектронных устройств (МЭУ), то есть для устройств типа «система в корпусе» и «система на кристалле». В процессе уменьшения технологических норм и размеров элементов увеличивается число цепей, интегрируемых в едином конструктиве МЭУ, образуя так называемые «системы в корпусе» (SiP) и 3D-сборки, в результате чего внутри такой структуры формируется сложная и насыщенная электромагнитная обстановка. Проблематикой этой уровня является распределение питания конструкций МЭУ. Слои питания/заземления используются для обеспечения постоянным напряжением питания цепей МЭУ. Сигнальные проводники часто прокладываются с разных сторон относительно слоев питания/заземления, а их возвратный ток протекает в соответствующем слое питания/заземления точно под сигнальным проводником. При прохождении проводника сквозь различные слои возвратный ток также переходит с одного слоя на другой и, как следствие, между различными слоями индуцируется вертикальный ток смещения, поддерживающий непрерывность возвратного тока. Этот ток смещения будет возбуждать помеховое электромагнитное поле, распространяющееся внутри слоев питания/заземления и оказывающее влияние на другие сигнальные проводники, проходящие сквозь этот слой, а через зазоры в слоях питания/заземления и периметр конструкции МЭУ проникать и в окружающее пространство. Такие наводки могут быть дополнительно усилены при попадании спектра помехи в собственную резонансную частоту какого-либо конструктива, например объемного резонатора, создаваемого системой слоев питания/заземления [5].

Таким образом, на каждом уровне ЭМС необходимы свои методы и подходы к решению подобных задач, как правило принципиально отличающиеся друг от друга.

Так на внутриаппаратурном уровне ЭМС конструкций радиоэлектронных средств требуется комплексная формализация и системная методология решения задач, что побуждает к активным прикладным и научным исследованиям.

Список литературы

1. Ромащенко М. А Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: автореф. дис. … д-ра техн. наук / Ромащенко Михаил Александрович. – Воронеж, 2014. – 36 с.

2. Уайт Д. Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – М. Советское радио, 1977. – 352 с.

3. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.

4. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.

5. Ромащенко М. А. Основные подходы к решению задач внутрикомпонентной электромагнитной совместимости // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. – 2014. – Т. 10. – № 6. – С. 67–70.

6. Электронный каталог Лаборатория ЭМС. – Электрон. дан. – Режим доступа: http://www.emc-problem.net.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЛИЖНЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС

А. А. Пряхин, М. А. Ромащенко (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: kipr@vorstu.ru

Представлен один из передовых подходов к решению вопросов обеспечения электромагнитной совместимости, использующий ближнее электромагнитное поле.

Немалую роль при проектировании электронной аппаратуры играет проблема электромагнитной совместимости (ЭМС). Разрабатываемые устройства должны соответствовать всем современным требованиям и стандартам, включая область ЭМС. На первых опытных образцах можно заметить не соответствие этим требованиям. Это может произойти при неточности расчетов ЭМС или по другим причинам. Но как разобраться из-за чего устройство не проходит сертификацию? Для этого нужно производить измерения значений радиотехнических и электродинамических параметров, в том числе параметров электромагнитного поля, влияющего на ЭМС.

Для разработчика должна создаваться полная картина электромагнитной обстановки в устройстве, ему необходимо знать какие элементы применять, как их расположить в системе, возможно ли экранирование отдельных частей изделия. При этом нужно контролировать обеспечение ЭМС технических средств с начального этапа их разработки. Методика определение характеристик при проблеме обеспечения ЭМС зависит от уровня, на котором решается задача. Согласно [1] принято рассматривать три уровня:

1. межсистемной ЭМС – обеспечение ЭМС между отдельными автономными системами;

2. внутрисистемной ЭМС – обеспечение ЭМС внутри сложного радиоэлектронного комплекса;

3. внутриаппаратурной ЭМС – обеспечение ЭМС внутри отдельного прибора, между его функциональными узлами и компонентами.

В эту классификацию можно включить еще один уровень – перспективный (внутрикомпонентный) [2].

При анализе электромагнитного излучения большое значение имеют понятия о ближней и дальней зонах распространения электромагнитной волны. В ближней зоне, на расстояниях от источника $r \leq \lambda/2\pi \leq 1$ поле еще не сформировалось в плоскую волну и может представлять собой как поле магнитной индукции H, так и поле электрической индукции E. Электромагнитное поле в виде плоской волны формируется на расстояниях $r \geq \lambda/2\pi \geq 2$, при этом волновое сопротивление $Z = 377$ Ом [3].

Электромагнитное излучение может быть измерено в ближней или дальней зоне. Измерение ближнего поля имеет ряд преимуществ в точности, стоимости оборудования и удельной цене измерения. Так же измерение ближнего поля меньше зависит от условий испытания, оно может быть проведено в нормальных лабораторных условиях, а не в безэховой камере, в отличие от измерений в дальней зоне. Измерения в ближней зоне обеспечивают диагностику источников излучения для обеспечения ЭМС, также позволяет обнаружить и локализовать неисправность в аппаратуре или в компоненте. Таким образом ближнее электромагнитное поле можно использовать для построения картины активно излучающих элементов, а также на его основании можно прогнозировать дальнее поле.

Картину ближнего электромагнитного поля можно получить с помощью анализатора спектра, при этом в качестве чувствительного элемента используются пробники ближнего поля (Е – пробник, Н – пробник). Сканирование поля можно производить ручным измерением, являющимся самым дешевым способом. Однако, такой подход не всегда применим, это объясняется плохой воспроизводимостью результатов, а также положение пробника, находящегося в руке, относительно исследуемого объекта не постоянно во времени. Устранить подобные недостатки можно при помощи сканеров ближнего электромагнитного поля. Существуют три типа сканеров:

- планарный – перемещение пробника происходит по x и y координате, тем самым строится картина распространения электромагнитного излучения в «полупространстве»;
- цилиндрический – пробник перемещается только по z координате, а сам исследуемый объект вращается в центре вокруг своей оси;
- сферический – создает более точную картину распространения электромагнитного излучения в пространстве, представляет собой движение датчика вокруг исследуемого объекта при вращении объекта вокруг своей оси.

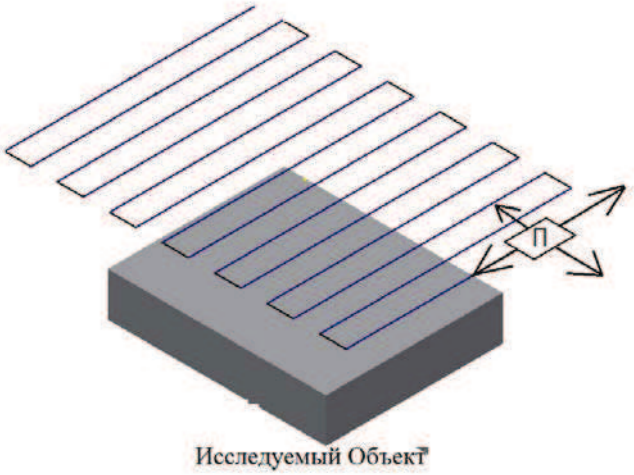


Рис. 1. Принцип сканирования планарного сканера

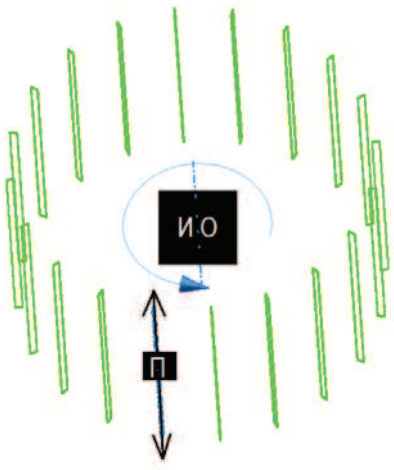


Рис. 2. Принцип сканирования цилиндрического сканера

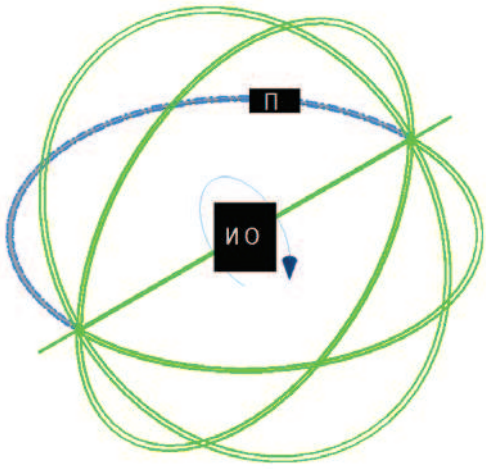


Рис. 3. Принцип сканирования сферического сканера

Наиболее распространенным является планарный тип сканеров, отличающийся простотой исполнения и подходом к сканированию. Хотя цилиндрический и сферический сканеры оценивают излучение от испытуемого объекта в большей пространственной области, их применение очень дорогостоящее и тяжело реализуемое. Принципы сканирования изображены на рис. 1–3.

Список литературы

1. Князев А. Д., Кечиев Л. Н. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.

2. Макаров О. Ю., Муратов А. В., Ромащенко М. А. Методы обеспечения внутриаппаратурной электромагнитной совместимости и помехоустойчивости в конструкциях электронных средств: монография. – Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013. – 234 с.

3. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 3; под ред. А. Д. Князева. – М.: Сов. радио, 1979. – 464 с.

4. http://emc-problem.net

ИССЛЕДОВАНИЕ МИНИАТЮРНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА СО ВСТРЕЧНО–ШТЫРЕВОЙ СТРУКТУРОЙ ПРОВОДНИКОВ

Я. Ф. Бальва[1], Р. Г. Галеев[2], Н. В. Пекцоркин[3], А. М. Сержантов[3]

[1]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок
[2]*АО НПП «Радиосвязь»*
660021, г. Красноярск, Российская Федерация
[3]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Исследована миниатюрная конструкция микрополоскового резонатора, имеющего встречно-штыревую структуру проводников. На основе электродинамического анализа получены зависимости добротности первой моды колебаний резонатора от числа его проводников при фиксированной ширине структуры. Показано, что существует оптимальное количество проводников, обеспечивающее максимальную собственную добротность резонатора. Изготовлены макеты исследуемого микрополоскового резонатора с различным числом проводников, измеренные характеристики которых хорошо согласуются с результатами теоретических исследований.

Одной из самых актуальных задач, стоящих перед разработчиками современных систем связи, радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, является проблема уменьшение размеров частотно-селективных или фильтрующих устройств, которыми, как известно, насыщена радиоаппаратура. Однако кроме самой проблемы миниатюризации фильтров важно учитывать и непрерывно повышающиеся требования к их амплитудно-частотным характеристикам, надежности, технологичности в производстве и, конечно, стоимости. Широко распространенные в настоящее время традиционные конструкции микрополосковых фильтров на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью во многом удовлетворяют этим требованиям, однако они имеют слишком большие габариты в дециметровом и особенно в метровом диапазоне длин волн.

Для миниатюризации микрополосковых конструкций фильтров используют несколько известных подходов, например, сворачивают регулярные полосковые проводники резонаторов в форму шпильки, в форму буквы «**С**» или в форму прямоугольной спирали. С этой же целью используют скачки ширины полосковых проводников резонаторов, уменьшая тем самым их длину, а соответственно и размеры фильтра. При сочетании этих двух подходов габариты микрополосковых фильтров становятся приемлемыми уже в дециметровом диапазоне длин волн. Наиболее существенная миниатюризация микрополосковых фильтров достигается при использовании в них элементов, представляющих собой планарные квазисосредоточенные емкости и индуктивности. Однако важно отметить, что почти все перечисленные выше способы миниатюризации приводят к существенному уменьшению собственной добротности резонаторов, образующих фильтры, а, значит, и к ухудшению частотно-селективных свойств последних.

В настоящей работе исследуется новая конструкция микрополоскового резонатора [1], которая по совокупности таких характеристик как миниатюрность и величина собственной добротности значительно превосходит известные аналоги. На рис. 1 показана конструкция и топология проводников исследуемого микрополоскового резонатора. Проводники резонатора образуют встречно-штыревую структуру, основания кото-

рой по всей ширине замкнуты на экран. Полная ширина структуры резонатора W, ширина полосковых проводников w, зазоры между ними S.

Ранее [1] были проведены исследования зависимости нижайшей резонансной частоты f_0 рассматриваемого микрополоскового резонатора от числа проводников N встречно-штыревой структуры при фиксированных их ширине w и расстоянии между ними S. Было показано, что с увеличением числа проводников встречно-штыревой структуры резонансная частота понижается пропорционально $N^{-1/2}$, а собственная добротность возрастает пропорционально $N^{1/2}$.

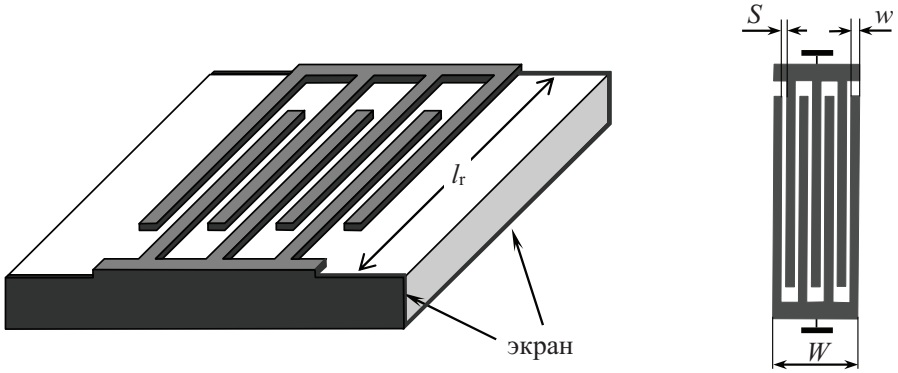


Рис. 1. Конструкция и топология проводников исследуемого микрополоскового резонатора

Представляет интерес исследовать аналогичные зависимости для случая, когда полная ширина структуры W остается неизменной, а количество проводников увеличивается за счет уменьшения их ширины, так как простое увеличение количества N фиксированных по ширине проводников приводит к росту габаритов устройств, например, полосно-пропускающих фильтров [2].

На рис. 2 представлены результаты расчета в программе электродинамического моделирования зависимостей собственной добротности Q_0 исследуемого резонатора от числа проводников встречно-штыревой структуры N.

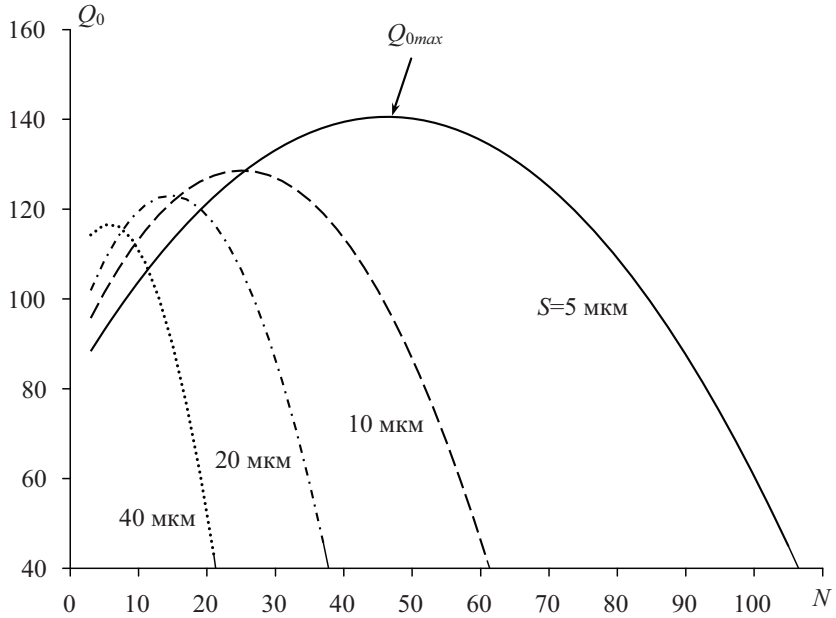


Рис. 2. Зависимости собственной добротности Q_0 от числа проводников встречно-штыревой структуры N для нескольких зазоров S между полосковыми проводниками

Получено несколько зависимостей при различных расстояниях S между проводниками структуры: 5, 10, 20 и 40 мкм. Расчет произведен для фиксированной резонансной частоты 1 ГГц, которая поддерживалась постоянной за счет изменения длины резонатора. Остальные конструктивные параметры были следующими: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 9.8$, ее толщина 1 мм, полная ширина структуры $W = 1$ мм, материал проводников – медь.

Из представленных зависимостей видно, что собственная добротность исследуемого микрополоскового резонатора ведет себя немонотонно от числа проводников встречно-штыревой структуры и имеет максимум, положение которого зависит от величины зазора S между полосковыми проводниками. Такое поведение существенно отличается от монотонных зависимостей $Q_0(N)$, построенных ранее в [1] при неизменной ширине проводников w.

На рис. 3 представлена зависимость оптимального количества проводников N_{opt} встречно-штыревой структуры, соответствующего наибольшей собственной добротности Q_{0max} от зазора S между проводниками (сплошная линия). Как показали исследования, эта зависимость очень близка к обратно пропорциональной $N_{opt} = k/S$, причем коэффициент пропорциональности k зависит от остальных конструктивных параметров структуры. При этом максимальная собственная добротность Q_{0max} растет с уменьшением расстояния S между проводниками (штриховая линия).

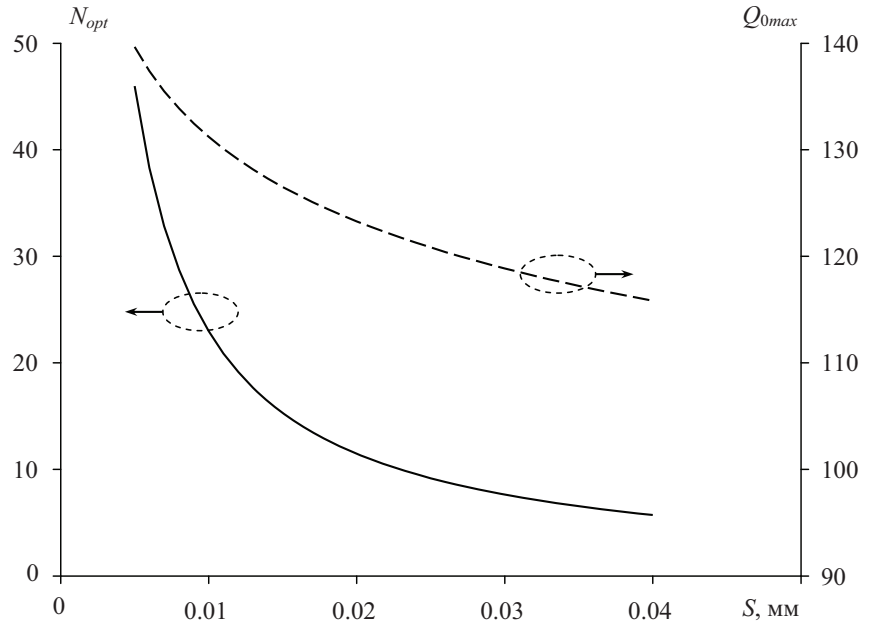


Рис. 3. Зависимость оптимального количества проводников $N_{опт}$ и максимальной собственной добротности Q_{0max} от расстояния S между проводниками

Для подтверждения полученных результатов в программе электродинамического моделирования были рассчитаны, а затем с применением фотолитографии изготовлены четыре макета исследуемого резонатора с числом проводников $N = 3, 5, 11, 23$ при фиксированных зазорах между ними $S = 25$ мкм. В качестве материала подложки использовалась керамика поликор толщиной 1 мм и диэлектрической проницаемостью подложки $\varepsilon = 9.8$. Частота нижайшей моды колебаний всех резонаторов была одинаковой $f_0 \approx 1$ ГГц. При этом длины резонаторов составили соответственно 14.3 мм, 11.3 мм, 8.4 мм и 6.6 мм.

На рис. 4 представлены результаты измерений собственной добротности изготовленных резонаторов от числа проводников встречно-штыревой структуры (точки) и их

аппроксимация (сплошная линия). Представленная экспериментальная зависимость подтверждает немонотонный характер изменения добротности от количества проводников, который был обнаружен в ходе теоретических исследований. Справа на рис. 4 представлены фотографии изготовленных макетов резонаторов. Здесь же для сравнения приведена фотография традиционного микрополоскового регулярного четвертьволнового резонатора с резонансной частотой нижайшей моды колебаний 1 ГГц. Длина его полоскового проводника 29 мм при его ширине 1 мм. Остальные конструктивные параметры были такими же, как и у изготовленных макетов на основе встречно-штыревой структуры. Его измеренная собственная добротность составила ~190.

Видно, что исследуемый в работе резонатор на основе встречно-штыревой структуры существенно превосходит по миниатюрности традиционный четвертьволновый резонатор при сопоставимой собственной добротности. При этом важно отметить, что с уменьшением расстояния S между проводниками это различие в собственной добротности также быстро уменьшается.

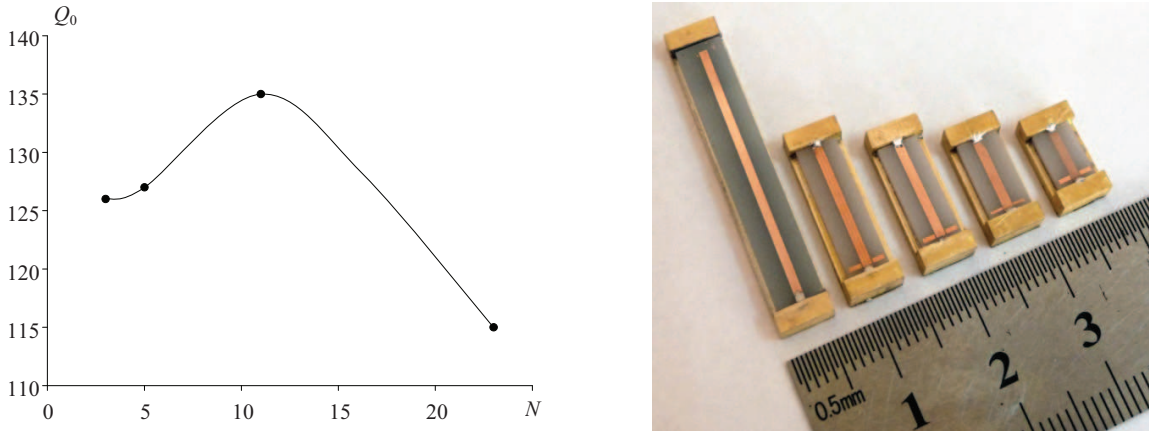


Рис. 4. Измеренная зависимость собственной добротности Q_0 изготовленных резонаторов от числа проводников N встречно-штыревой структуры. На фотографии слева направо показаны макеты четвертьволнового резонатора и исследуемых резонаторов с числом проводников 3, 5, 11 и 23

Таким образом, в работе исследована миниатюрная конструкция микрополоскового резонатора, проводники которого имеют встречно-штыревую структуру. Теоретически обнаружен и экспериментально подтвержден немонотонный характер поведения собственной добротности от числа полосковых проводников резонатора при фиксированной ширине встречно-штыревой структуры. Экспериментально показано, что исследуемый резонатор обладает значительной миниатюрностью по сравнению с традиционными микрополосковыми конструкциями при сопоставимой с ними величине собственной добротности.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.607.21.0039.

Список литературы

1. Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Я. Ф. Бальва, А. А. Лексиков, Р. Г. Галеев // Письма в ЖТФ. – 2014. – № 22. – Т. 40. – С. 52–60.

2. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Я. Ф. Бальва, Ан. А. Лексиков, Р. Г. Галеев // Письма в ЖТФ. – 2015. – № 10. – Т. 41. – С. 89–96.

РАЗРАБОТКА МИКРОПОЛОСКОВОГО ДИПЛЕКСЕРА ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ГЛОНАСС/GPS

А. О. Афонин[1], И. В. Говорун[2], А. А. Лексиков[1,2] (научный руководитель)

[1]*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М. Ф. Решетнёва*
660014, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: nord2492@mail.ru
[2]*Институт физики имени Л.В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. № 38
E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Описана конструкция микрополоскового диплексера, полосы пропускания и задерживания которого были выбраны так, чтобы обеспечить частотное разделение сигналов поддиапазонов L1 (1226-1254 МГц) и L2 (1574-1640 МГц) в приемниках радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Каналы диплексера выполнены в виде трехзвенных полосно-пропускающих фильтров на четвертьволновых резонаторах. Минимальные вносимые потери в низкочастотном канале 1.3 дБ, в высокочастотном – 1.0 дБ. Развязка между каналами и подавление на частотах соседнего канала – не менее 50 дБ. Размеры подложки ($\varepsilon = 80$) толщиной 1 мм составляют 35.8 мм × 10.0 мм.

Развитие современных систем связи, радиолокации и радионавигации невозможно без создания новых и совершенствования известных СВЧ устройств. В многоканальных радиосистемах для разделения спектра на несколько узкополосных каналов с минимальными потерями мощности (либо для сложения нескольких частотных диапазонов в один канал) применяются мультиплексеры. Двухканальные мультиплексеры называются диплексерами. Диплексеры также являются важнейшими устройствами, служащими для согласования блоков в двухполосных системах, например, радиолокаторах различного назначения.

Современные системы связи часто являются многодиапазонными, например, глобальные системы позиционирования ГЛОНАСС и GPS работают в двух диапазонах L1 и L2. Требования к аппаратуре связи таковы, что она должна обеспечивать уверенную работу одновременно со всеми поддерживаемыми диапазонами, а также, помимо всего прочего, иметь минимальные массогабаритные показатели [1]. Поэтому актуальной задачей на сегодняшний день является разработка микрополосковых диплексеров (МПД) для спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС/GPS. Известно, что такие диплексеры являются наиболее миниатюрными и простыми в изготовлении и настройке, и, несмотря на сравнительно невысокие электрические характеристики, находят все более широкое применение в радиотехнике в дециметровом диапазоне длин волн [2].

Чаще всего микрополосковые диплексеры конструируют как два полосно-пропускающих фильтра, имеющих один общий вход (порт). Основной проблемой при конструировании МПД является согласование по общему порту. Эта проблема решается различными способами. «Прямолинейный» способ заключается в том, что линию, идущую от общего порта, расщепляют на две, и концы двух образовавшихся таким образом линий просто подключают к крайним резонаторам каналов. В этом случае входные резонаторы каналов объединяются в единый резонатор, в котором возбуждаются паразитные резонансы, что сильно усложняет настройку диплексера. Применение емкостной связи расщепленной линии с каналами позволило построить диплексер с четырехзвенными каналами [3], но добиться хорошего согласования авторам этой работы так и не удалось.

Широкое распространение получил способ, в котором общий вход подключается к общему для обоих каналов резонатору, две первые моды колебаний которого настроены на частоты каналов [4, 5] и участвуют в формировании полос пропускания. Однако далеко не всегда можно подобрать точку подключения общего порта так, чтобы она была оптимальной на частотах обеих мод. Для значительного уменьшения потерь в каналах, а также уменьшения размеров устройства, используют конструкцию МПД, по-

строенную на двухмодовых резонаторах [6]. Однако их настройка требует определенных навыков и опыта.

В настоящей работе описан микрополосковый диплексер, полосы пропускания и задерживания которого были выбраны так, чтобы обеспечить частотное разделение сигналов поддиапазонов L1 и L2 в приемниках СРНС ГЛОНАСС и GPS. Каналы МПД выполняются в виде трехзвенных полосно-пропускающих фильтров (ППФ), общий порт которых подключен к нерезонансному отрезку микрополосковой линии, выполненной в форме «шпильки», один конец которой короткозамкнут. Все резонаторы – четвертьволновые, т. е. одним концом также замкнуты на корпус, что существенно уменьшает размеры устройства по сравнению с МПД на полуволновых резонаторах. Частотные диапазоны каналов МПД 1226 МГц...1254 МГц 1574 МГц...1610 МГц. Устройство проектировалось для работы с 50-омным трактом, с коэффициентом отражения от портов в полосах пропускания каналов не более –14 дБ (КСВН≤1.5). Подавление на частотах соседнего канала должно быть не менее 50 дБ.

Разработка диплексера производилась с помощью компьютерного электромагнитного моделирования в программном продукте AWR DESIGN ENVIRONMENT 2009. Как показано ранее [7], изготовленные по результатам подобного моделирования диплексеры имеют характеристики, хорошо согласующиеся с расчетными.

На рис. 1 приведена топология полосковых проводников диплексера. Оба канала выполнены на единой подложке с $\varepsilon = 80$ толщиной 1 мм, тангенс угла диэлектрических потерь которой $\mathrm{tg}\delta = 0.0003$ (что соответствует керамике В80), и размерами 35.8 мм × 10.0 мм. Сравнительно большая диэлектрическая проницаемость диэлектрика выбрана для уменьшения размеров устройства. Расстояние от подложки до крышки корпуса 8 мм.

Размеры полосковых проводников и зазоры между ними были в соответствии с обозначениями на рис. 1 следующими (мм): $l_{c1} = 2.1$, $s_h = 2.0$, $l_1 = 7.7$, $s_1 = 2.7$, $l_2 = 7.6$, $s_2 = 2.9$, $l_3 = 7.8$, $w_p = 1.8$, $l_p = 7.3$, $s_w = 0.6$, $l_4 = 5.5$, $s_3 = 2.9$, $l_5 = 5.8$, $s_4 = 3.1$, $l_6 = 5.8$, $s_h = 2.0$, $l_{c2} = 1.3$. Ширина полосковых проводников всех резонаторов $w = 3.0$ мм, величина зазоров между входными резонаторами каналов и полосковым проводником, к которому подключен общий порт, $s_p = 0.2$ мм.

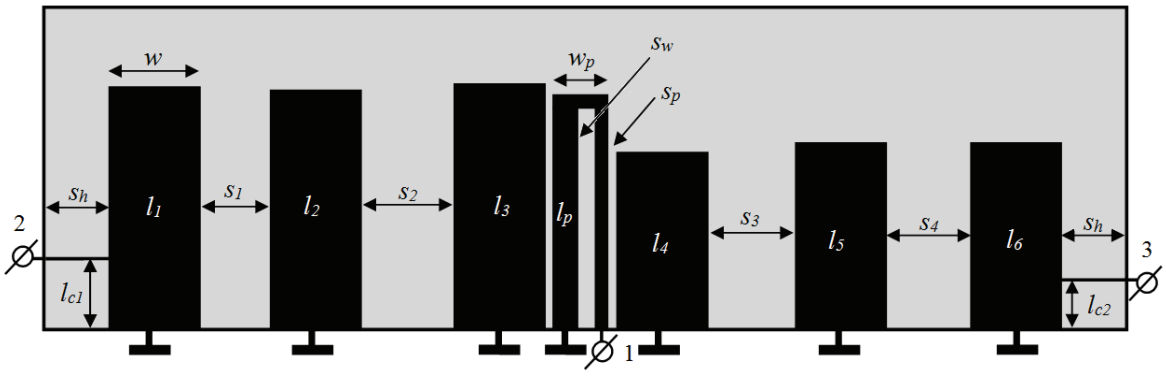


Рис. 1. Топология полосковых проводников микрополоскового диплексера с обозначением конструктивных параметров

Разработка диплексера проводилась следующим образом. Сначала моделировались раздельно фильтры каналов. Первоначально оба порта ППФ моделируемого канала подключались кондуктивно, и он настраивался на соответствующие частоты и оптимальную связь с внешними линиями. Затем проводник, обеспечивающий кондуктивную связь с портом (с правым в низкочастотном ППФ и с левым в высокочастотном ППФ), удалялся, и подключение соответствующего порта осуществлялось посредством полоскового проводника, имеющего форму шпильки (к нему подключен порт № 1 на

рис. 1). Затем настраивалась величина зазора между этим проводником и соседствующим с ним резонатором для получения оптимальной связи по этому порту с внешней линией. После этого оба ППФ объединялись в единое устройство в соответствии с рис. 1, и производилась окончательная настройка диплексера, которая заключалась в небольшой подстройке частот резонаторов. Следует отметить, что при таком способе подключения общего порта связь между ППФ низкочастотного канала и внешней линией носит преимущественно индуктивный характер, а между ППФ высокочастотного канала и внешней линией – емкостной.

Выходные порты каналов (№ 2 и № 3) в модели подключались через полосковые проводники шириной 0.4 мм.

На рис. 2 приведены АЧХ каналов диплексера $|S21|$ и $|S31|$, развязка между каналами $|S23|$ и коэффициент отражения по входу $|S11|$, полученные в результате моделирования.

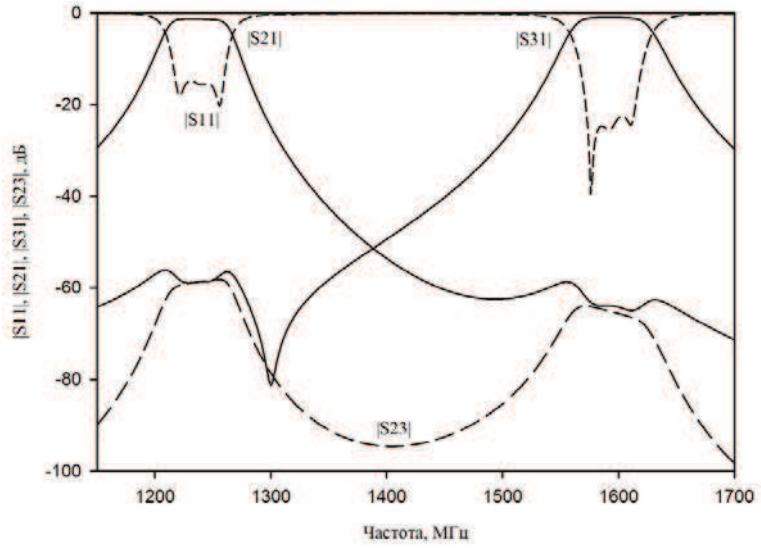


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики каналов микрополоскового диплексера

Видно, что развязка между каналами и подавление на частотах соседнего канала превышают 55 дБ. Минимальные потери составляют 1.3 дБ в низкочастотном канале и 1.0 дБ – в высокочастотном.

Работа выполнена при поддержке Гранта Минобрнауки РФ 14-607-21-0039.

Список литературы

1. Кершис, С. А. Фазовые характеристики многополосных фильтров и диплексеров свч и поиск перспективных схемно-конструктивных решений их реализации: дис. … канд. техн. наук / СПбГЭТУ, Санкт-Петербург. – 2014. – 141 с.

2. Беляев, Б. А. СВЧ диплексер на четвертьволновых резонаторах / Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, В. В. Тюрнев и др. // Препринт № 774Ф ИФ СО РАН, Красноярск. – 1997. – 51 с.

3. Zeng H. Y., et al. Planar diplexer using composite right-/ left-handed transmission line under balanced condition // El. Lett., 2012. V. 48 No. 2.

4. Chen C.-F., Huang T.-Y., Chou C.-P., Wu R.-B. Microstrip Diplexers Design With Common Resonator Sections for Compact Size But High Isolation // IEEE TMT & T. – 2006. – V. 54. – No. 5. – P. 1945–1952.

5. Chuang M.-L., Wu M.-T. Microstrip Diplexer Design Using Common T-Shaped Resonator // IEEE Mic. and Wireless Comp. Lett. – 2011. – V. 21. – No. 11. – P. 583–585.

6. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Тюрнев В. В. Микрополосковый диплексер на двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38. – В. 16. – С. 25–33.

Беляев Б. А., Лексиков А. А., Лексиков Ан. А. и др. Микрополосковый диплексер со смежными каналами // Тр. XII Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2014. – Т. 4. – С. 220–223.

СТРУКТУРА ПОЛЯ НАПРАВЛЕНИЙ ВЕКТОРА ПОЙНТИНГА В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ НЕКОТОРЫХ СИСТЕМ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

В. П. Беличенко, А. С. Запасной, П. В. Шестаков

Национальный исследовательский Томский государственный университет
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: zas_rff@sibmail.com

Обсуждаются особенности структуры поля направлений активной части интерференционной составляющей вектора Пойнтинга в перекрывающихся эванесцентных полях нескольких систем излучателей. Эти системы моделируются разнесенными в пространстве либо двумя электрическими диполями, либо электрическим и магнитным диполями. При этом исследованием охвачены случаи различной взаимной пространственной ориентации диполей. Полученные результаты представляют интерес с точки зрения изучения процессов формирования поля излучения, обеспечения малых уровней электромагнитного поля в окрестности заданных точек ближней зоны, а также в связи с разработкой новых методов ближнепольного радиоволнового зондирования сред и объектов.

В работе [1] проведено исследование особенностей структуры интерференционных потоков энергии в эванесцентных (затухающих) полях систем излучателей с целью выявления их роли в процессе формирования поля излучения. Наряду с этим в литературе, см. например [2], активно обсуждается проблематика создания областей с малым уровнем поля в ближней зоне систем излучателей. Этот вопрос представляет самый непосредственный интерес как для сотовой связи, с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости, так и с точки зрения удовлетворения санитарных требований на пороговый уровень спектральной плотности мощности, установленный соответствующими стандартами.

И в том и другом случаях представляется полезным проведение дополнительного исследования, касающегося либо строения силовых линий электрического поля, либо структуры поля направлений вектора Пойнтинга в ближней зоне систем излучателей. Именно такое исследование проводится в данной работе в отношении простейших комбинированных излучающих систем, содержащих разнесенные в пространстве либо два электрических диполя, либо электрический и магнитный диполи. Пример такой системы представлен на рис. 1. В данном случае электрические моменты p_1 и p_2 диполей сонаправлены. При этом предполагается, что частота токов, возбуждающих диполи одинакова, а начальные фазы различные и допускающие управление их разностью.

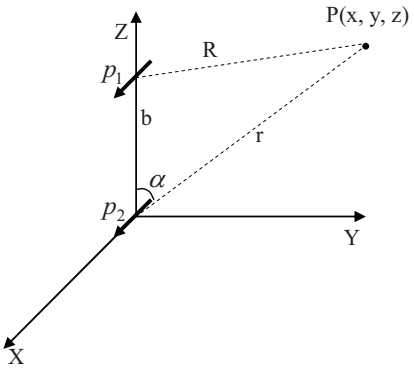


Рис. 1. Комбинированная излучающая система, содержащая сонаправленные электрические диполи

В отличие от [1], здесь не используются мультипольные разложения для полей излучателей в сферической системе координат, а применяются интегральные представления для компонент полей произвольного распределения токов в декартовой системе

координат [3]. Это обстоятельство позволило нам получить достаточно простые, хотя и громоздкие, выражения для декартовых составляющих комплексного вектора Пойнтинга **S**. Из этих выражений выделены интерференционные составляющие S_x^{int}, S_y^{int} и S_z^{int} данного вектора. Например, в случае излучающей системы, представленной на рис. 1, они имеют следующий вид

$$S_x^{\text{int}} = \frac{w}{32\pi^2 ik}\Big\{yx\Big[p_1 p_2^* F_2(R)F_3^*(r) + p_2 p_1^* F_2(r)F_3^*(R)\Big] + zx\Big[p_1 p_2^* F_2(R)F_3^*(r) + p_2 p_1^* F_2(r)F_3^*(R)\Big]\Big\},$$

$$S_y^{\text{int}} = -\frac{w}{32\pi^2 ik}\Big\{p_1 p_2^* F_3^*(r)(F_1(R) + x^2 F_2(R)) + p_2 p_1^* F_3^*(R)(F_1(r) + x^2 F_2(r))\Big\},$$

$$S_z^{\text{int}} = -\frac{w}{32\pi^2 ik}\Big\{p_1 p_2^* F_3^*(r)(F_1(R) + x^2 F_2(R)) + p_2 p_1^* F_3^*(R)(F_1(r) + x^2 F_2(r))\Big\},$$

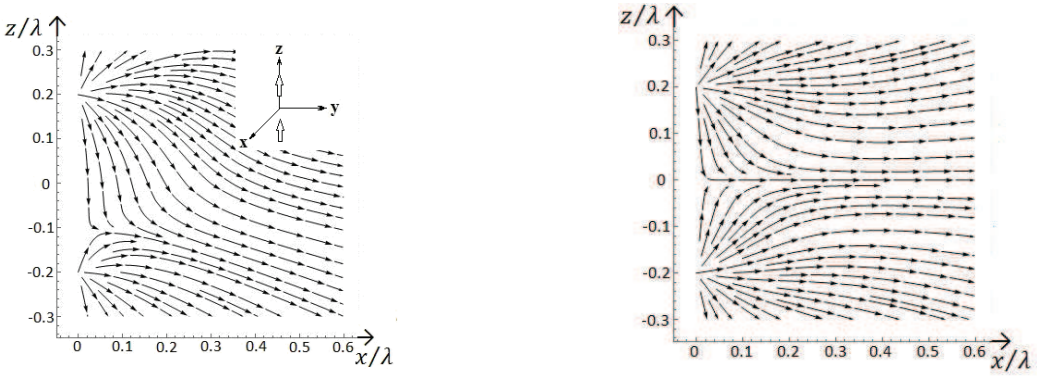
$$F_1(a) = \frac{-1 - ika + (ka)^2}{a^3}e^{-ika},\ F_2(a) = \frac{3 + 3ika - (ka)^2}{a^5}e^{-ika},\ F_3(a) = \frac{1 + ika}{a^2}e^{-ika},$$

где звёздочка означает комплексное сопряжение соответствующей величины; a – расстояние от диполя до точки наблюдения P (x, y, z) (соответственно R для диполя с моментом p_1 и r для диполя с моментом p_2),

$$R = \sqrt{r^2 + b^2 - 2rb\cos\alpha},\ r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}.$$

Исследование картины поля направлений именно интерференционных составляющих активной части вектора Пойнтинга представляло для нас первоочередной интерес. Если излучающая система не обладает осевой симметрией, то детальное представление такой картины и ее анализ требуют большого объема вычислений. Наличие осевой симметрии существенно сокращает вычислительную работу.

В качестве примера на рис. 2 показано поле направлений активной (действительной) части интерференционной составляющей вектора Пойнтига в ближней зоне излучающей системы в виде двух коллинеарных электрических диполей (выноска на рис. 2, *а*).



а *б*

Рис. 2. Структура поля направлений активной части интерференционной составляющей вектора Пойнтинга (λ – длина волны, разность начальных фаз токов в диполях: а) $\pi/2$, б) 0)

Структура указанного поля направлений в значительной степени определяется соотношением величин начальных фаз токов в диполях. В частности, при разности начальных фаз, равной $\pi/2$ отчетливо видно, что в ближней зоне имеет место выраженный перенос мощности за счет интерференционной части вектора Пойнтинга от верхнего диполя к нижнему. В данном случае излучение нижнего диполя выполняет роль своеобразной «подсветки», позволяющей в достаточно широких пределах изменять режим облучения требуемой области, лежащей в ближней зоне системы излучателей. Таким образом, в ближней зоне систем излучателей возможно эффективное управление действительной частью интерференционной составляющей вектора Пойнтинга (рис. 2, *б*).

Отмеченная особенность может представлять интерес и в связи с разработкой новых методов ближнепольного радиоволнового зондирования сред и объектов, характеризуемых сильным поглощением [4–6]. Для решения существующих к настоящему времени серьёзных задач в ближнепольной сканирующей томографии сильно поглощающих сред в работе [4] предлагается специальная схема измерений. Она использует возможности многочастотной СВЧ диагностики диэлектрических неоднородностей в таких средах. При этом ключевую роль играет использование жестко связанной системы источник-приемник. Существенно подчеркнуть, что глубинная чувствительность обеспечивается при этом за счет привлечения целого ряда факторов: частота зондирующего сигнала, размер апертуры приемной антенны, высота уровня сканирования. В [5] построена теория ближнепольного зондирования шарообразного контрастного объекта, а в [6] предложено проводить ближнепольную диагностику сред и объектов среднего уровня разрешения с использованием перекрывающихся эванесцентных полей систем излучателей.

Работа выполнена по программе повышения конкурентоспособности Томского государственного университета и при финансовой поддержке гранта № 13-02-98025 регионального конкурса РФФИ (р_сибирь_а).

Список литературы

1. Беличенко В. П., Запасной А. С., Шестаков П. В. Роль эванесцентных полей в процессе формирования излучения комбинированных излучающих систем // Оптика и спектроскопия. – 2015. – Т. 118. – № 4. – С. 112–114.

2. О формировании областей с малым значением электрического поля на конечном расстоянии от системы излучателей / В. А. Пермяков, А. Н. Корюкин, М. С. Михайлов, Д. В. Сороковик // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2013. – № 7. – http://jre.cplire.ru/jre/jul13/index.html.

3. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. – М.: Мир, 1977. – 487 с.

4. Гайкович К. П., Максимович Е. С. О ближнепольной СВЧ диагностике неоднородностей в сильнопоглощающих средах // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2015. – № 1. – http://jre.cplire.ru/jre/jan15/index.html.

5. Галин М. А., Резник А. Н. Дифракция квазистатического поля антенны на шаре в задачах ближнепольной сверхвысокочастотной локации // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – № 7. – С. 785–796.

6. Беличенко В. П., Запасной А. С., Шестаков П. В. Управление величиной и пространственным распределением интерференционных потоков энергии в ближних полях систем идентичных излучателей // Оптика и спектроскопия. – 2015. – Т. 118. – № 4. – С. 115–118.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЧИТАННОЙ МАТЕМАТИЧЕСКИМ СПОСОБОМ ВЩАР X – ДИАПАЗОНА ПОСРЕДСТВОМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В САПР CST MWS

А. А. Былов

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: AlexeyBylov1986@ya.ru

Проведено автоматизированное моделирование нерезонансной волноводно – щелевой антенной решетки X – диапазона, рассчитанной методом рекуррентных соотношений. Проанализированы полученные характеристики на предмет соответствия заданным техническим параметрам на антенну, выполнена оптимизация структуры антенной решетки.

Волноводно-щелевые антенные решетки (ВЩАР) широко используются в антенной технике. К основным достоинствам этих антенн относят их плоскую форму и компактные размеры, которые позволяют использовать ВЩАР в летательных аппаратах без ухудшения их аэродинамических характеристик. ВЩАР имеют также достаточно высокую эффективность, сравнительно широкую рабочую полосу частот, высокую механическую прочность и могут работать с высокими уровнями мощности.

ВЩАР относится к диаграммообразующим схемам (ДОС) последовательного принудительного типа с электронным способом сканирования, что позволяет осуществлять быстрое и безынерционное управление направленными свойствами антенны.

Основные технические параметры, которыми должна обладать рассматриваемая ВЩАР X-диапазона, выглядят следующим образом:

- диапазон рабочих частот 7,174…8,09 ГГц;
- ширина луча по уровню половинной мощности в Н-плоскости 6,5 градусов;
- направление главного максимума ДН на центральной частоте антенны в Н-плоскости 8.5 градусов;
- уровень боковых лепестков не более минус 13 дБ;
- коэффициент отражения не более минус 18 дБ;
- переменно-фазная связь слабонаправленных излучателей с волноводом.

Общий вид ВЩАР с размещением щелей изображен на рис. 1.

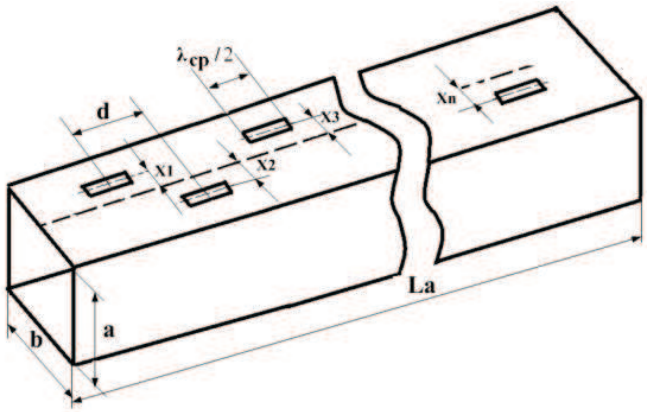


Рис. 1. Общий вид ВЩАР

Результаты расчета геометрических размеров ВЩАР методом рекуррентных соотношений [1] перечислены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Геометрические размеры ВЩАР X – диапазона

Сечение волновода, мм		Длина волновода (La), мм	Количество щелей, шт.	Длина щели, мм	Расстояние между щелями (d), мм	Ширина щели, мм
a	b					
12,6	28,5	356.4	14	18	22,6	3,7

Таблица 2

Смещения щелей относительно центральной линии широкой стенки волновода

	№ щели													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
X_n, мм	2,21	2,56	2,46	2,43	2,62	3,08	3,6	3,69	3,56	3,76	4,73	7,85	6	7,5

На рис. 2 изображена модель ВЩАР, выполненная в CST MWS в соответствии с геометрией, рассчитанной методом рекуррентных соотношений.

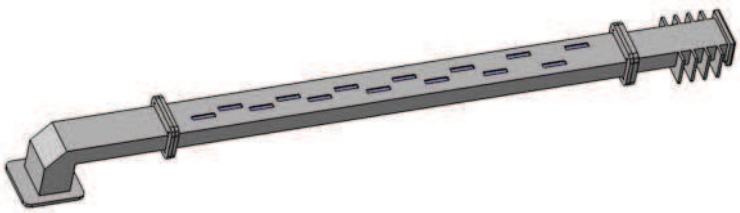


Рис. 2. Модель ВЩАР, выполненная в CST MWS

Характеристики ВЩАР, полученные в результате автоматизированного моделирования, изображены на рис. 3, 4. На рис. 3 показаны коэффициент отражения (S1,1) и коэффициент проходного затухания сигнала (S2,1) в волноводе со щелями. Диаграмма направленности в плоскости H на центральной частоте показана на рис. 4.

Анализируя результаты моделирования антенны, можно заметить, что направление излучения главного лепестка антенны составляет 8.9 градусов относительно нормали к широкой стенке волновода со щелями, ширина лепестка по уровню половинной мощности составляет 6.5 градусов. Во всей полосе рабочего диапазона частот коэффициент отражения составляет не более минус 15 дБ, коэффициент проходного затухания в волноводе со щелями не менее минус 5 дБ, ослабление боковых лепестков не хуже минус 12 дБ.

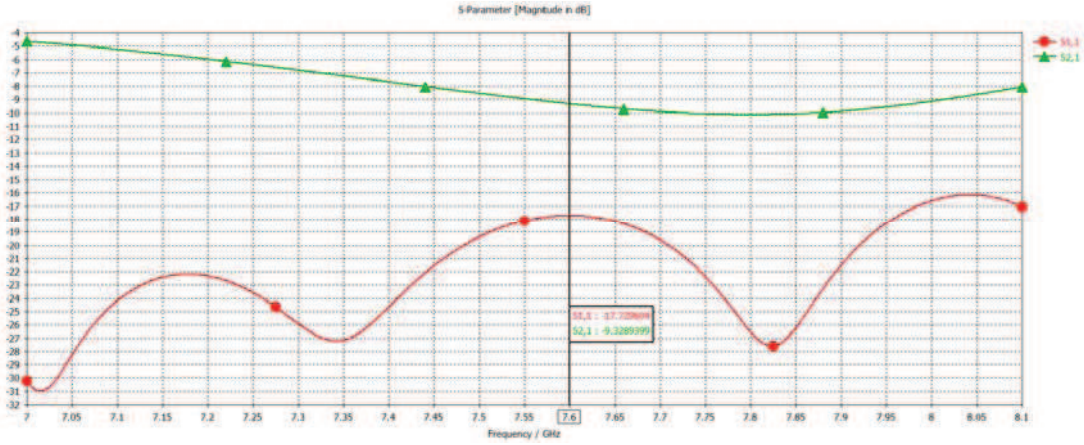


Рис. 3. Характеристики S1,1 , S2,1

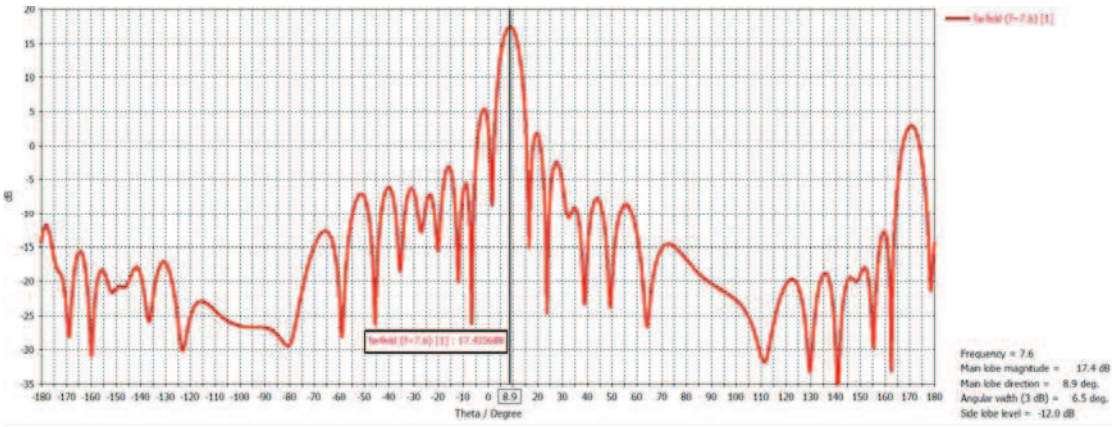


Рис. 4. ДН на центральной частоте рабочего диапазона в плоскости H

Очевидно, что:

– уровень по боковым лепесткам не выполняется (согласно техническому заданию должен быть не хуже минус 13 дБ);

– щели излучают не эффективно, так как коэффициент проходного затухания сигнала более -10 дБ, то есть излучающая система из щелей забирает мощность на излучение менее 10 дБ от основного сигнала.

Для достижения требуемых характеристик была проведена оптимизация структуры ВЩАР. Результаты оптимизации изложены в табл. 3, 4.

Таблица 3

Геометрические размеры ВЩАР X – диапазона после оптимизации

Сечение волновода, мм		Длина волновода (La), мм	Количество щелей, шт.	Длина щели, мм	Расстояние между щелями (d), мм	Ширина щели, мм
a	b					
12,6	25	368,4	13	18,3	25,6	3,7

Таблица 4

Смещения щелей относительно центральной линии широкой стенки волновода после оптимизации

	№ щели												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
X_n, мм	2,25	2,42	2,42	2,37	2,47	3,83	3,28	3,37	3,31	3,63	5	4,07	5,26

Характеристики ВЩАР, полученные после оптимизации, изображены на рис. 5, 6. На рис. 5 показаны коэффициент отражения (S1,1) и коэффициент проходного затухания (S2,1) сигнала в волноводе со щелями. Диаграмма направленности в плоскости H на центральной частоте показана на рис. 6. Изменение направления излучения главного максимума в зависимости от частоты (электронное сканирование лучом) показано на рис. 7.

Анализируя полученные результаты после оптимизации структуры ВЩАР можно заметить следующее:

– уровень боковых лепестков на центральной частоте составляет не более минус 13.5 дБ, что удовлетворяет основным техническим параметрам (не более минус 13 дБ);

– коэффициент отражения S1,1 данной антенной решетки во всей рабочей полосе частот не хуже минус 18 дБ, что удовлетворяет основным техническим параметрам (не более минус 18 дБ);

– коэффициент проходного затухания S2,1 составляет менее минус 9.8 дБ во всем рабочем диапазоне частот, что говорит об эффективном излучении щелей.

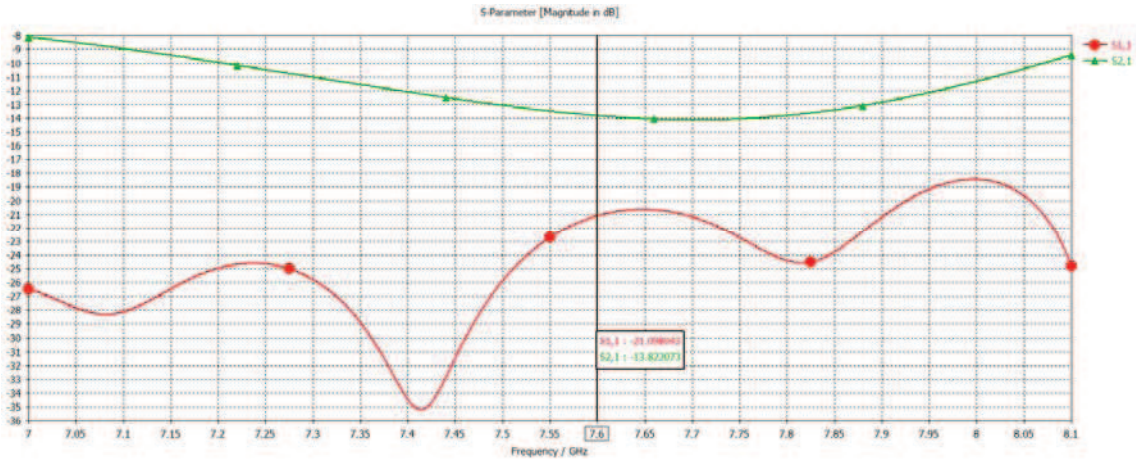


Рис. 5. Характеристики S1,1, S2,1

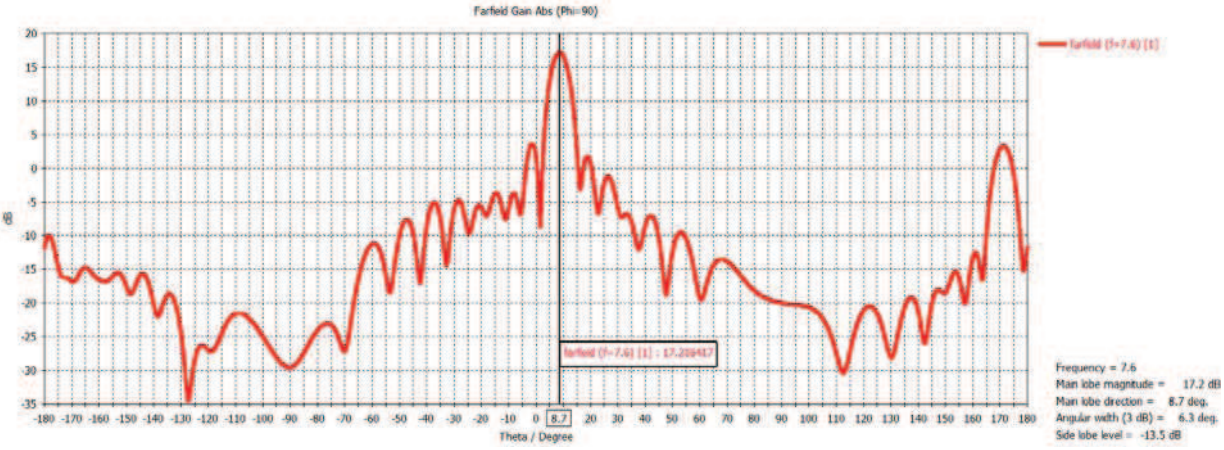


Рис. 6. ДН на центральной частоте рабочего диапазона в плоскости H

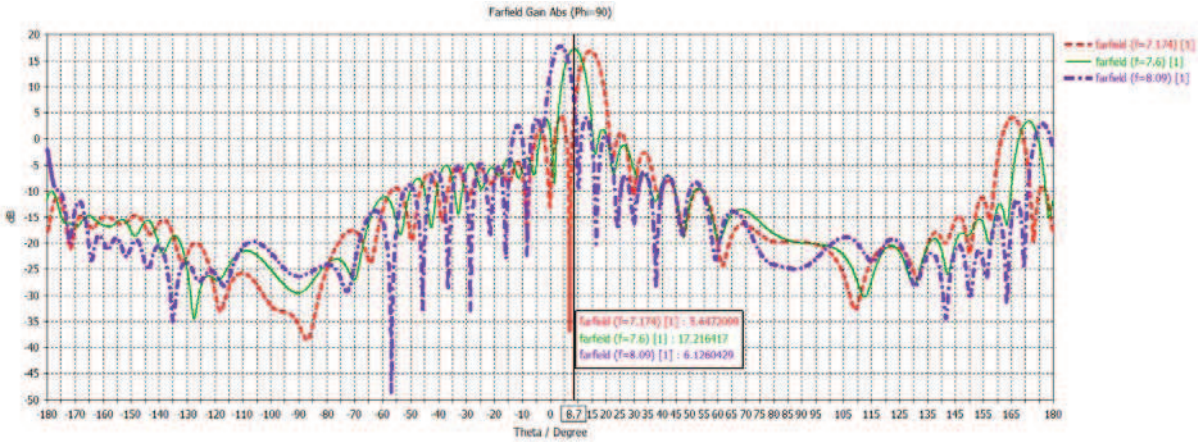


Рис. 7. ДН антенны на минимальной, центральной и максимальной частотах рабочего диапазона в плоскости H

Таким образом, проведенная оптимизация структуры ВЩАР позволила максимально полно добиться заданных технических параметров. В данном случае к лучшим результатам привело уменьшение ширины волновода с 28,5 мм до 25 мм, при этом количество щелей уменьшилось до 13 штук.

Анализ характеристик рассчитанной математическим способом ВЩАР X – диапазона посредством автоматизированного моделирования в САПР CST MWS показал некоторое несоответствие заданным техническим характеристикам, в частности, коэффициенту отражения (S1,1) и коэффициенту проходного затухания сигнала в волноводе (S2,1), отражающего эффективность излучения антенной решетки. Это можно объяснить тем, что метод рекуррентных соотношений не учитывает взаимовлияния щелевых излучателей друг на друга. Тем не менее, необходимо заметить, что метод рекуррентных соотношений дает вполне приемлемый результат на начальном этапе проектирования ВЩАР.

Список литературы

1. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток): учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, Н. С. Давыдова и др. ; под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981.

РАЗЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРАХ С ЛИЦЕВОЙ И ТОРЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ

А. Т. Газизов[1], А. М. Заболоцкий[2] (научный руководитель)

[1] *Национальный исследовательский Томский политехнический университет*
634050, г. Томск, пр. Ленина, 30
E-mail: gazizov@tpu.ru
[2]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: zabolotsky_am@mail.ru

Приведены результаты моделирования разложения сверхкороткого импульса в модальных фильтрах с различным расположением проводников (с торцевой и лицевой связью) при прочих равных параметрах. Показано, что изменение расположения проводников может привести к увеличению коэффициента ослабления в 3,5 раза, а длительности разлагаемого импульса – в 10 раз.

В настоящее время актуальны разработка и исследование новых устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры от опасных электромагнитных воздействий [1]. Одними из таких устройств являются модальные фильтры (МФ) – пассивные структуры, способные защищать различные электронные приборы от сверхкороткого импульса (СКИ) путем его разложения на импульсы меньшей амплитуды за счет разной скорости распространения мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [2]. Модальное разложение СКИ было экспериментально подтверждено для плоских кабелей силового питания, а также для отдельных микрополосковых структур (печатных МФ) [2]. По мере развития исследований модального разложения в печатных МФ предлагались их различные исполнения, обеспечивающие наибольшую разность погонных задержек четной и нечетной мод (главная характеристика МФ). Тем не менее, не было исследовано разложение СКИ в печатной структуре в зависимости от взаимного расположения проводников при прочих равных параметрах. Цель данной работы - восполнить этот пробел.

Исследование разложения СКИ в устройстве заключается в получении и анализе формы сигнала на выходе МФ (временного отклика МФ) при соответствующем входном воздействии. В данной работе для получения временного отклика используется квазистатический анализ, основанный на быстрых и точных математических моделях, внедренных в систему TALGAT [3]. В ней любая линия передачи полагается регулярной с произвольным поперечным сечением. Отрезок линии передачи, с N сигнальными проводниками и одним опорным, описывается следующими матрицами погонных параметров: электромагнитной индукции (**L**), электростатической индукции (**C**), сопротивления (**R**), проводимости (**G**). Задается произвольное периодическое воздействие во временной области, выполняется его быстрое преобразование Фурье. Для каждой частоты определяются напряжения в каждом узле. Матрицы **L** и **C** вычисляются методом моментов [4]. Напряжения во временной области получаются с помощью обратного преобразования Фурье.

В данной работе рассматриваются две структуры печатного МФ: с торцевой и с лицевой электромагнитной связью. Поперечное сечение каждой из структур (рис. 1) описывается одинаково. На подложке толщиной h = 0,5 мм и диэлектрической проницаемостью ε_r = 4 специальным образом расположены три параллельных проводника – активный (А), опорный (О) и пассивный (П). Ширина проводников w = 15 мм, толщина t = 105 мкм, расстояние между проводниками и от края структуры до проводника $s = d$ = 15 мм.

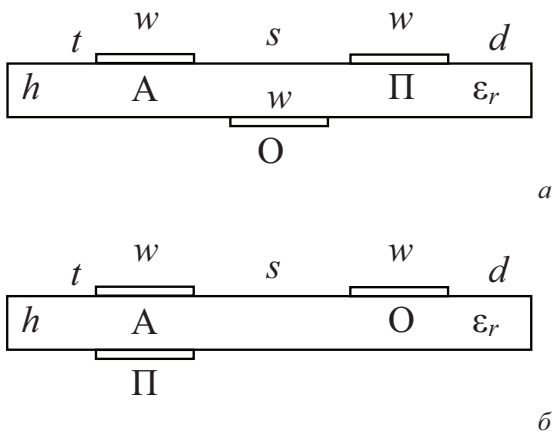


Рис. 1. Поперечное сечение МФ с торцевой (*а*) и лицевой (*б*) электромагнитной связью

Схема включения МФ одинакова и представлена на рис. 2. Источник трапециевидных импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС; U_1–U_4 – узлы; R – сопротивления, равные среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод; длина структур l = 0.5 м для каждого МФ. Также на схеме обозначены ближний и дальний концы активного (*А*) и пассивного (*П*) проводников.

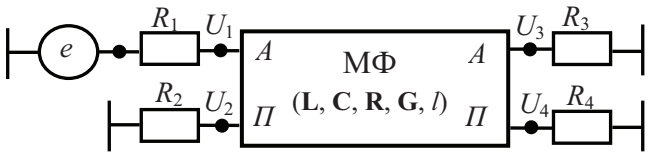


Рис. 2. Схема включения МФ

Формы сигнала, вычисленные без учета потерь при одинаковых геометрических параметрах для МФ с лицевой и торцевой связью при воздействии импульсного сигнала с длительностями фронтов и плоской вершины по 0,1 нс и амплитудой ЭДС 2 кВ, представлены соответственно на Рис. 3*а*, *б*. В начале активного проводника линии амплитуда напряжения равна половине ЭДС (1 кВ). При разложении импульса в МФ с лицевой связью (рис. 3, *а*) амплитуда напряжения на дальнем конце активного проводника равна 150 В (коэффициент ослабления – 7), а в МФ в торцевой связью (рис. 3, *б*) – 500 В (коэффициент ослабления – 2).

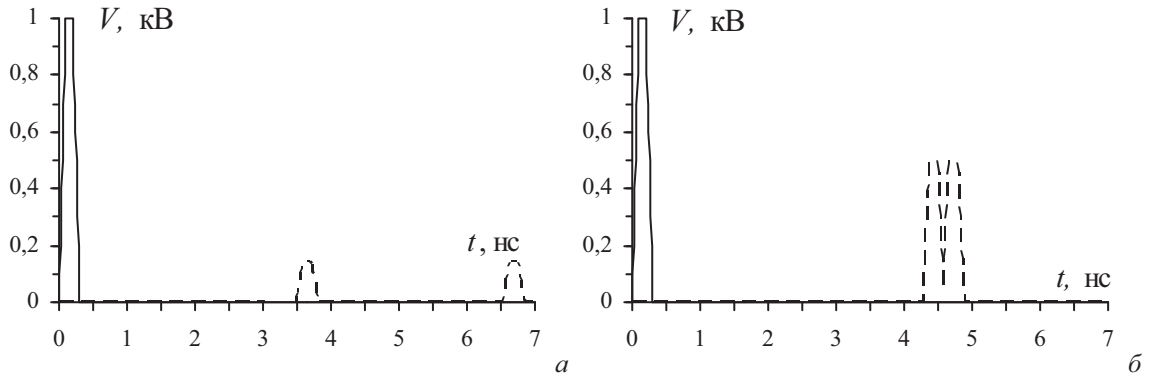


Рис. 3. Формы напряжения на ближнем (——) и дальнем (– –) концах активного проводника МФ с лицевой (*а*) и торцевой (*б*) связью. Длительность СКИ – 0,3 нс

Формы сигнала при воздействии импульсного сигнала с длительностями фронтов и плоской вершины по 1 нс и амплитудой 2 кВ представлены на рис. 4. При разложении импульса в МФ с лицевой связью (рис. 4, *а*) амплитуда напряжения на дальнем конце активного проводника равна 150 В (коэффициент ослабления – 7), а в МФ с торцевой связью (рис. 4, *б*) – 1000 В (ослабления нет).

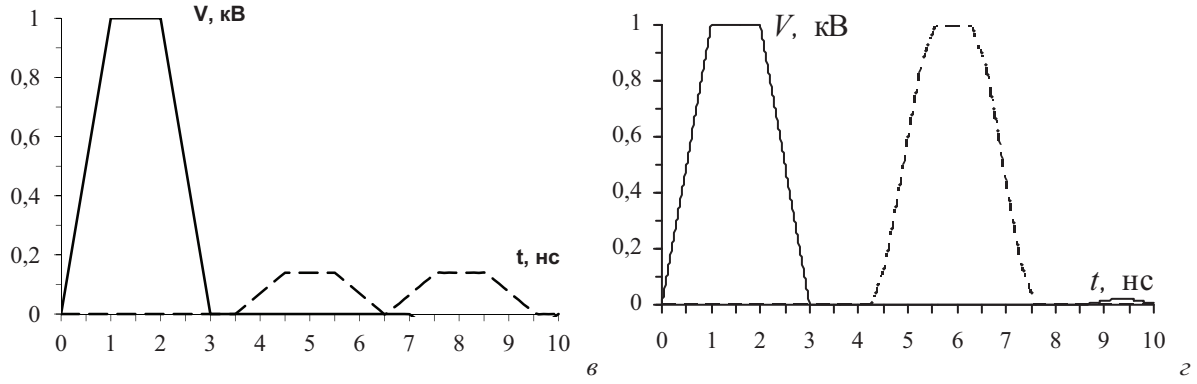


Рис. 4. Формы напряжения на ближнем (——) и дальнем (– –) концах активного проводника МФ с лицевой (*а*) и торцевой (*б*) связью. Длительность СКИ – 3 нс

Таким образом, исследовано разложение СКИ в печатном МФ в зависимости от взаимного расположения проводников при прочих равных параметрах на примере МФ с торцевой и лицевой связью. Показано, что коэффициент ослабления МФ при этом может отличаться в 3,5 раза. Следует отметить, что при рассмотрении МФ с каскадным соединением n пассивных проводников, коэффициент ослабления МФ с рассматриваемым расположением проводников будет отличаться в $(3,5)^n$ раз [2]. Также результаты моделирования показывают, что изменение взаимного расположения проводников печатного МФ может повысить в 10 раз максимальную длительность разлагаемого СКИ. Кроме очевидного преимущества, это может быть использовано для уменьшения длины МФ.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Список литературы

1. Genender, E., Garbe, H., Sabath F. Probabilistic Risk Analysis Technique of Intentional Electromagnetic Interference at System Level // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – Vol. 56, no.1. – Pp. 200–207. – Feb. 2014.

2. Заболоцкий А. М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: монография / А. М. Заболоцкий, Т. Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2013. – 150 с.

3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013619615. TALGAT 2012 / Газизов Т. Р., Мелкозеров А. О., Газизов Т. Т. и др. Заявка №2013617773; дата поступления 29.08.2013; Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11.10.2013.

4. Gazizov, T. R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symp., 151–155 (2001).

РЕАЛИЗАЦИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Д. Д. Саввин, Н. И. Герасимов (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а

Рассмотрены перспективные антенные системы, особенности рассеяния плоской электромагнитной волны и минимизации мощности рассеянного поля трёхплечевым электрическим вибратором, в плечи которого включены сосредоточенные нагрузки. Приведена методика расчета распределения токов в плечах вибратора, а также приведены результаты исследования выбора параметров нагрузок, минимизирующих рассеянную антенной мощность.

Антенны являются неотъемлемой частью любой современной технической системы, решающей задачи радиолокации, радионавигации, радиосвязи и т. д. Современные антенные системы основаны на использовании фазированных антенных решеток. Одним из наиболее общих по конфигурации типов проволочных излучающих структур является электрический вибратор.

Рассмотрим систему из трёх взаимно ортогональных тонких электрических вибраторов с длиной плеча l, возбуждаемых плоской электромагнитной волной, приходящей с направления, определяемого углами θ и φ. В разрывы плеч включены нагрузки W.

Задача нахождения токов в плечах вибраторов сводится к нахождению неизвестных коэффициентов разложения. На основе данного представления тока неизвестные коэффициенты разложения определяются с использованием метода Бубнова-Галеркина [1] из решения системы $6M$ алгебраических уравнений с $6M$ неизвестными (M - число учитываемых гармоник каждого типа) в виде:

$$\left[T\right]\left|J\right\rangle = \left|U\right\rangle. \tag{1}$$

Матрица $\left[T\right]$ и векторы-столбцы $\left|J\right\rangle, \left|U\right\rangle$ имеют структуру:

$$\left[T\right] = \begin{bmatrix} \left[C_{xx}\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] \\ \left[0\right] & \left[G_{xx}\right] & \left[0\right] & \left[P_{xy}\right] & \left[0\right] & \left[P_{xz}\right] \\ \left[0\right] & \left[0\right] & \left[C_{yy}\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] \\ \left[0\right] & \left[P_{yx}\right] & \left[0\right] & \left[G_{yy}\right] & \left[0\right] & \left[P_{yz}\right] \\ \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[0\right] & \left[C_{zz}\right] & \left[0\right] \\ \left[0\right] & \left[P_{zx}\right] & \left[0\right] & \left[P_{zy}\right] & \left[0\right] & \left[G_{zz}\right] \end{bmatrix}, \left|J\right\rangle = \begin{bmatrix} \left[A_x\right\rangle \\ \left[B_x\right\rangle \\ \left[A_y\right\rangle \\ \left[B_y\right\rangle \\ \left[A_z\right\rangle \\ \left[B_z\right\rangle \end{bmatrix}, \left|U\right\rangle = \begin{bmatrix} \left[fc_x\right\rangle \\ \left[fs_x\right\rangle \\ \left[fc_y\right\rangle \\ \left[fs_y\right\rangle \\ \left[fc_z\right\rangle \\ \left[fs_z\right\rangle \end{bmatrix}. \tag{2}$$

Вектор-столбец $\left|J\right\rangle$ содержит искомые коэффициенты разложения. В матрице $\left[T\right]$ блоки $\left[0\right]$ соответствуют нулевым блочным элементам, блоки $\left[C\right]$, $\left[G\right]$, $\left[P\right]$, имеющие размерность $M \times M$, определяют взаимную связь между гармониками во всех трёх плечах. Элементы этих матриц подробно описаны в [2]. Наличие блоков $\left[P_{\xi\eta}\right]$ $(\xi = x, y, z)$ $(\eta = x, y, z)$ приводит к изменению распределения токов в плечах трёхплечевого электрического вибратора. Наиболее наглядно этот факт проявляется при возбуждении трёхплечевого электрического вибратора падающей в плоскости xOz θ - поляризованной волной. В данном случае, если рассматривать каждое плечо излучателя в качестве отдельного вибратора, возбуждение y-плеча не должно происходить. Однако наличие эффектов переотражения электромагнитного поля между плечами трёхплече-

вого вибратора приводит к возникновению в *y*-плече токов, которые в ряде случаев могут превышать по амплитуде токи в *x*- и *z*-плече. Данное обстоятельство может приводить к существенному изменению диаграммы рассеяния.

Запишем теорему Умова-Пойнтинга в виде

$$-P_{cm} = \oint\limits_{S_R} \vec{\Pi}(\theta,\varphi)\cdot\vec{r}ds\,. \tag{3}$$

В соотношении (3) P^{cm} - мощность стороннего источника (принимаемая антенной мощность); $\vec{\Pi}(\theta,\varphi)$ - плотность потока мощности через поверхность S_R, охватывающую антенну.

Учитывая взаимосвязь между векторами напряженности электрического и магнитного полей в дальней зоне, а также направлением распространения волны представим P_{cm} из (3) в виде

$$P_{cm} = \frac{|E_0|^2}{2}\left|X(\theta_0,\varphi_0)\right\rangle^*\left[Z^*\right]^{-1}\left\{L_\theta W L_\theta + L_\varphi W L_\varphi\right\}\left[Z^T\right]^{-1}\left|X(\theta_0,\varphi_0)\right\rangle^T, \tag{4}$$

где W - диагональная матрица вида:

$$W = \begin{bmatrix} [W_1] & [\,0\,] & & [0] \\ [0] & [W_2] & \dots & [0] \\ [0] & [\,0\,] & & [W_N] \end{bmatrix}.$$

Каждый блок $[W_n]$ $(n=1,\dots N)$ данной матрицы в свою очередь является диагональной квадратной матрицей размерности *P*, а его элементы - значения нагрузок, включенных в излучатель.

Правая часть уравнения (3) определяется как

$$\begin{aligned}\oint\limits_{S_R}\vec{\Pi}(\theta,\varphi)\vec{r}ds &= \frac{1}{W_0}\oint\limits_{S_R}(\vec{E}^{cm}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}_0\cdot\vec{r}ds - \\ -\frac{1}{W_0}\oint\limits_{S_R}(\vec{E}^{вт}\cdot\vec{r}_0)\cdot\vec{E}^{cm}\cdot\vec{r}ds &+ \frac{1}{W_0}\oint\limits_{S_R}(\vec{E}^{cm}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}\cdot\vec{r}ds - \\ -\frac{1}{W_0}\oint\limits_{S_R}(\vec{E}^{вт}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}\cdot\vec{r}ds\,.&\end{aligned} \tag{5}$$

Напряженность электрического поля, рассеянного антенной решеткой с учётом полученного выше представления токов представим следующим образом

$$\begin{aligned}\vec{E}^{\xi}_{вт} &= \vec{\theta}E_0W_0\left|X(\theta,\varphi)\right\rangle^* L_\theta(\theta,\varphi)\times\left[Z^T\right]^{-1}L_\xi(\theta_0,\varphi_0)\left|X(\theta_0,\varphi_0)\right\rangle^T + \\ &+ \vec{\varphi}E_0W_0\left|X(\theta,\varphi)\right\rangle^* L_\varphi(\theta,\varphi)\times\left[Z^T\right]^{-1}L_\xi(\theta_0,\varphi_0)\left|X(\theta_0,\varphi_0)\right\rangle^T.\end{aligned} \tag{6}$$

В соотношении (7) $\left|X(\theta,\varphi)\right\rangle = \left|Xx(\theta,\varphi)\quad Xy(\theta,\varphi)\right\rangle$, где $Xx(\theta,\varphi) = \left|C^n_{m_x}\quad S^n_{m_x}\right\rangle$, $Xy(\theta,\varphi) = \left|C^n_{m_y}\quad S^n_{m_y}\right\rangle$, а элементы $C^n_{m_x}$, $S^n_{m_x}$ приведены в [2].

Условие минимизации мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого сигнала может быть представлено в виде некоторого функционала следующим образом:

$$\Xi(\vec{W}) = \frac{|E_0|^2 W_0}{2} \cdot \left\{ \mathbf{Y}^* R_{xx} \mathbf{Y}^T + \lambda \left(g - \mathbf{Y}^* Q \mathbf{Y}^T \right) \right\}, \tag{7}$$

где вектор $\mathbf{Y} = \left| X(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle L_\xi [Z]^{-1}$, матрица

$$R_{xx} = \int_{4\pi} \left\{ L_\theta \left| X(\theta,\varphi) \right\rangle^T \left| X(\theta,\varphi) \right\rangle^* L_\theta \right\} d\omega + \int_{4\pi} \left\{ L_\varphi \left| X(\theta,\varphi) \right\rangle^T \left| X(\theta,\varphi) \right\rangle^* L_\varphi \right\},$$

матрица $Q = \dfrac{W}{W_0}$.

Решение задачи условной минимизации мощности рассеяния антенной решетки (7) удовлетворяет условию:

$$R_{xx}^{-1} Q \mathbf{Y} = \lambda^{-1} \mathbf{Y} \,. \tag{8}$$

Из полученного выражения (8) видно, что $\mathbf{Y}$ является собственным вектором матрицы $R_{xx}^{-1} Q$, соответствующим собственному значению λ. При этом минимизация мощности рассеяния соответствует выбору наименьшего собственного значения $\lambda_{\min}$. После определения соответствующего собственного вектора $\mathbf{Y}_{\min}$ значения нагрузок, обеспечивающих минимум мощности рассеиваемого поля, находятся из решения системы уравнений

$$\left| X(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle L_\xi [Z]^{-1} = \mathbf{Y}_{\min} . \tag{9}$$

Формула (9) представляет собой решение задачи минимизации мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого (излучаемого) сигнала. Необходимо подчеркнуть, что решение задача условного экстремума (9) является одновременно и решением задачи о достижении максимума $P_{ст} / P_{рас}$.

При проведении исследований рассматривался трёхплечевой электрический вибратор, с длиной плеча $l = \lambda$, возбуждаемый плоской электромагнитной волной. Распределение токов в плечах вибратора без включенных и включенных нагрузках в z-плечи при падении волны под углом $\theta_0 = 45^\circ$ показано на рис. 1 и 2 соответственно.

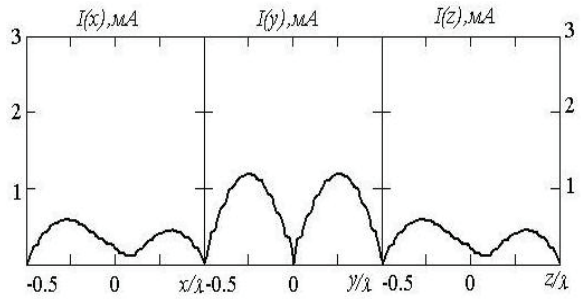


Рис. 1

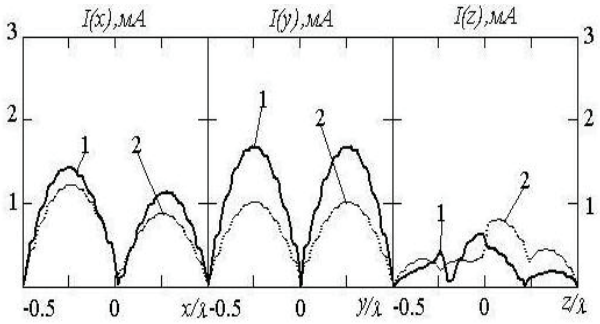


Рис. 2

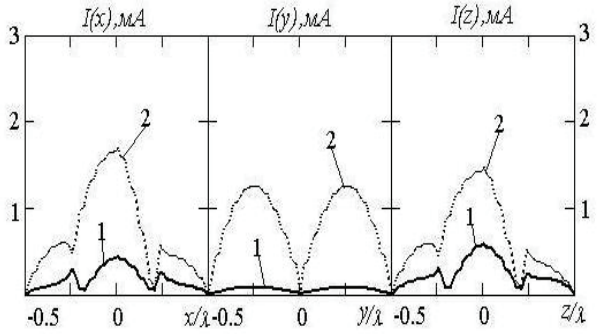


Рис. 3

Кривые 1 и 2 соответствуют включению нагрузок 1000*i* Ом и –1000*i* Ом. Как показали исследования, в этих случаях в невозбуждаемом *y*-плече могут возникать токи, превышающие по амплитуде токи в возбуждаемых *x*- и *z*-плечах.

На рис. 3 рассмотрен случай падения волны под углом $\theta_0 = 30^\circ$ при включении нагрузок в *x*- и *z*-плечах. Обозначение кривых 1 и 2 имеет тот же смысл, что и на рис. 2.

Анализ полученных результатов показывает, что параметры включаемых нагрузок изменяют распределение токов в плечах вибратора и существенным образом влияют на характер переотражения полей.

Список литературы

1. Коротковолновые антенны / Под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

2. Особенности рассеяния электромагнитных волн крестообразным электрическим вибратором / Д. Д. Габриэльян и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – № 5. – Т. 10. – С. 14–16.

НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА ПИРАМИДАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ БОРТОВОЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ

И.И. Доника, А.А. Неудакин (научный руководитель)

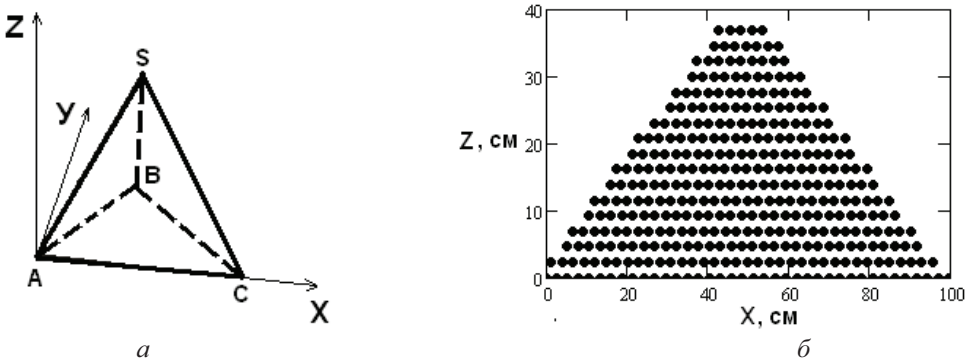
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: ircneuss@mail.ru

Рассмотрена математическая модель излучающего раскрыва пирамидальной антенной решетки бортовой спутниковой радиостанции и представлены результаты исследований характеристик направленности такой антенной системы при изменении геометрии треугольного излучающего полотна с гексагональным расположением излучателей.

Одним из наиболее стремительно развивающихся видов информационных технологий является спутниковая связь, предоставляющая комплекс информационных услуг каждому пользователю вне зависимости от его местоположения и передвижения. Командования вооруженных сил ведущих экономически развитых стран рассматривают спутниковую связь как наиболее значимую и приоритетную для обеспечения информационного превосходства на театрах военных действий [1]. Важнейшими качествами спутниковой связи, которыми не обладают другие виды связи, являются глобальный охват и высокий коэффициент готовности способность предоставить каналы связи из любой точки мира в очень короткое время.

В Военно-Воздушных Силах одним из основных элементов спутниковой связи является радиостанция, установленная на воздушном судне. Известно, что основные тактико-технические характеристики любой радиотехнической системы определяются ее антенной системой. Современные требования, предъявляемые к антенным системам, можно реализовать путем использования активных фазированных антенных решеток (АФАР). Одними из основных характеристик АФАР являются геометрические характеристики излучающего раскрыва, к которым относится форма и размеры раскрыва, взаимное размещение излучателей.

В [2] предложена пирамидальная антенная решетка для бортовой спутниковой радиостанции (рис. 1, *а*), при этом представлено математическое описание геометрии одного из треугольных полотен с гексагональным расположением излучателей, показанного на рис. 1, *б*.



а *б*

Рис. 1. Антенная решетка: *а* – пирамида; *б* – треугольное излучающее полотно

На основе отмеченного математического описания проведено моделирование геометрии пирамидальной антенной решетки в математическом программном пакете Маткад. Алгоритм формирования массива координат пирамидальной антенной решет-

ки заключается в следующем. На основе известных координат *x*, *y*, *z* излучателей треугольного полотна, показанного на рис. 1, *б*, находятся координаты для треугольных полотен *ASB*, *BSC*, *ASC* (рис. 1, *а*).

Для треугольного полотна *ASB* учитывается поворот исходного полотна (рис. 1, *б*) на угол 60^{o} против часовой стрелки относительно точки *A* и его наклон на 45^{o}, при этом координаты излучателей определяются соотношениями:

$$x1 = x \cdot \sin 30^{o} + z \cdot \cos 30^{o} / \sqrt{2};$$
$$y1 = x \cdot \sin 60^{o} - z \cdot \sin 30^{o} / \sqrt{2};$$
$$z1 = z / \sqrt{2}.$$

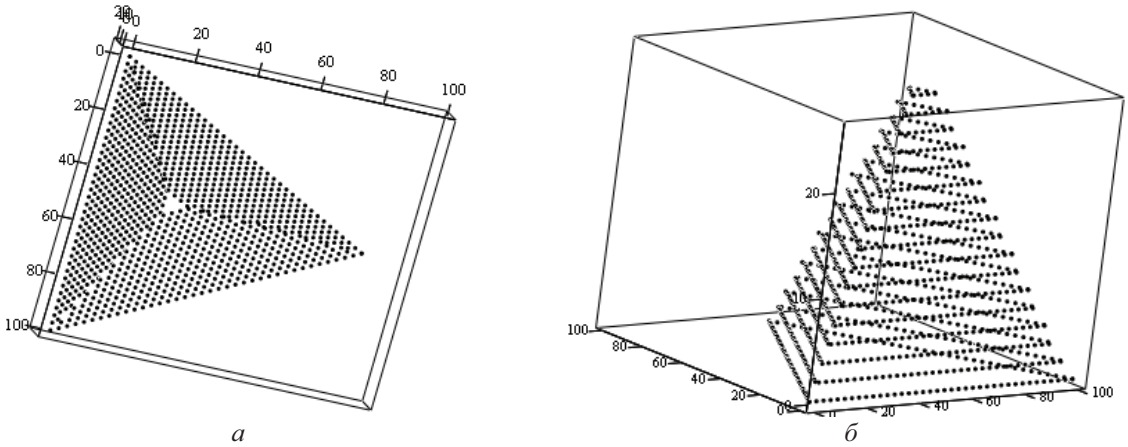
Для треугольного полотна *BSC* учитывается поворот исходного полотна на угол 60^{o} по часовой стрелке относительно точки *C* и его наклон на 45^{o}, при этом координаты излучателей определяются соотношениями:

$$x2 = x \cdot \cos 60^{o} + 100 \cdot (1 - \cos 60^{o}) - z \cdot \cos 30^{o} / \sqrt{2};$$
$$y2 = (100 - x) \cdot \sin 60^{o} - z \cdot \sin 30^{o} / \sqrt{2};$$
$$z2 = z / \sqrt{2}.$$

Для треугольного полотна *ASC* учитывается наклон исходного полотна на угол 45^{o}, при этом координаты определяются соотношениями:

$$x3 = x;\ y3 = z \cdot \sin 45^{o};\ z3 = z \cdot \sin 45^{o}.$$

На основе рассмотренных соотношений с использованием математического программного пакета Маткад получен вид пирамидальной антенной решетки, показанный на рис. 2.



а *б*

Рис. 2. Пирамидальная антенная решетка: *а* – вид сверху; *б* – вид сбоку

Разработанные математические модели треугольной и пирамидальной антенных решеток использованы для исследования их направленных свойств. При этом была использована модель амплитудной ДН, рассмотренной в [2].

Для треугольной антенной решетки проведены исследования направленных свойств при изменении угла сканирования и геометрии антенной решетки. При этом построены зависимости уровня боковых лепестков (УБЛ) и ширины диаграммы на-

правленности (ШДН) от угла сканирования при фиксированном расстоянии между излучателями. Ряд зависимостей показан на рис. 3, 4 (расстояние между излучателями d указано в сантиметрах, N – количество излучателей). Следует отметить, что рабочая длина волны составляет 4 см.

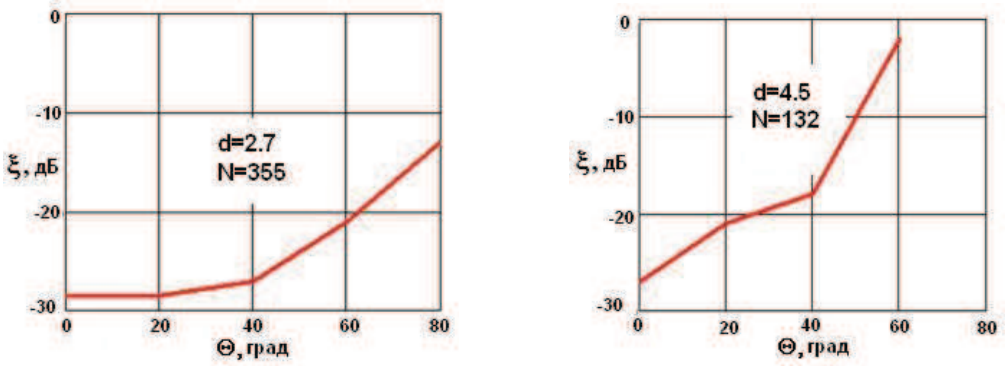


Рис. 3. Зависимость УБЛ от угла сканирования

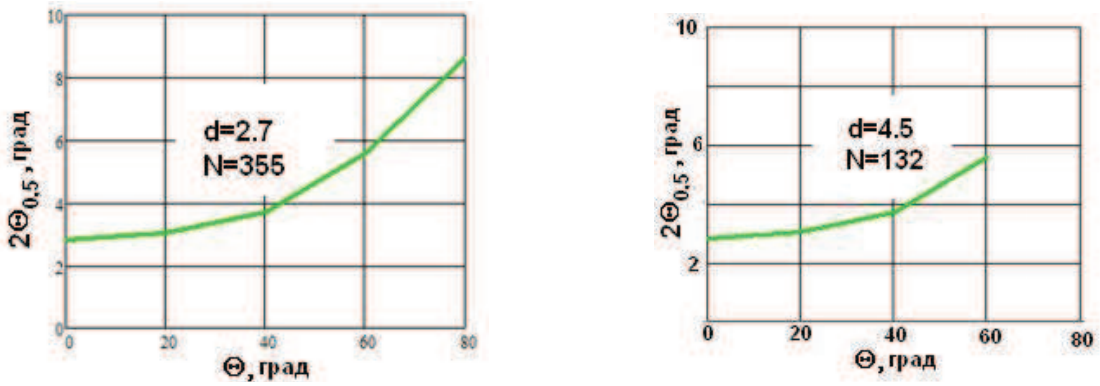


Рис. 4. Зависимость ШДН от угла сканирования

По результатам анализа полученных данных можно сделать следующие выводы: скорость изменения УБЛ и ШДН достаточно мала в пределах $0^0 \ldots 40^0$ и при изменении расстояния между излучателями вдоль сторон треугольной сетки от 2,7 см до 4,5 см значения УБЛ и ШДН меняются в следующих пределах соответственно – (-28…-17) дБ и (2,9…3,8) град.; при расстоянии между излучателями вдоль сторон треугольной сетки больше длины волны направленные свойства антенной решетки достаточно высоки.

Для пирамидальной антенной решетки проанализированы направленные свойства при изменении угла сканирования в пределах $\pm 5^0$ (рис. 5). При этом, в пределах углов сканирования ШДН $\approx 3^0$ и УБЛ $\leq$ -26 дБ.

В заключении можно отметить, что спутниковую радиостанцию с предлагаемой АФАР возможно использовать в различных спутниковых радиолиниях, включающих или геостационарные, или среднеорбитальные, или низкоорбитальные искусственные спутники земли.

Для работы с геостационарными спутниками необходимо использовать пирамидальную АФАР в режиме сканирования $\pm 5^0$ совместно трех треугольных полотен. Для работы со среднеорбитальными и низкоорбитальными спутниками необходимо использовать отдельные треугольные антенные решетки в зависимости от направления нахождения спутников.

Использование такой антенной системы в спутниковой радиостанции обеспечит требуемую управляемость лучом АФАР и высокую помехозащищенность радиостанции.

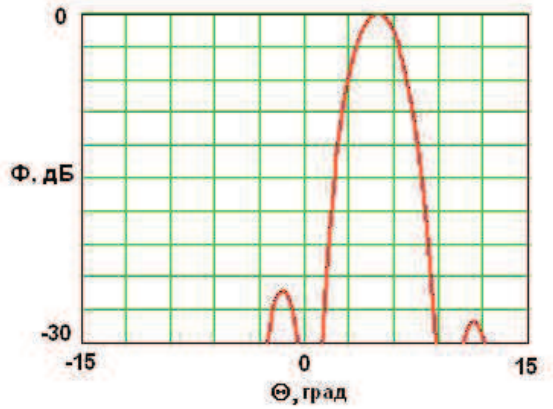


Рис. 5. ДН пирамидальной антенной решетки

Список литературы

1. Шинкарев В. И. Создание современной системы спутниковой связи – приоритетное направление исследований института // Военная мысль. Военно-политический журнал. – 2008. – № 9. – С. 12–19.

2. Неудакин А. А., Доника И. И. Антенная решетка для бортовой спутниковой радиостанции // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] ; науч. ред. С. П. Панько. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. – С. 415–419.

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ МШУ ДИАПАЗОНА 1–2 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА С ПРИМЕНЕНИЕМ МОДЕЛЕЙ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ВИДЕ НАБОРОВ *S*-ПАРАМЕТРОВ

Д. А. Жабин, А. А. Калентьев, И. М. Добуш, Д. В. Гарайс, Л. И. Бабак

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: Zhabi91g@gmail.com, Alexey.Kalentyev@gmail.com, igadobush@gmail.com

Представлены результаты разработки однокаскадного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона частот 1–2 ГГц на печатной плате с помощью программы синтеза СВЧ транзисторных усилителей (ТУ) *Geneamp* на основе генетического алгоритма. Программа позволяет осуществить автоматизированный структурно-параметрический синтез принципиальной схемы СВЧ ТУ с использованием моделей пассивных и активных элементов в виде наборов данных *S*-параметров. Проведено сравнение результатов моделирования МШУ с измерениями.

Введение. Современное программное обеспечение *EDA* (*Electronic Design Automation* – САПР электронных приборов) для СВЧ устройств, как правило, позволяет осуществлять только моделирование (расчёт характеристик принципиальной схемы устройства с известными номиналами элементов) и не предоставляет инструментов для автоматизированного синтеза активных цепей. Одними из базовых блоков приемо-передающих систем являются СВЧ транзисторные усилители (ТУ). Проектирование СВЧ ТУ является сложным и трудоемким процессом, который иногда описывается больше как искусство, нежели как наука [1].

Перспективным подходом для автоматизации проектирования электронных схем является использование эволюционных алгоритмов, в том числе широкое применение получили генетические алгоритмы (ГА). Значительное количество работ посвящено синтезу операционных усилителей с использованием эволюционных подходов [2–4], в тоже время работы по синтезу схем СВЧ диапазона, в частности малошумящих усилителей (МШУ), менее распространены [5].

Согласно проведенным исследованиям открытых источников [3, 4, 6, 7] можно сделать вывод, что для структурного синтеза схемы используется один из эволюционных подходов, а для параметрического поиска номиналов её элементов применяются методы оптимизации. Например, в работе [6] используется алгоритм дифференциальной эволюции с параметрами отличными от используемых при структурном синтезе, а в работе [7] – квазиньютоновский алгоритм, основанный на методе Дэвидона-Флетчера-Пауэлла. Стоит отметить, что указанные подходы являются ресурсоемкими, так например *Liu B.* и *Deferm N.* в 2012 году синтезировали МШУ диапазона 80–110 ГГц [6] в течение 25 часов.

В работах [8, 9] предложен и исследован подход к автоматизированному структурно-параметрического синтеза СВЧ ТУ на основе ГА, который был реализован в программе *Geneamp*. При этом в качестве моделей пассивных элементов использовались идеальные модели и параметрические модели в виде эквивалентных схем. В [10, 11] был предложен модифицированный подход, в котором в качестве моделей пассивных и активных элементов могут использоваться непосредственно измеренные *S*-параметры, представленные в стандартных форматах **.s2p* или **.mdif*.

В данной статье представлены результаты разработки однокаскадного МШУ диапазона частот 1–2 ГГц, выполненного по технологии печатного монтажа, с применением моделей пассивных и активных элементов в виде наборов *S*-параметров в процессе синтеза.

Проектирование МШУ диапазона 1–2 ГГц. Эффективность подхода [10] продемонстрирована на примере проектирования однокаскадного МШУ на печатной плате (ПП). Требования, предъявляемые к МШУ приведены в табл. 1. В процессе синтеза в качестве активных элементов были использованы шесть различных типов малошумящих транзисторов компании *Avago Technologies*. В качестве пассивных элементов применялись *SMD*-компоненты фирм *Coilcraft* и *Panasonic*. Для каждого из элементов были сгенерированы наборы *S*-параметров, полученные из электронных ресурсов производителей, в диапазоне частот 0,5–6 ГГц.

Таблица 1

Требования к характеристикам МШУ

	Δf, ГГц	G, дБ	NF, дБ	$\lvert S_{11}\rvert$, дБ	$\lvert S_{22}\rvert$, дБ	k
Однокаскадный МШУ	1-2	13±0,7	≤0,8	≤-10	≤-10	>1

На структуру усилителя были наложены следующие ограничения: согласующие цепи (СЦ) должны содержать элементы подачи напряжений питания и смещения на транзисторы, а также элементы развязки по постоянному току; входная СЦ должна быть реактивной и содержать минимальное число элементов, включенных последовательно относительно сигнального тракта; в цепи истока транзистора разрешено использование индуктивной последовательной обратной связи (ОС); для уменьшения коэффициента шума параллельная ОС в усилительном каскаде не использовалась. В процессе синтеза характеристики усилителя рассчитывались в 11 частотных точках (1–2 ГГц, шаг 0,1 ГГц), а требование к коэффициенту устойчивости устанавливались во всем частотном диапазоне 0,5–6 ГГц.

В результате 10 запусков процедуры синтеза, продолжительностью по 30 минут, был получен ряд решений, характеристики которых представлены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристики синтезированных МШУ

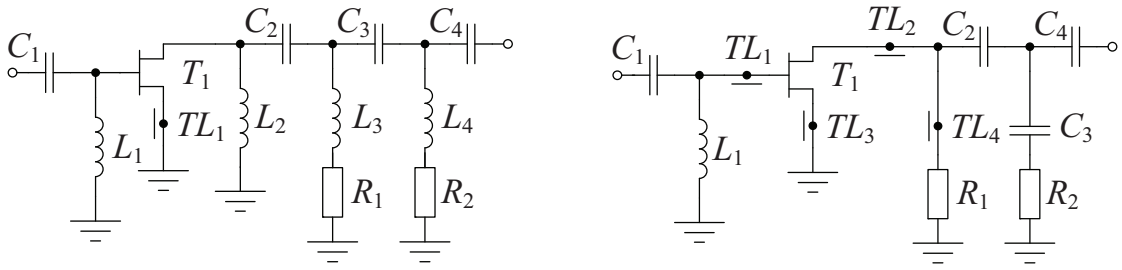
Эксперимент	$G\pm\Delta G$, дБ	NF, дБ	$\lvert S_{11}\rvert$, дБ	$\lvert S_{22}\rvert$, дБ	k	Достигнутая ЦФ	Номер транзистора
1	13,19±0,5	0,66	-2,67	-6,84	1,6	-62,66	4
2	14±0,55	0,65	-3,7	-6,65	1,55	-58,12	4
3	13,11±0,57	0,65	-3,18	-5,6	1,76	-48,95	4
4	13,1±0,55	0,65	-3,11	-6,98	2,24	-37,5	4
5	**13±0,26**	**0,78**	**-11**	**-13,67**	**1,2**	**0**	**1**
6	**12,84±0,15**	**0,71**	**-10,63**	**-10,72**	**1,2**	**0**	**1**
7	13,05±0,37	0,6	-2,82	-5,18	1,81	-79,28	4
8	15,88±0,32	0,63	-7,4	-5,98	0,96	-687863	1
9	**13±0,5**	**0,7**	**-10,5**	**-10,5**	**1,3**	**0**	**1**
10	13,1±0,6	0,64	-3,7	-4,28	2	-55,73	4

Из табл. 2 видно, что предъявляемым требованиям удовлетворяют 3 решения, при этом они базируются на одном и том же транзисторе с порядковым номером 1. На рис. 1 показаны схемы МШУ, имеющие наилучшие параметры, стоит отметить, что для решений 5 и 6 были получены одинаковые принципиальные схемы (рис. 1, *б*), отличающиеся только номиналами пассивных элементов.

На заключительном этапе было выбрано решение 9 (рис. 1, *а*), т.к. оно обладает наилучшими характеристиками. Для выбранного решения разработана топология тестовой ПП, добавлены цепи питания и с использованием программы *Microwave Office*

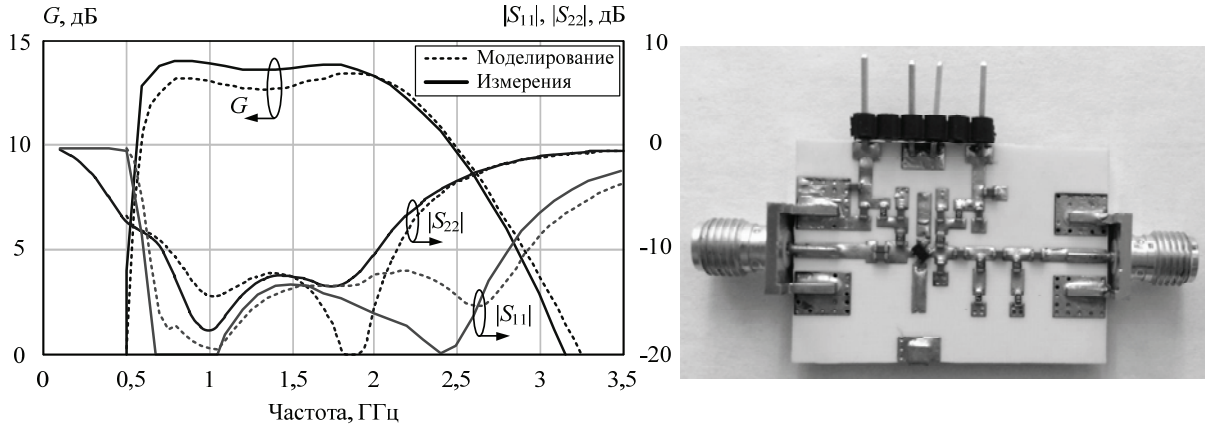
выполнено моделирование характеристик МШУ (рис. 2, *а*). Размеры ПП МШУ 35×25 мм^2.

После изготовления тестовой ПП и монтажа МШУ (рис. 2, *б*) были проведены измерения СВЧ характеристик (рис. 2, *а*). При напряжении питания 4 В ток потребления однокаскадного МШУ составляет 60 мА.



а *б*

Рис. 1. Схемы МШУ, синтезированные в *Geneamp*: решение 9 (*а*); решения 5 и 6 (б)



а *б*

Рис. 2. Результаты моделирования и измерений (*а*),
а также фотографии экспериментального образца МШУ 1-2 ГГц (*б*)

В табл. 3 сведены требования к основным параметрам однокаскадного МШУ, а также данные моделирования и эксперимента. Как видно, результаты моделирования и эксперимента имеют хорошее совпадение.

Таблица 3

Параметры МШУ: требования, моделирование и эксперимент

Этапы разработки	Δf, ГГц	G, дБ	NF, дБ	$\lvert S_{11}\rvert$, дБ	$\lvert S_{22}\rvert$, дБ	$V_п/I_{потр}$, В/мА	Размеры платы, мм^2
Требования	1-2	13±0,7	≤0,8	≤-10	≤-10	4/60	–
Моделирование	1-2	13±0,5	≤0,7	≤-10,5	≤-10,5	4/60	35×25
Эксперимент	1-2	13,6±0,3	≤0,9	≤-13	≤-10,2	4/60	35×25

Заключение. Таким образом, реализованный в программе *Geneamp* подход на основе ГА позволяет синтезировать принципиальные схемы СВЧ МШУ с использованием наборов *S*-параметров пассивных и активных элементов. Это дает возможность разработчику получать реализуемые схемотехнические решения с учетом реальных характеристик электронной компонентной базы выбранных производителей. Эффективность

подхода продемонстрирована на примере разработки МШУ диапазона 1–2 ГГц на печатной плате.

Список литературы

1. Aaserud O. Trend in current analog design: a panel debate / O. Aaserud, I. Nielsen // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 1995. – Vol. 7. – № 1. – P. 5–9.

2. Koza J. Automated synthesis of analog electrical circuits by means of genetic programming / J. Koza, F. Bennett // IEEE Trans. on Evolutionary Computation. – 1997. – Vol. 1. – № 2. – P. 109–128.

3. Sripramong T. The invention of CMOS amplifiers using genetic programming and current flow analysis / T. Sripramong, T. Christofer // IEEE Trans. on CADS of Integrated Circuits and Systems. – 2002. – Vol. 11. – № 11. – P. 1237–1252.

4. Van der Plas G. AMGIE – a synthesis environment for CMOS analog integrated circuits. / G. Van der Plas // IEEE Trans. on CAD. – 2001. – Vol. 20. – № 9. – P. 1037–1058.

5. Potter A. HP RF compiler automates schematic capture and extends capabilities of circuit synthesis / A. Potter // Microwave & Wireless Magazine. – 1999. – № 6. – P. 109–117.

6. Liu B. An efficient high-frequency linear RF amplifier synthesis method based on evolutionary computation and machine learning techniques / B. Liu, N. Deferm // Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on. – 2012. – P. 981–993.

7. Grimbleby, J. Automatic analogue circuit synthesis using genetic algorithms / J Grimbleby // Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings. – 2000. –P. 319–323.

8. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis / L. I. Babak, A. A. Kokolov, A. A. Kalentyev, D. V Garays // 2012 7th Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). Amsterdam. – 2012. – P. 381–384.

9. Структурный синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов / А. А. Калентьев, Д. В. Гарайс, Л. И. Бабак, А. А. Коколов, И. М. Добуш // Сб. тр. 22-й междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – Т. 1. – С. 131–132.

10. Структурный синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с применением моделей пассивных элементов в виде наборов S-параметров / А. А. Калентьев, Д. А. Жабин, И. М. Добуш, Д. В. Гарайс, Л. И. Бабак // Сб. тр. 24-й междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2014. – Т. 1. – С. 117–118.

11. Kalentyev, A. A. Genetic-Algorithm-Based Synthesis of Low-Noise Amplifiers with Automatic Selection of Active Elements and DC Biases / A. A. Kalentyev, L. I. Babak, D. V. Garays // The European Microwave Integrated Circuits Conference. – 2014. – P. 520–523.

МИНИАТЮРНЫЙ МНОГОПРОВОДНИКОВЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ И ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ЕГО ОСНОВЕ С УРОВНЕМ ПОДАВЛЕНИЯ ПАРАЗИТНЫХ СИГНАЛОВ БОЛЕЕ 200 дБ

Я. Ф. Бальва[1], В. В. Иванин[2], М. О. Савишников[3],
А. М. Сержантов[3] (научный руководитель)

[1]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, г. Красноярск, Академгородок
[2]*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. М. Ф. Решетнёва,*
660014, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31
[3]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Исследована миниатюрная конструкция многопроводникового полоскового резонатора на основе многослойной металлодиэлектрической структуры. Рассмотрено влияние количества проводников и толщины диэлектрических слоев на добротность и резонансные частоты первых двух мод колебаний. Показано, что предложенный резонатор характеризуется значительной миниатюрностью и более высокой собственной добротностью по сравнению с известными аналогами. На основе исследуемого резонатора спроектированы миниатюрные полосно-пропускающие фильтры со сверхглубоким (–200 дБ) уровнем подавления в полосе заграждения.

Как известно, одними из важнейших элементов современных радиотехнических систем связи, радиолокации, радионавигации, а также измерительной аппаратуры являются частотно-селективные устройства. Основными требованиями, предъявляемыми к таким устройствам, являются технологичность в изготовлении, миниатюрность и малое вносимое затухание сигнала в полосе пропускания, которое в первую очередь определяется собственной добротностью используемых резонаторов. Применение резонаторов с высокой добротностью позволяет уменьшить потери сигнала в полосе пропускания и, следовательно, улучшить отношение сигнал/шум всей системы в целом. Известно, что по совокупности таких характеристик как миниатюрность, надежность, технологичность и стоимость в настоящее время одними из наилучших являются устройства на основе полосковых резонаторов. Также известно, что значение собственной добротности полосковых резонаторов на практике в метровом диапазоне длин волн обычно не превышает нескольких сотен, причем она уменьшается с понижением частоты. Это обусловлено несколькими факторами, главными из которых являются малая толщина проводников по сравнению с глубиной скин-слоя, конечная проводимость металла, из которого изготовляются полосковые проводники, и неравномерное распределение токов в поперечном сечении проводников. При этом в метровом диапазоне длин волн зачастую ограничением становится не только низкая добротность, но и неприемлемо большие размеры традиционных полосковых резонаторов. Таким образом, разработка новых типов миниатюрных полосковых резонаторов с повышенной добротностью является важной задачей, решение которой позволит улучшить характеристики современных радиотехнических систем.

В настоящей работе исследуется конструкция многопроводникового полоскового резонатора [1], позволяющая значительно уменьшить габариты и улучшить характеристики устройств на его основе.

Исследуемый многопроводниковый резонатор (рис. 1) содержит многослойную металлодиэлектрическую структуру, подвешенную между двумя экранами в металлическом корпусе *1*, и состоящую из полосковых металлических проводников *2*, электромагнитно связанных между собой и разделенных тонкими диэлектрическими слоями *3*. Проводники с нечетными номерами одним концом замкнуты на экран с одной стороны

подложки, а проводники с четными номерами замкнуты одним концом на экран с противоположной стороны подложки. Проводники могут иметь, например, форму прямоугольника.

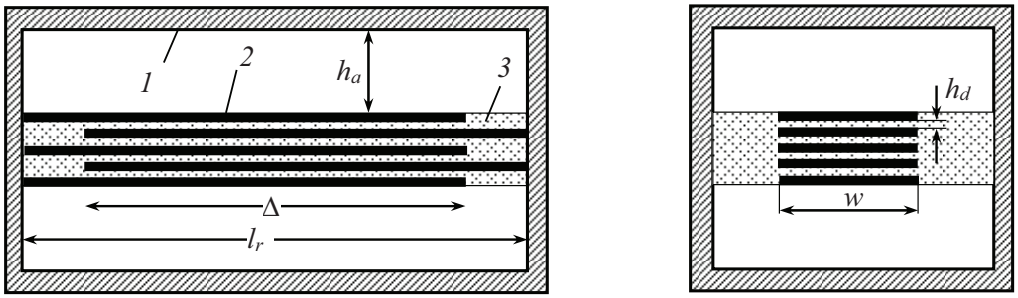


Рис. 1. Конструкция многопроводникового полоскового резонатора (продольное и поперечное сечение). 1 – металлический корпус; 2 – полосковые проводники; 3 – диэлектрические слои

Ранее [2] были проведены исследования зависимости нижайшей резонансной частоты f_1 рассматриваемого полоскового резонатора от числа его проводников N при фиксированной толщине диэлектрических слоев h_d. Было показано, что с увеличением числа проводников структуры собственная частота резонатора понижается, а собственная добротность возрастает. Однако исследование влияния других конструктивных параметров резонатора на его характеристики не проводилось. Также представляет интерес рассмотреть возможность реализации на основе рассматриваемого резонатора частотно-селективных устройств, например, фильтров.

На рис. 2, *а* представлены результаты расчета в программе электродинамического моделирования зависимостей собственной добротности Q_1 исследуемого резонатора на частоте нижайшей моды колебаний от толщины диэлектрических слоев h_d при нескольких фиксированных значениях числа проводников $N = 3$, 5 и 7. Расчет произведен для фиксированной резонансной частоты нижайшей моды колебаний $f_1 = 1$ ГГц, которая поддерживалась постоянной за счет изменения длины резонатора l_r, при этом коэффициент перекрытия проводников $k = \Delta / l_\text{r}$ оставался неизменным и равным 0.9. Остальные конструктивные параметры были следующими: диэлектрическая проницаемость слоев $\varepsilon = 2.2$, ширина проводников $w = 2$ мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности многослойной структуры $h_a = 3$ мм, материал проводников – медь. На рис. 2, *б* представлены графики зависимости длины резонатора, соответствующие графикам рис. 2, *а*.

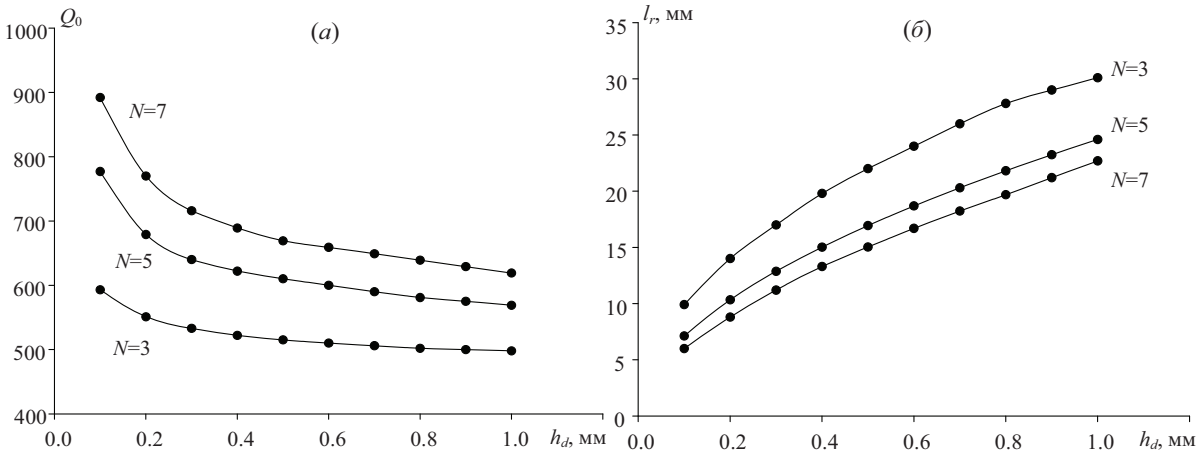


Рис. 2. Зависимость собственной добротности (*а*) резонатора и его длины (*б*) от толщины диэлектрических слоев для разного числа проводников N структуры

Из представленных зависимостей видно, что собственная добротность исследуемого резонатора монотонно возрастает с уменьшением толщины диэлектрических слоев, при этом размеры резонатора уменьшаются, причем характер зависимостей в обоих графиках сохраняется при увеличении количества проводников.

Следует особенно отметить, что исследуемый многопроводниковый резонатор является одним из самых миниатюрных и добротных среди известных конструкций полосковых резонаторов. Электродинамический анализ показал, что традиционный однопроводниковый четвертьволновый резонатор при прочих равных условиях имеет длину примерно на два порядка большую и в несколько раз меньшую собственную добротность.

Наравне с добротностью одной из важнейших характеристик любого резонатора является отношение двух первых резонансных частот f_2/f_1, которое, в частности, определяет протяженность полосы заграждения в фильтрах на его основе. На рис. 3, *а* представлена зависимость частоты нижайшего резонанса от толщины диэлектрических слоев для 3, 5 и 7-проводниковых структур, а на рис. 3, *б* – отношение двух первых резонансных частот f_2/f_1. Расчет произведен при конструктивных параметрах резонатора указанных выше. Длина резонатора была зафиксирована значением 30 мм. Видно, что при уменьшении ширины диэлектрических слоев с 1 до 0.1 мм частота резонанса f_1 понижается более чем в 3 раза, а отношение f_2/f_1 возрастает почти в 3 раза.

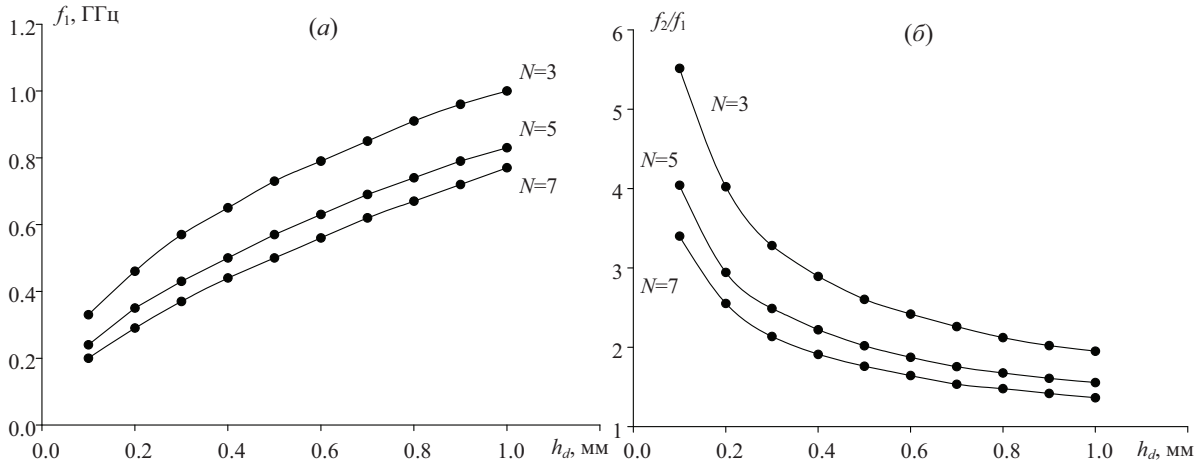


Рис. 3. Зависимость частоты нижайшего резонанса f_1 (*а*) и отношения частот второго и первого резонансов f_2/f_1 (*б*) резонатора от толщины диэлектрических слоев при числе проводников структуры, равном 3, 5 и 7

На основе исследуемого резонатора в программе электродинамического моделирования был спроектирован полосно-пропускающий фильтр шестого порядка с числом проводников резонаторов $N=7$. На рис. 4 представлены рассчитанные частотные характеристики коэффициента прохождения этого фильтра в узкой и широкой полосе частот. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_1=1$ ГГц при ее относительной ширине $\Delta f/f_1=10$ %. Диэлектрическоя проницаемость слоев $\varepsilon=2.2$, ширина проводников $w=2$ мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности многослойной структуры $h_a=4$ мм, толщина диэлектрических слоев $h_d=125$ мкм, материал проводников – медь. Длина резонаторов при таких конструктивных параметрах составила всего $l_r=6.5$ мм. Внутренние габариты фильтра 6.5x45x9 мм^3.

Из представленных зависимостей видно, что фильтр обладает высокой крутизной склонов вблизи полосы пропускания и значительным уровнем затухания в полосах по-

давления. Так высокочастотная полоса подавления простирается до частоты $5f_1$ при уровне затухания в этой полосе более 200 дБ (ослабление в 10^{20} раз по мощности), а по уровню затухания 140 дБ она простирается до частоты ~$18\,f_1$, что является рекордной величиной для конструкций полосковых фильтров. При этом фильтр характеризуется значительной миниатюрностью и малыми вносимыми потерями в полосе пропускания.

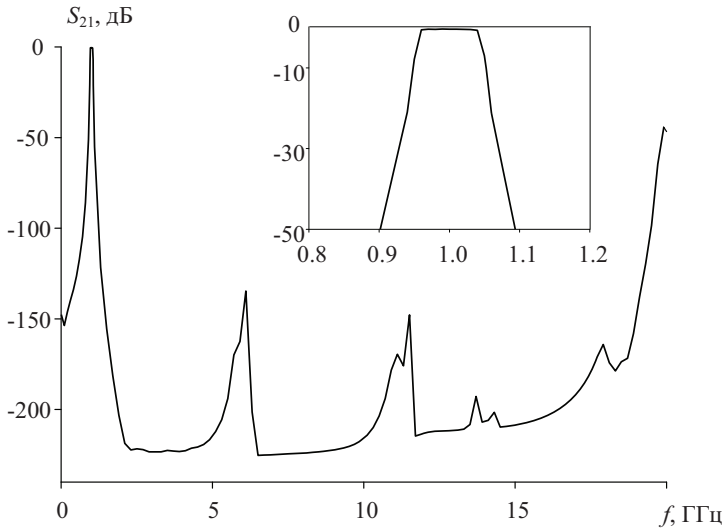


Рис. 4. Рассчитанные зависимости коэффициента прохождения фильтра шестого порядка на основе исследуемого многопроводникового резонатора

Таким образом, в работе исследована конструкция многопроводникового полоскового резонатора. Показано, что его применение для конструирования полосно-пропускающих фильтров позволяет достичь высокой миниатюрности и селективности, при этом важным преимуществом является и то, что такие устройства могут изготавливаться полностью по интегральной технологии.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.607.21.0039.

Список литературы

1. Патент РФ № 2470418. Миниатюрный полосковый резонатор / Б. А. Беляев, Я. Ф. Бальва, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов; Опубл. 20.12.2012. – Бюл. №35.

2. Сержантов А. М. Исследование высокодобротного полоскового резонатора на основе многослойной металлодиэлектрической структуры // Изв. вузов. Физика. – 2012. – № 9/2. – С. 27–30.

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ЛАБОРАТОРНЫХ СТЕНДОВ ДЛЯ ПРЕПОДАВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ДИСЦИПЛИНЫ «УСТРОЙСТВА СВЧ И АНТЕННЫ»

А. С. Зведенюк, А. С. Кислица, В. С. Панько (научный руководитель)

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

Описывается учебно-методический комплекс, обеспечивающий всестороннее знакомство студентов с принципами действия антенн различного типа. При работе с комплексом выполняется теоретический расчет характеристик антенн, численное моделирование и экспериментальная проверка результатов. В состав комплекса входят математические модели антенн в MathCAD, электродинамические модели в CST Microwave Studio, лабораторные макеты антенн. Макеты изготовлены простым и дешевым печатным способом с использованием технологии волновода, интегрированного в подложку, что позволяет иметь несколько экземпляров антенны одного типа с разными параметрами, и исследовать влияние конструктивных параметров антенны на ее характеристики.

При подготовке студентов по курсам «Электродинамика и распространение радиоволн», «Устройства СВЧ и антенны» проводятся лабораторные занятия, посвященных изучению принципов действия излучающих устройств различного типа. Проведение таких занятий требует использования специальных стендов, представляющих собой измерительный прибор и набор макетов излучающих устройств. Как правило, в распоряжении вузов имеется измерительная техника в достаточном для выполнения работ объеме. Однако, макеты излучающих устройств, обычно либо отсутствуют, либо имеются в крайне ограниченном количестве, не позволяющем в полном объеме продемонстрировать принципы их действия. В связи с этим актуальной задачей является разработка комплекта лабораторных макетов, ликвидирующих этот пробел.

Особенностью преподавания данных дисциплин, изучающих электромагнитное поле и излучающие устройства, является невозможность наглядного представления протекающих процессов. Студенты с трудом воспринимают принцип действия и особенности функционирования антенно-фидерных устройств. Однако использование современных программных и аппаратных средств позволяет выполнить визуализацию электромагнитных процессов на компьютере, а затем подтвердить теоретические предпосылки путем измерения характеристик на макетах реальных антенн.

В описываемом учебно-методическом комплексе используется сквозная методология преподавания, сочетающая в себе теоретическое рассмотрение, численное моделирование и экспериментальную проверку результатов. В состав комплекса входят: математические модели, электродинамические модели, лабораторные макеты, методическое обеспечение. Для изучения используется широкий ряд антенн, в том числе:

- вибраторные антенны (симметричный вибратор, антенны типа «волновой канал»);
- широкополосные излучатели (антенна Вивальди, вибраторная логопериодическая антенна, широкополосный симметричный вибратор);
- антенные решетки (линейная антенная решетка (АР) с параллельным равноамплитудным питанием, линейная АР с неравномерным фазовым и амплитудным распределением, плоские АР с квадратным и гексагональным расположением элементов, волноводно-щелевые решетки);
- апертурные антенны (рупорная секториальная антенна, зеркальная параболическая секторная антенна);

• сканирующие антенны (линейная АР с линейным фазовым распределением, линейная АР с последовательным питанием и частотным сканированием, многолучевая АР).

В ходе выполнения лабораторных работ студентом осуществляются следующие действия:

1. От преподавателя поступает задание на анализ антенны определенного типа.

2. По заданным размерам и типу антенны с помощью математической модели выполняется расчет основных характеристик: диаграмма направленности (ДН), входное сопротивление, коэффициент отражения на входе антенны, коэффициент направленного действия. Анализируется зависимость характеристик антенны от ее параметров.

3. Выполняется настройка электродинамической модели, подготовленной в САПР СВЧ, в соответствии с исходными данными. Рассчитываются распределение электромагнитного поля и другие характеристики модели. На основании полученных результатов студент знакомится с принципом действия устройства при помощи визуализации электромагнитных процессов в режиме реального времени.

4. На лабораторном стенде измеряются рассчитанные ранее характеристики макета. Производится сравнительный анализ.

Как правило, изготовление макетов антенн, в особенности апертурных, сопряжено со значительными денежными затратами, так как требует использования громоздких и дорогостоящих волноводов, металлических рефлекторов и т. д. В отличие от общепринятого подхода, все макеты, входящие в учебный комплекс, изготовлены по дешевой и хорошо отлаженной печатной технологии. При этом макеты, представляющие собой волноводные или апертурные излучатели (волоноводно-щелевая антенная решетка, рупорная антенна) изготавливаются по технологии волновода, интегрированного в подложку – substrate integrated waveguide (SIW) [1]. Такой волновод образуется двумя рядами металлизированных отверстий в печатной плате, которые обеспечивают электрическое соединение двух сторон металлизации печатной платы, и формируют, таким образом, замкнутую полость волновода в диэлектрике подложки (рис. 1). Использование данных технологий позволяет заметно снизить себестоимость макетов, сохраняя при этом характерные особенности исследуемых антенн. Низкая стоимость макетов позволяет изготовить несколько экземпляров антенны одного типа с разными параметрами (например, ВЩАР различной длины [2], либо рупорную антенну с разным размером раскрыва). Это дает возможность продемонстрировать студентам особенности работы антенн и исследовать влияние конструктивных параметров антенны на ее характеристики.

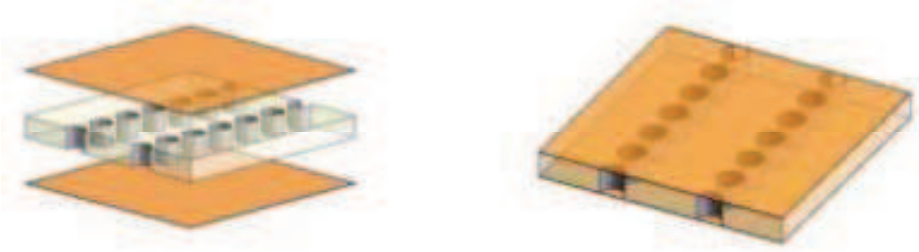


Рис. 1. Волновод, интегрированный в подложку

На рис. 2–5 представлены некоторые примеры, демонстрирующие состав электродинамических моделей и макетов, входящих в комплекс. Все макеты работают в одном двух общих диапазонов частот: 2–4 ГГц и 6–12 ГГц, что позволяет использовать их совместно с широко распространенными измерительными приборами Микран Р2М-4, Микран Р2М-18.

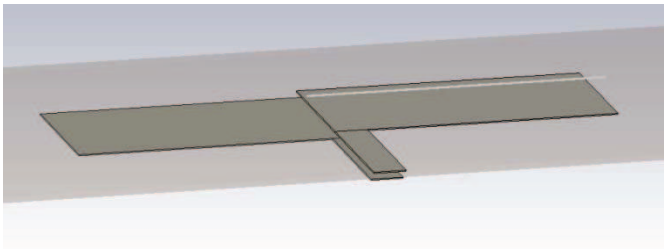


Рис. 2. Модель печатного симметричного вибратора

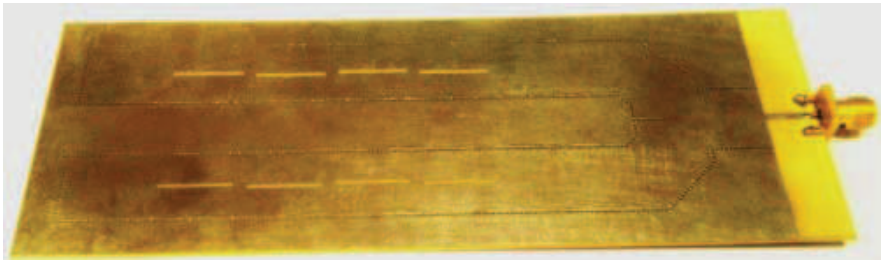


Рис. 3. Макет волноводно-щелевой антенной решетки

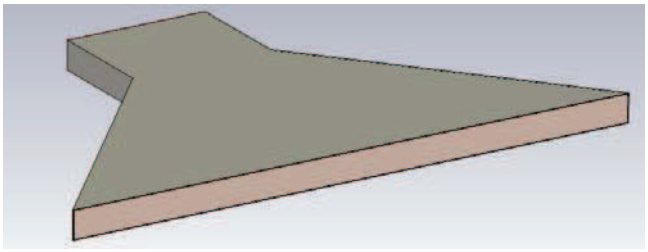


Рис. 4. Модель *H*-секториальной рупорной антенны

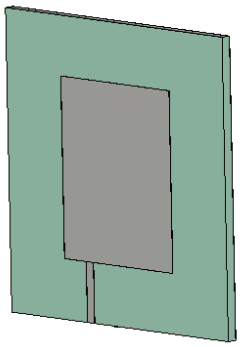


Рис. 5. Модель микрополосковой антенны прямоугольной формы

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», КГАУ «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности».

Список литературы

1. M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas," IET Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 5, No. 8, pp. 909–920, June 2011.

2. Волноводно-щелевая антенная решетка X-диапазона на основе интегрированных в подложку волноводов / К. В. Лемберг, О. А. Назаров, В. С. Панько, Ю.П. Саломатов // Изв. вузов. Физика. – 2013. – № 8/2. – Т. 56. – С. 105–107.

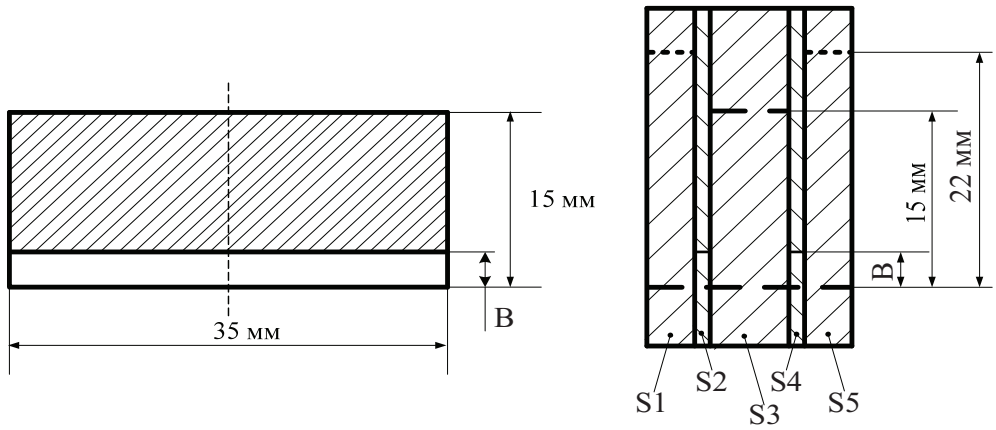
ПЯТИЗВЕННЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ МЕМБРАНАХ С РАЗЛИЧНЫМИ ВЕЛИЧИНАМИ ШИРИНЫ ЩЕЛЕЙ

Н. А. Копылова,
А. Ф. Копылов, Н. А. Алексеева (научные руководители)

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

Представлены результаты экспериментального исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) пятизвенных фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) в диапазоне частот 5,4 ГГц…8,5 ГГц (волновод 35х15 мм). Фильтры представляют собой каскадно соединенные ВЩМ со следующей структурой: первая ВЩМ толщиной 6 мм со щелью 22 мм; вторая ВЩМ толщиной 0,25 мм со щелью варьируемой ширины «В»; третья ВЩМ толщиной 10 мм со щелью 15 мм; четвертая ВЩМ толщиной 0,25 мм со щелью варьируемой ширины «В»; пятая ВЩМ толщиной 6 мм со щелью 22 мм. АЧХ фильтров являются полосно-пропускающими широкополосными, и при увеличении величины щели варьируемой ширины «В» второго и четвертого звеньев показывают уход полосы пропускания вверх по частоте, увеличение ширины полосы пропускания с уменьшением в ней потерь, уменьшение крутизны скатов АЧХ.

В настоящей работе мы представляем результаты экспериментального исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) пятизвенных фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) с различной шириной щелей в диапазоне частот от 5,4 ГГц до 8,5 ГГц. Конструкция исследованных фильтров подобрана нами экспериментально так, чтобы амплитудно-частотная характеристика фильтров имела полосу пропускания, а влияние ВЩМ с различной шириной щели было бы более наглядно. На рис. 1, *а*, *б* схематически показаны рисунки конструкций исследованных фильтров.



а *б*

Рис. 1. Конструкций исследованных фильтров: *а* – обобщенная топология ВЩМ-структуры; *б* – обобщенная конструкция исследованных фильтров, вид сбоку

Как видно из рис. 1, *б*, исследованные нами фильтры имеют симметричную структуру и содержат каскадно включенные между собой первую ВЩМ толщиной S1 = 6 мм со щелью 22 мм, вторую ВЩМ толщиной S2 = 0,25 мм со щелью варьируемой ширины «В», третью ВЩМ толщиной S3 = 10 мм со щелью 15 мм, четвертую ВЩМ толщиной S4 = 0,25 мм со щелью варьируемой ширины «В», пятую ВЩМ толщиной S5 = 6 мм со щелью 22 мм. Ширина «В» варьируемой щели второй и четвертой ВЩМ составляет 1 мм – для первого исследуемого фильтра, 2 мм – для второго, 3 мм – для третьего, 4 мм – для четвертого, 5 мм – для пятого и 6 мм – для шестого исследуемого фильтра.

Все ВЩМ-структуры расположены с выравниванием относительно одной общей (базовой) образующей широкой стенки рабочего окна волновода, которая показана первой снизу жирной штриховой линией на рис. 1, *б*.

На рис. 2, *а–е* показаны АЧХ всех шести исследованных нами фильтров.

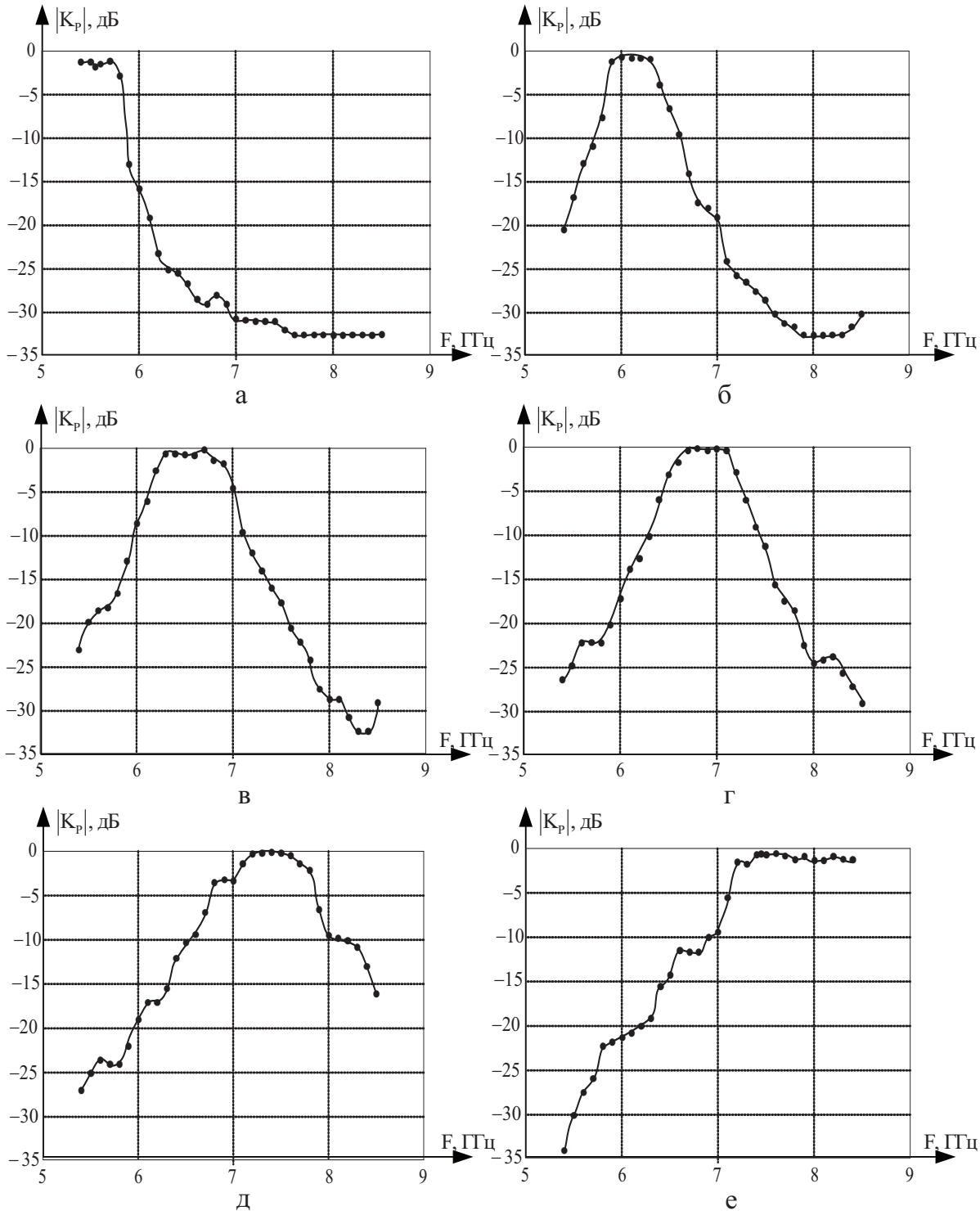


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики исследованных фильтров:
а – первого фильтра с В = 1 мм; *б* – второго фильтра с В = 2 мм; *в* – третьего фильтра с В = 3 мм; *г* – четвертого фильтра с В = 4 мм; *д* – пятого фильтра с В = 5 мм; *е* – шестого фильтра с В = 6 мм

Каждый из рис. 2, *а–е* выполнен в виде диаграммы с декартовой системой координат. В качестве горизонтальной оси на всех диаграммах этих рисунков взята ось частот F от 5 до 9 ГГц, а в качестве вертикальной оси – ось амплитуд проходящего через исследуемый фильтр сигнала $|K_P|$ в дБ в пределах от 0 дБ до -35 дБ. Подписи на осях отсутствуют для экономии места для помещения рисунков. Измерения АЧХ наших фильтров мы проводили в диапазоне частот 5,4…8,5 ГГц, поскольку такой диапазон соответствует средней части рабочего диапазона частот для выбранного нами волновода с рабочим сечением 35х15 мм. Выбор же волновода с рабочим сечением 35х15 мм обусловлен тем, что для такого сечения нам наиболее удобно было реализовывать геометрию ВЩМ с точки зрения технологии, имевшейся в нашем распоряжении.

Анализ полученных результатов (рис. 2, *а–е*) показывает следующие тенденции изменения АЧХ фильтров при увеличении ширины щелей второй и четвертой ВЩМ от значения В = 1 мм (первый фильтр) до значения В = 6 мм (шестой фильтр):

– общий вид АЧХ фильтров меняется следующим образом: при В = 1 мм (первый фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «поддиапазон частот полосы пропускания – верхний (правый) поддиапазон частот полосы подавления»; при В = 2 мм (второй фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «нижний (левый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот полосы пропускания – верхний (правый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот, в котором происходит явное уменьшение вносимых фильтром потерь, возможно, соответствующий началу формирования второго поддиапазона частот полосы пропускания»; при В = 3 мм (третий фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «нижний (левый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот полосы пропускания – верхний (правый) поддиапазон частот полосы подавления– поддиапазон частот, в котором происходит явное уменьшение вносимых фильтром потерь, возможно, соответствующий началу формирования второго поддиапазона частот полосы пропускания», полностью качественно совпадающую с кривой АЧХ второго фильтра; при В = 4 мм (четвертый фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «нижний (левый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот полосы пропускания – верхний (правый) поддиапазон частот полосы подавления», качественно совпадающую с кривой АЧХ первого, второго и третьего фильтров, перемещенных вверх по оси частот; при В = 5 мм (пятый фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «нижний (левый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот полосы пропускания – верхний (правый) поддиапазон частот полосы подавления», качественно совпадающую с кривой АЧХ первого, второго, третьего и четвертого фильтров, перемещенных далее вверх по оси частот; при В = 6 мм (шестой фильтр) АЧХ представляет собой кривую вида «нижний (левый) поддиапазон частот полосы подавления – поддиапазон частот полосы пропускания», качественно совпадающую с кривой АЧХ первого, второго, третьего, четвертого и пятого фильтров, перемещенных еще далее вверх по оси частот;

– единственный поддиапазон частот полосы подавления первого фильтра (В = 1 мм) находится по оси частот выше поддиапазона частот полосы пропускания (т. е. этот фильтр имеет только правый скат АЧХ), а единственный поддиапазон частот полосы подавления шестого фильтра (В = 6 мм) находится по оси частот ниже поддиапазона частот полосы пропускания (т. е. этот фильтр имеет только левый скат АЧХ);

– ширина поддиапазона частот полосы пропускания с увеличением ширины щелей второй и четвертой ВЩМ увеличивается от 500 МГц у второго фильтра до более, чем 1150 МГц у шестого фильтра;

– потери в поддиапазоне частот полосы пропускания первого фильтра и шестого фильтра одинаковы в пределах точности проводимых измерений и составляют 1,1 дБ и 1,0 дБ соответственно;

– потери в поддиапазоне частот полосы пропускания при увеличении ширины щелей второй и четвертой ВЩМ уменьшаются с величины 1,1 дБ у первого фильтра с В = 1 мм до практически нулевой величины (в пределах точности измерений затуханий 0,1 дБ) у пятого фильтра с В = 5 мм;

– численные значения максимальных затуханий, вносимых первым, вторым, третьим и четвертым фильтрами на правом скате АЧХ и максимальных затуханий, вносимых пятым и шестым фильтрами на левом скате АЧХ, близки и составляют величины 27…34 дБ;

– с увеличением величины ширины второй и четвертой ВЩМ от В = 1 мм (первый фильтр) до В = 6 мм (шестой фильтр) уменьшаются значения крутизны скатов АЧХ (левого ската – у фильтров с первого по пятый) с величины 0,05 дБ / МГц у первого фильтра до величины 0,02 дБ / МГц у пятого фильтра, а также уменьшаются значения крутизны скатов АЧХ (правого ската – у фильтров со второго по шестой) с величины 0,038 дБ / МГц у второго фильтра до величины 0,016 дБ / МГц у шестого фильтра.

Для большего удобства мы свели все численные значения важнейших, на наш взгляд, параметров АЧХ шести исследованных фильтров в табл. 1.

Таблица 1

Численные значения важнейших параметров АЧХ шести исследованных фильтров

№ фильтра, п/п	Ширина щелей второй и четвертой ВЩМ, «В», мм	Минимальное значение вносимого затухания в поддиапазоне пропускания, на частоте, дБ (ГГц)	Максимальное значение вносимого затухания в поддиапазоне подавления, на частоте, дБ (ГГц)	Крутизна АЧХ правого (левого) скатов дБ / МГц	Ширина поддиапазона частот пропускания по уровню половинной мощности, от и до, МГц(ГГц).
1	1,0	1,1 (5,7)	33,0 (7,6…8,5)	0,05 (– – –)	400 (5,4…5,8)
2	2,0	0,6 (5,95)	33,0 (7,9...8,3)	0,03 (0,038)	500 (5,85…6,35)
3	3,0	0,2 (6,7)	33,0 (8,2...8,3)	0,024 (0,025)	750 (6,2…6,95)
4	4,0	0,15 (6,8...6,83)	29,0 (8,5)	0,029 (0,027)	700 (6,5…7,2)
5	5,0	0 (7,4)	27,0 (5,4)	0,02 (0,015)	850 (7,0…7,85)
6	6,0	1,0 (7,43; 7,6)	34,0 (5,4)	– – – – (0,016)	1150 (7,35…8,5)

Нам представляется, что определенные в настоящей работе тенденции поведения АЧХ исследованных пятизвенных фильтров будут эффективно использованы для проектирования и реализации фильтров на ВЩМ с заранее заданными параметрами.

МАЛОГАБАРИТНАЯ КОНФОРМНАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА ДИАПАЗОНА УВЧ

Н. В. Коробейников

ОАО «ЦКБА»
г. Омск, Космический проспект, 24а
E-mail:ckba@omsknet.ru

Рассматривается конструкция и радиотехнические характеристики малогабаритной конформной спиральной антенны для диапазона УВЧ. Приведен анализ процесса проектирования, моделирования возможных конструкций с различными вариантами исполнения.

Предложенная конструкция относится к антенно-фидерным устройствам и может применяться при конструировании конформных компактных широкополосных и сверхширокополосных антенн диапазона УВЧ. Цель работы – разработка сверхширокополосной компактной спиральной антенны диапазона УВЧ, потенциально гибкая конструкция которой позволяет повторить поверхностно сложные контуры места, где она устанавливается.

При проектировании особое внимание уделялось следующим требованиям:

1. Возможность размещения антенны на усеченном конусе, в ограниченном объеме обтекателя, рядом с другими антеннами диапазона УВЧ.
2. Круговая (эллиптическая) поляризация антенны.
3. Широкий диапазон частот (в данной работе рассматривается антенна с перекрытием 10:1).
4. Минимальные габариты и масса.
5. Однонаправленные диаграммы направленности с минимальным уровнем побочного излучения

Поставленная цель достигается тем, что компактная спиральная антенна, содержащая плоскую спираль, симметрирующее устройство, диэлектрическую основу, поглотитель и экран, выполнена с возможностью изгибаться по поверхностному профилю места её размещения с учетом изготовления поглотителя необходимой кривизны, гибкого экрана и гибкой диэлектрической основы. Ветви спирали антенны выполнены из субминиатюрного коаксиального кабеля и представляют собой коаксиальный симметрирующиий трансформатор [1], где внутренний проводник одной ветви спирали замыкается на экран второй ветви спирали. Обе ветви спирали крепятся к тонкой диэлектрической основе, установленной вблизи поглотителя, представляющего собой пластину с наружными размерами, эквивалентными размерам экрана и диэлектрической основы (внешний вид антенны изображен на рис. 1, 2).

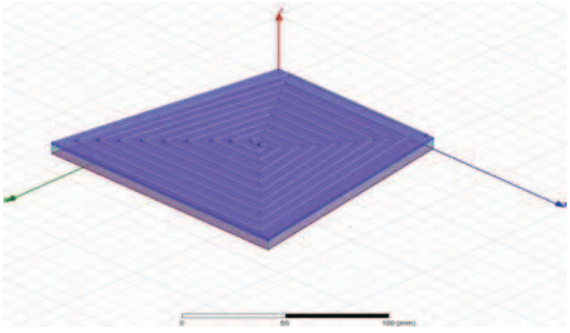


Рис. 1. Внешний вид антенны

Выходные концы ветвей коаксиальной спирали удлиняются свободными концами (для улучшения симметрирования трансформатора), выходящими за габариты антенны примерно на 0,15 от нижней длины волны рабочего диапазона. Каждая коаксиальная ветвь спирали также может дополняться малоразмерной спиральной структурой из тонкой металлической проволоки, надетой на нее (для улучшения согласования и увеличения коэффициента усиления) [2], при этом входные концы спиральных структур соединяются контактно с местом входа каждой своей ветви коаксиальной спирали.

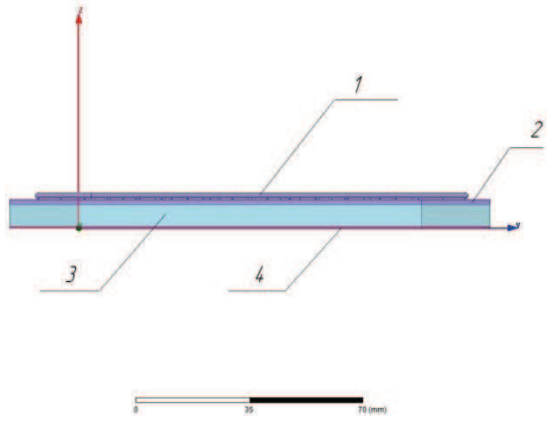


Рис. 2. Внешний вид антенны: 1 – кабель (излучающая структура; 2 – стеклотекстолит); 3 – поглощающий материал; 4 – металлическое основание

Так как конструкция антенны довольно проста, решающая роль в проектировании заключалась в выборе подходящего радиопоглощающего материала.

На первом этапе был проведен электродинамический расчет в программе трехмерного моделирования «Ansoft HFSS» двух вариантов поглотителей – материала Francosorb F006 фирмы «Frankonia» (Германия) и поглотителя производства ОАО «ЦКБА» (АМАГ). Материалы отличаются между собой диэлектрической и магнитной проницаемостью, а также толщиной слоя. В результате были получены похожие данные: немецкий материал показал себя немного лучше в нижней части рабочего диапазона, российский – в верхней. Сравнительный график зависимости коэффициента отражения от частоты приведен на рис. 3.

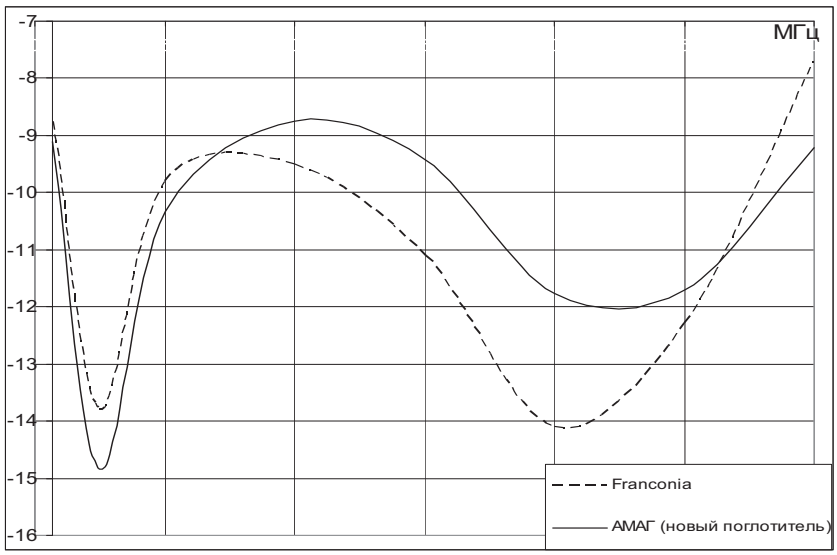


Рис. 3. Сравнительный график зависимости коэффициента отражения от частоты

Расчетные диаграммы направленности с материалом АМАГ в верхней, средней и нижней части рабочего диапазона показаны на рис. 4.

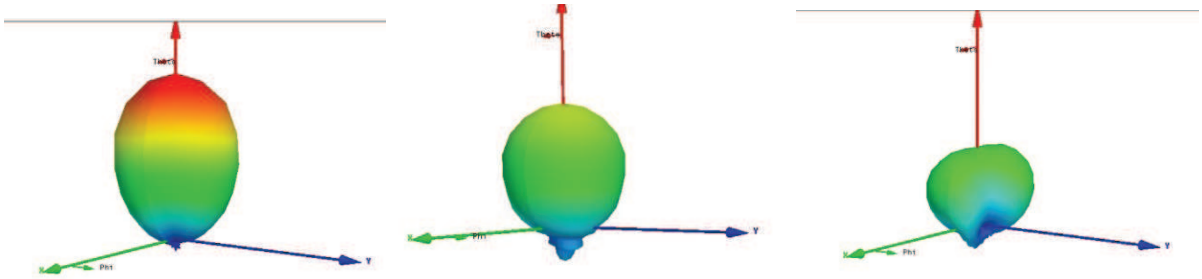


Рис. 4. Расчётные диаграммы направленности с материалом АМАГ ($f_{верх}$, $f_{ср}$, $f_{нижн}$ соответственно)

Из-за отсутствия на начальном этапе одного из составляющих поглотителя АМАГ было принято решение сделать макет из поглощающего материала немецкой фирмы. Геометрическая форма 1 макета – прямоугольник (следует отметить, что форма прямоугольника выбрана из-за невозможности обработать материал под иную форму, требуемая форма – трапеция), излучающая структура выполнена из кабеля РК 50-1,5-22. Макет был собран собственноручно, проведены измерения основных радиотехнических характеристик (РТХ) антенны на двух рабочих местах: в безэховой камере и на АИВК (автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс). Данные, полученные с помощью АИВК, полностью соответствовали заданным требованиям: антенна имеет ровную диаграмму направленности, без отклонений максимума, с задним лепестком не более 10 %. С измерениями на рабочем месте, расположенном в безэховой камере, возник ряд трудностей, связанных с переотражением излучаемого электромагнитного поля на нижних частотах рабочего диапазона, так как поглощающий материал на стенах зала рассчитан на работу на более высоких частотах. В результате данные, полученные с этого места, не удовлетворили установленным требованиям, а именно: на нижних частотах рабочего диапазона задний лепесток антенны достигал 40 %. По всем другим параметрам антенна соответствовала заданным требованиям, и было решено сделать макет с реальной формой и размером. Толщина антенны получилась порядка 10 мм, что обеспечивает возможность размещения ее в ограниченном объеме обтекателя.

На втором этапе был сделан еще один макет в форме трапеции с поглощающим материалом АМАГ. Измерения проводились на двух рабочих местах: антенна измерялась в чистом виде и на усеченном металлическом конусе. Данные, полученные на рабочем месте в безэховой камере, соответствовали заданным требованиям, за исключением небольшого участка в нижней части рабочего диапазона, где наблюдался задний лепесток порядка 30 %. При размещении антенны на конусе данные немного ухудшались, что связано с появлением металлического экрана и изгибом по поверхности излучающей структуры. Данные, полученные на АИВК, имели различия с данными, полученными на рабочем месте, расположенном в безэховой камере, но в целом показывали, что на нижних частотах рабочего диапазона антенна имеет искаженную форму диаграммы направленности.

Причиной этого являются три фактора:

1. Размер антенны, а именно периметр излучающей структуры меньше нижней длины волны рабочего диапазона [3].

2. Поглотитель производства АМАГ имеет все-таки недостаточный коэффициент ослабления в нижней части рабочего диапазона.

3. Некорректные измерения в области нижних частот рабочего диапазона из-за переотражения электромагнитного поля.

По результатам полученных данных было принято решение сократить количество антенн в проектируемом изделии и за счет этого увеличить линейные размеры антенны. Далее были проведены работы по измерению фазовых характеристик антенной системы с целью передачи их для проведения последующих математических расчетов.

Ниже приведены диаграммы направленности макета в форме трапеции с материалом АМАГ, полученные на АИВК. Они полностью соответствуют заданным техническим требованиям, за исключением небольшой части рабочего диапазона, где наблюдается искажение диаграммы направленности (ДН) и наличие заднего лепестка порядка 30 %.

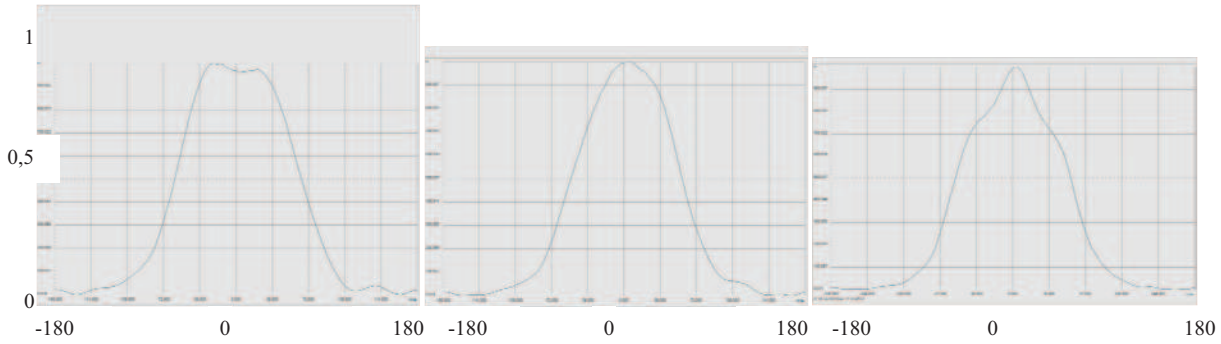


Рис. 5. ДН в верхней части рабочего диапазона

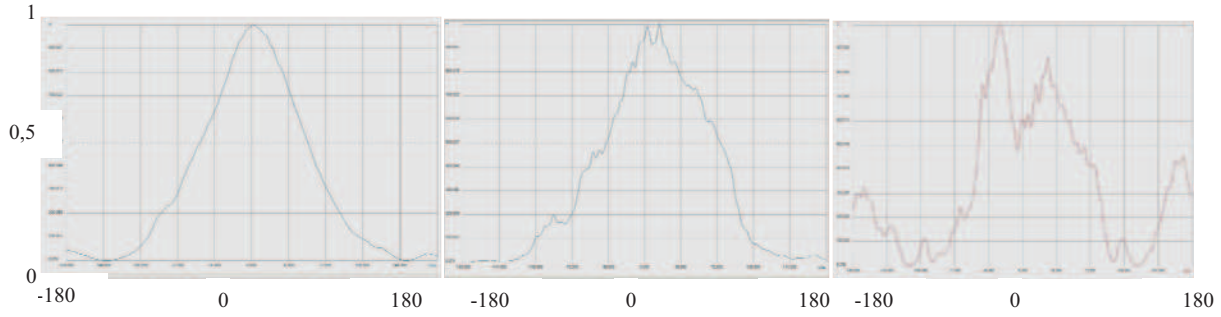


Рис. 6. ДН в нижней части рабочего диапазона

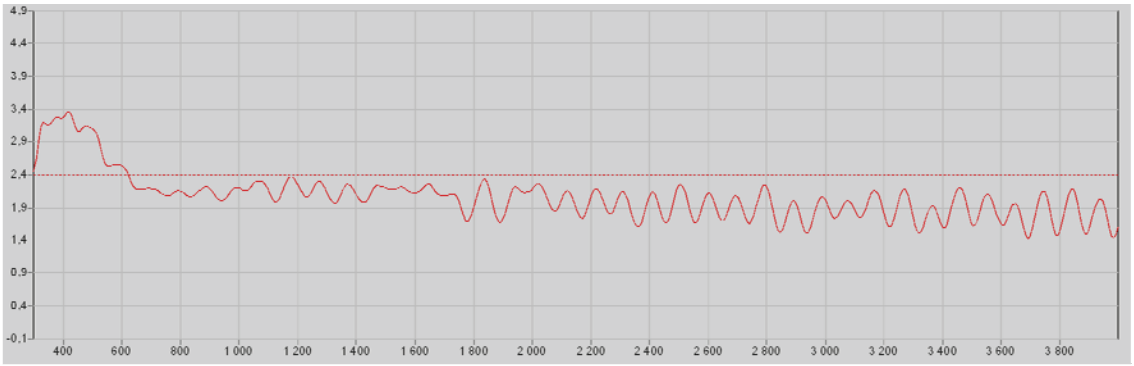


Рис. 7. КСВН макета

По полученным результатам математических расчетов можно сделать вывод, что антенна и вся антенная система в целом подтвердили свою работоспособность. В на-

стоящее время проводятся работы по снятию фазовых характеристик антенной системы в ограниченном объеме радиопрозрачного обтекателя.

Автор выражает благодарность за участие в работе консультанту по СВЧ Коробейникову Г. В. и инженеру-технологу Ивановой Л. Н.

Список литературы

1. Сверхширокополосные антенны / пер. с англ. под ред. Л. С. Бененсона. – М.: Мир. – 371 с.
2. Рамзей В. Частотно-независимые антенны. – М.: Мир, 1968. – 177 с.
3. Горощеня А. Б. Проектирование широкополосных антенн: учеб. пособие. – Омск, 1989. – 79 с.

КОМПАКТНЫЙ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ СЕЛЕКТОР

Ю. В. Крылов

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: krylov_yuriy@inbox.ru

Представлен компактный частотно-поляризационный селектор, который может использоваться в облучающей системе осесимметричных и офсетных зеркальных антенн, работающих в широкой полосе частот. Особенностью устройства является возможность его применения для разделения частотных диапазонов приема и передачи, разнесенных на октаву, без необходимости использования дополнительного облучателя за счет спроектированной конструкции соединения двух крестовых разветвителей.

В современных облучающих системах зеркальных антенн спутниковой связи большое распространение получили устройства, позволяющие выполнять частотную и поляризационную селекцию принимаемых и передаваемых сигналов. Одним из обязательных условий разработки таких устройств является их широкополосность и малые массогабаритные показатели. Для увеличения пропускной способности каналов связи на современных спутниках также предъявляется требование по использованию сигналов с ортогональной поляризацией как на прием, так и на передачу. Также разрабатываемый частотно-поляризационный селектор должен выполнять задачу разделения частотных составляющих сигнала приема и передачи без необходимости создания дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот [1].

Существует несколько способов проектирования частотно-поляризационного селектора для разделения частот приема и передачи без необходимости использования дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот.

Первый способ разделения частот приема и передачи [2] показан на рис. 1. По схеме видно, что принятый сигнал с рупора 1 попадает на так называемый ортомодовый селектор 3, представляющий собой крестовой разветвитель, который разделяет две ортогональные моды высокочастотного сигнала, возникающие в волноводе круглого сечения. В четырех плечах ортомодового селектора устанавливаются режекторные фильтры 2 для подавления передающего спектра частот. На выходе селектора устанавливается режекторный фильтр 4 для подавления высокочастотного сигнала, далее он подключается к поляризатору 5, таким образом, обеспечивается возможность передачи сигнала с круговой поляризацией в низкочастотном диапазоне. Режекторные фильтры 2, расположенные вдоль одной оси, попарно соединяются с двойными Т-мостами 6 и 8, на один выход которых устанавливается нагрузки, а другие подключается к третьему двойному Т-мосту 7. За счет введения неоднородностей в последний двойной Т-мост можно добиться разности фаз 90^{o} между двумя сигналами двух ортогональных мод, тем самым получить на приемных выходах сигнал высокочастотного рабочего диапазона с круговой поляризацией.

Второй способ разделения частот приема и передачи [3] показан на рис. 2. Здесь, также как и в первой схеме, принятый сигнал с рупора 1 попадает на ортомодовый селектор 2, который представляет собой крестовой разветвитель, разделяющий две ортогональные моды низкочастотного сигнала. К выходу данного селектора подключается поляризатор 6. Для восстановления сигнала в передающем частотном диапазоне ортомодовый селектор соединяется со вторым ортомодовым селектором 4 посредством четырех п-образных волноводных секций 3 равной длины. Между первым селектором и п-образными волноводными секциями устанавливаются фильтры нижних частот 5. На один выход второго селектора 4 устанавливается нагрузка, ко второму выходу подключается поляризатор 7.

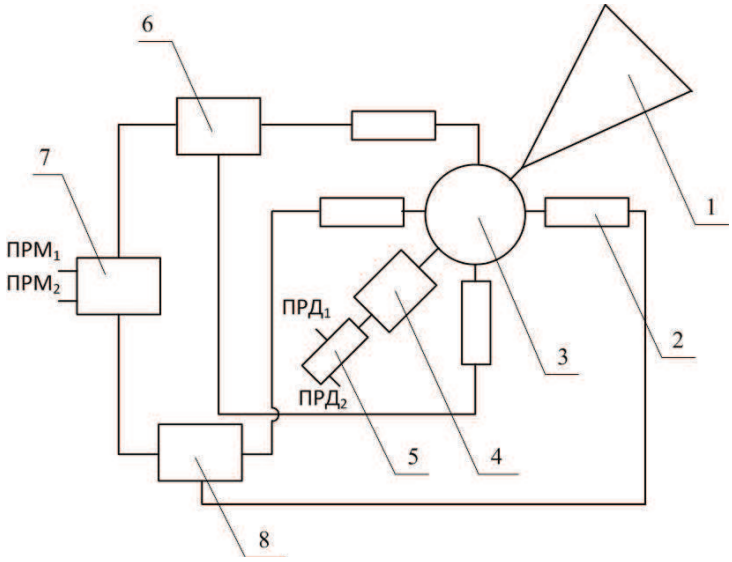


Рис. 1. Блок-схема облучателя с использованием двойных Т-мостов

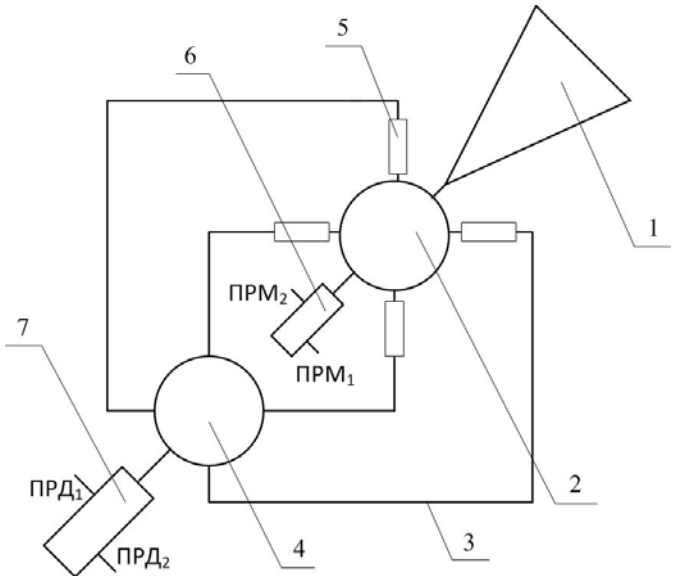


Рис. 2. Блок-схема облучателя с двумя ортомодовыми селекторами

В данной статье для решения задачи разделения сигналов с круговой поляризацией для частот приема и передачи, разнесенных на октаву в Ka-Q диапазоне, был разработан частотно-поляризационный селектор, реализованный по схеме, представленной на рис. 2. На рис. 3 изображена электродинамическая модель разработанного селектора, которая состоит из ортомодового селектора 2, представляющего собой крестовой разветвитель, в плечах которого установлены изогнутые емкостные фильтры нижних частот 1, работающие в широкой полосе частот для подавления приемных частотных составляющих. В виду сложности создания септум-поляризатора в Q-диапазоне на выходе ортомодового селектора устанавливается поляризатор 4, реализованный на круглом волноводе с пазом и преобразователь на два ортогональных выхода 5. Для восстановления сигнала в передающем частотном диапазоне фильтры 1 соединяются со вторым ортомодовым селектором 6 посредством четырех волноводных секций 3 сложной формы и равной длины, тем самым выполняются условия синфазности и ортогональности

двух мод, распространяемых в круглом волноводе, для возможности передачи сигнала с круговой поляризацией с помощью подключения поляризующего устройства. Один выход второго селектора короткозамкнут, ко второму подключается септум-поляризатор 7.

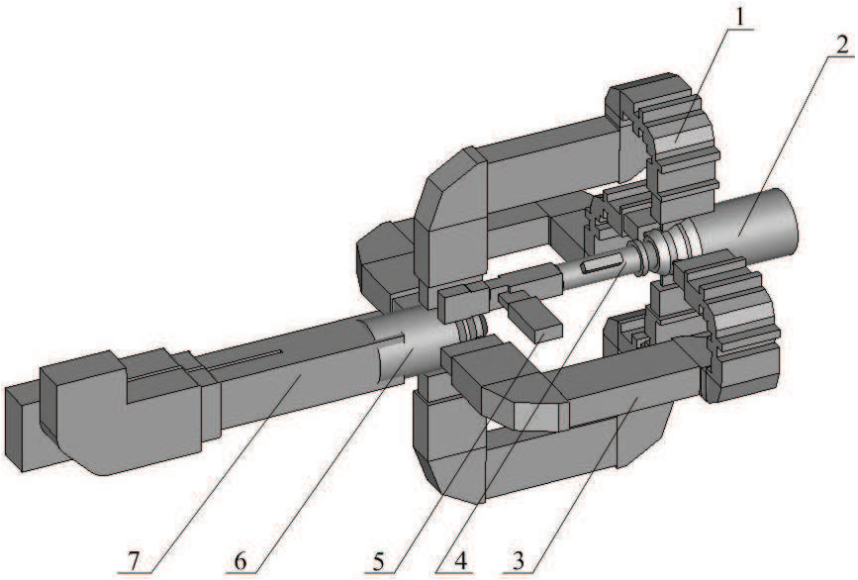


Рис. 3. Электродинамическая модель разработанного селектора

На рис. 4 приведена рассчитанная характеристика коэффициента стоячей волны (КСВН) облучателя. На рис. 5 – график частотной зависимости коэффициента эллиптичности (КЭ) селектора в рабочих диапазонах частот.

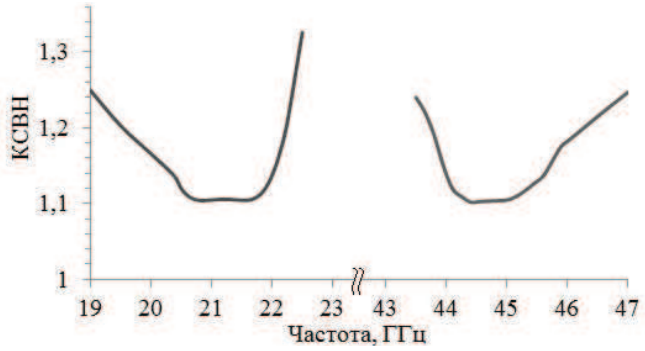


Рис. 4. КСВН разработанного устройства

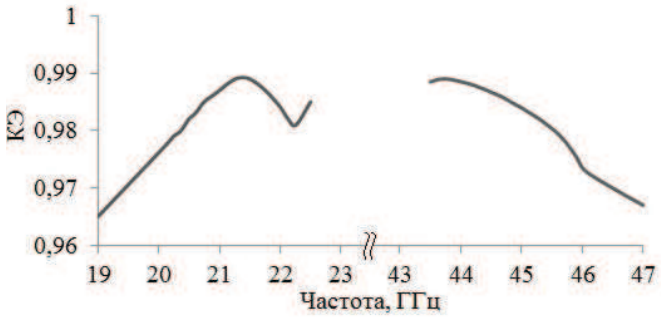


Рис. 5. КЭ разработанного устройства

Из рис. 4 и рис. 5 можно сделать вывод о том, что разработанный частотно-поляризационный селектор позволяет обеспечивать прием и передачу сигналов с круговой поляризацией, разнесенных на октаву, а именно в Ka и Q-диапазонах в соответствии с современными требованиями, предъявляемыми к облучающим системам зеркальных антенн. Проектирование данного устройства по схеме с двумя ортомодовыми селекторами позволило достичь оптимальных значений радиотехнических характеристик в рассматриваемых диапазонах частот и избавиться от необходимости использования дополнительного облучателя для разделения приемно-передающих частот. Спроектированные волноводные секции для объединения между собой крестовых разветвителей, позволили сделать конструкцию более компактной, что является важным условием при разработке облучающих систем спутниковой связи.

Список литературы

1. Ignacio Izquierdo Martinez, Jorge A. Ruiz Cruz. Design of wideband orthomode transducers based on the turnstile junction for satellite communications // Universidad Autynoma de Madrid, Noviembre de 2008.

2. Jaroslaw Uher. Orthomode junction assembly with associated filters for use in an antenna feed system / US Patent, Pub. No.: US 2013/0342282 A1, Dec. 26, 2013.

3. Joseph G. Di Tullio, Donald J. Sommers, Windsor D. Wright. Independently adjustable dual polarized diplexer / US Patent, Pub. No.: 3,731,236, May. 1, 1973.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ ОФСЕТНОЙ АНТЕННЫ ТИПА ГРЕГОРИ

А. Н. Кудисов[1], А. В. Таганов[2]

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kudisoff@mail.ru
[2]*АО НПП «Радиосвязь»*
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19
E-mail: avtaganov@yandex.ru

Представлены результаты исследования характеристик двухзеркальной офсетной антенны типа Грегори. Для расчета геометрического профиля облучающей системы антенны в среде математического моделирования «*Matlab*» написана программа. С целью оценки работы системы в САПР «*CST Microwave Studio*» создана модель антенны, получены частотные зависимости коэффициента направленного действия при различных угловых параметрах облучающей системы.

В современных системах связи, радиолокации и радионавигации офсетные антенны имеют преимущество над прямофокусными, что, главным образом, связано с отсутствием затенения антенны, отсутствием затруднений при согласовании облучателя с фидерами, а также технологичностью таких конструкций [1–3]. Среди них особое место занимают антенны типа Грегори, в составе облучающей системы которых имеется дополнительное зеркало – эллиптический контррефлектор. Благодаря геометрическим свойствам эллипсоида юстировка антенн типа Грегори происходит более плавно, чем в однозеркальных антеннах [4].

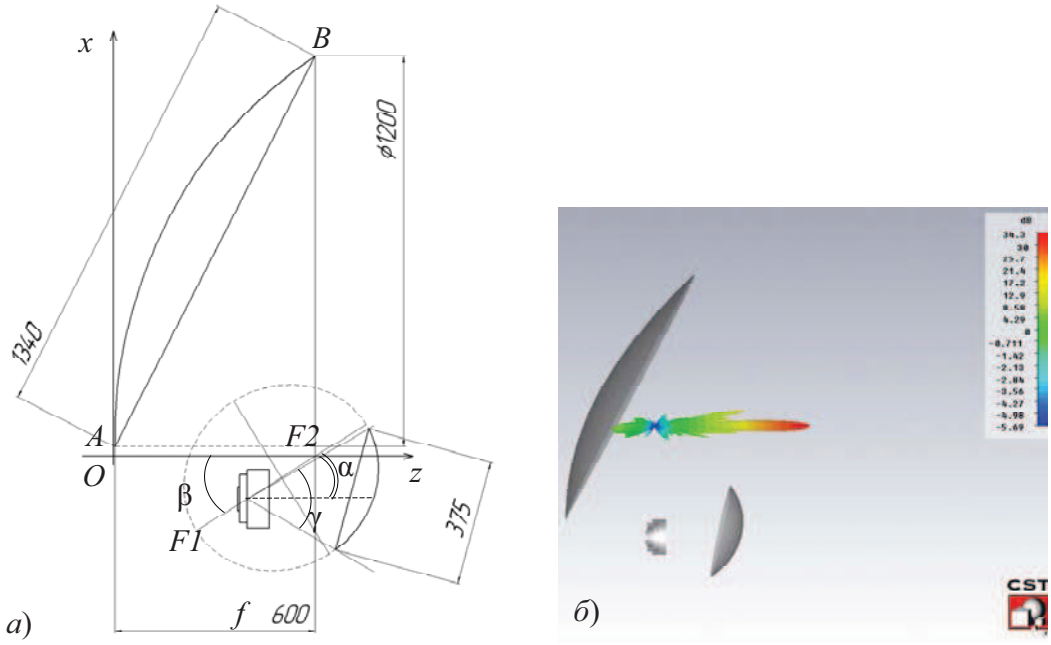


Рис. 1. Исследуемая офсетная антенна: *а* – схематический чертеж профиля антенны; *б* – модель антенны в «*CST Microwave Studio*» с рассчитанной диаграммой направленности

Исследуемая в работе офсетная двухзеркальная антенна, рассчитанная в САПР СВЧ «*CST Microwave Studio*», представлена на рис. 1. Как показано на рис. 1, *а*, контррефлектор формируется путем вырезки из эллипсоида, расположенного в области фокуса параболоида, из которого сформировано главное зеркало антенны. При фиксиро-

ванных параметрах зеркала, указанных на рисунке, юстировка антенны производилась путем изменения угловых параметров α, β и γ, характеризующих положение эллипсоида контррефлектора, поворот облучателя относительно фокальной оси главного зеркала, а также сектор облучения контррефлектора облучателем соответственно.

Расчет диаграммы направленности антенны, который производился на частоте $f_0 = 6$ ГГц, показал, что ширина главного лепестка составила $2\theta_{0.5} = 2.9°$, уровень боковых лепестков $F_1 = -16.5$ дБ, а коэффициент направленного действия – $D = 34.3$ дБ. В качестве облучателя антенны использовалась рупорная антенна с дроссельными канавками, используемая для расширения рабочего частотного диапазона антенны.

В антеннах типа Грегори особые трудности представляет расчет геометрического профиля облучающей системы. В частности, для оптимального переотражения контррефлектором излучаемой из рупора мощности приходится рассчитывать большое число параметров (рис. 1, *а*). Для решения этой задачи в среде «*Matlab*» была написана программа, позволяющая рассчитать величину эксцентриситета и фокусное расстояние эллипсоида при известных углах β и γ. На рис. 2 представлен профиль эллипсоида с указанием углов и всех переотраженных лучей согласно принципам геометрической оптики. Для простоты фокальная ось антенны на рисунке не показана, при этом главная ось эллипсоида сориентирована горизонтально.

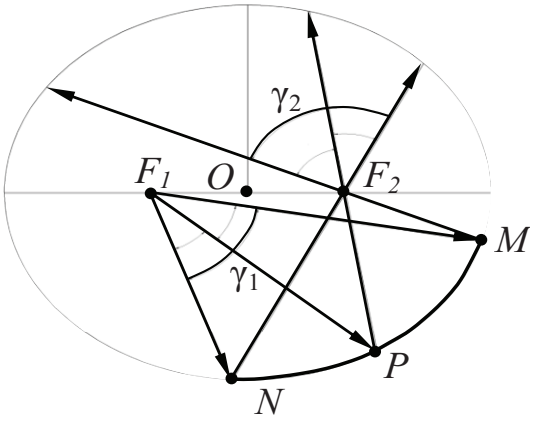


Рис. 2. Чертеж профиля эллипсоида, из которого формируется контррефлектор

Из рис. 2 видно, после переотражения от контррефлектора и прохождения через точку фокуса F_2 угол облучения зеркала растет ($\gamma_2 > \gamma_1$). Это лишний раз подтверждает главное преимущество двухзеркальных антенн перед однозеркальными, которое заключается в уменьшении размеров облучающей системы, а, значит, и размеров всей антенны в целом. Как показал расчет, отношение углов γ_1 и γ_2 строго зависит от величины эксцентриситета эллипса, вычисление которого осуществляется с помощью программы. Для характеристик, представленных на рис. 1, соотношение $\gamma_2/\gamma_1 = 1.5$, при этом большая ось эллипса была равна 600 мм, малая – 550 мм, а величина эксцентриситета составила 0.4.

Среди всех параметров облучающей системы, определяющим в формировании главного лепестка диаграммы направленности является угол облучения контррефлектора (параметр γ согласно рис. 1). В связи с этим представляет интерес частотная зависимость коэффициента усиления (КУ) антенны при различных углах облучения контррефлектора. На рис. 3 представлены графики частотной зависимости коэффициента усиления антенны при разных углах облучения вспомогательного зеркала в диапазоне частот от 4.5 ГГц до 8 ГГц. Расчетная величина угла γ составила 60°. Этот результат был получен с помощью написанной в «*Matlab*» программы, при этом значении антен-

ну можно рассматривать как систему с оптимальными параметрами. Как видно, из графика, при увеличении этого угла на 10° и 20° величина коэффициента усиления антенны практически не изменилась, при этом характер изменения этого коэффициента во всем исследованном частотном диапазоне остался прежним, – с увеличением частоты КУ монотонно возрастает. Это позволяет сделать вывод о том, что отклонение угла облучения контррефлектора от расчетного для реальной конструкции антенны не вызовет заметных ухудшений ее направленных свойств. При настройке антенны отклонение угла облучения просто неизбежно в виду юстировки ее облучателя. Очевидно, такой результат можно рассматривать как положительное качество исследуемой конструкции.

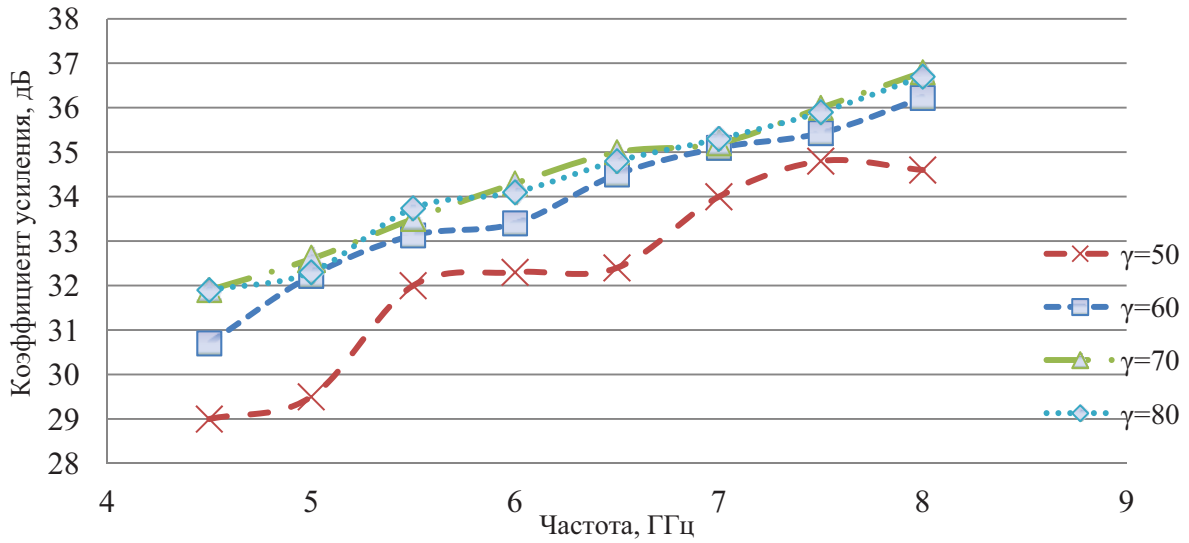


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления от частоты при различных углах облучения контррефлектора

Таким образом, в работе рассмотрена конструкция двузеркальной офсетной антенны типа Грегори, создана модель в среде «*CST Microwave Studio*», получена диаграмма направленности антенны в *C*-диапазоне. Проведено исследование частотной зависимости коэффициента усиления при различных углах облучения контррефлектора, показано, что увеличение этого угла в 1.3 раза по отношению к расчетному значению не ухудшает направленных свойств антенны во всем исследованном частотном диапазоне.

Список литературы

1. Бахрах Л. Д., Галимов Г. К. Зеркальные сканирующие антенны. – М.: Наука, 1981.

2. Калошин В. А., Фролова Е. В. Характеристики осесимметричных двухзеркальных апланатических антенн // Антенны. – 2006. – № 7.

3. Антенны УКВ: в 2-х ч. Ч. 1 / Г. З. Айзенберг и др. ; под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: «Связь», 1977. – 384 с.

4. Designing Classical Offset Cassegrain or Gregorian Dual-reflector Antennas from Combinations of Prescribed Geometric Parameters // IEEE Antennas & Propagation. – Vol. 44, № 3. – June 2002 (ISSN 1045-9243). – P. 114–123.

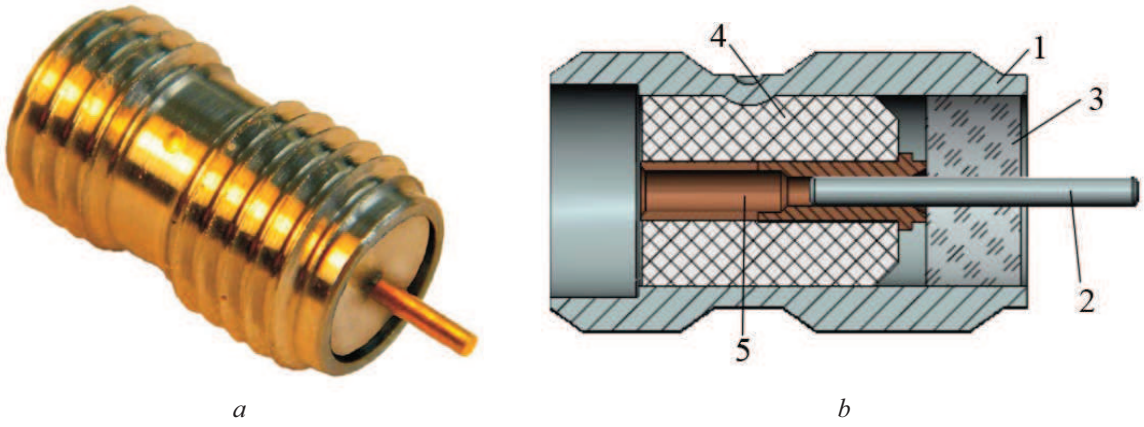
ТЕХНОЛОГИЯ ПОЛУЧЕНИЯ МЕТАЛЛОСТЕКЛЯННЫХ СПАЕВ В ГЕРМЕТИЧНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ СОЕДИНИТЕЛЯХ

В. В. Лгалов[1], С. А. Зайдес[2]

[1]*ПАО «Иркутский релейный завод»*
664075, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239
E-mail: lgalovvv@irzirk.ru
[2]*Иркутский национальный исследовательский технический университет*
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: zsa@istu.edu

Герметичные радиочастотные соединители (СРГ) применяются в радиоэлектронной аппаратуре СВЧ (РЭА СВЧ). Они обеспечивают механическое и электрическое соединение радиочастотных кабелей между собой или с микрополосковой линией, а также внутриблочное и межблочное соединение частей устройства [1].

Повышенные требования к герметичности РЭА СВЧ предъявляются в тех случаях, когда прибор должен обеспечивать радиогерметичность, а также обладать устойчивостью к климатическим и биологическим воздействиям. Герметичность субминиатюрных радиочастотных соединителей СРГ-50-751-ИрФВ и СРГ-50-876-ИрФВ (рис. 1, *a*), выпускаемых в условиях Иркутского релейного завода (ИРЗ), определяется скоростью натекания гелия при испытании на течеискателе. Согласно техническим условиям (ТУ) она не должна превышать $1{,}3 \cdot 10^{-11}$ м^3•Па•с$^{-1}$. Такая степень герметичности достигается путем применения вакуумно-плотного металлостеклянного соединения.



a *b*

Рис. 1. Соединитель радиочастотный герметичный СРГ-50-876-ИрФВ (*a*) и его параметрическая модель (*b*): 1 – втулка; 2 – вывод; 3 – стеклянный изолятор; 4 – изолятор; 5 – гнездо

Одним из параметров, по которому возможно оценить качество исполнения СРГ, является коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), определяющийся из выражения:

$$K_{ст\,U} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}, \qquad (1)$$

где U_{max} и U_{min} соответственно максимальное и минимальное напряжение в линии передачи.

Согласно ТУ на СРГ-50-751-ИрФВ и СРГ-50-876-ИрФВ коэффициент стоячей волны по напряжению в рабочем диапазоне частот от 0 до 18 ГГц не должен превышать

значения 1,35. На ИРЗ величина $K_{\text{ст } U}$ измеряется с помощью скалярного анализатора цепей Р2М производства ЗАО «НПФ «Микран» и для абсолютного большинства субминиатюрных СРГ не превышает 1,25.

К основным технологическим факторам, определяющим величину КСВН, при производстве СРГ относятся:

1. Точность изготовления втулки, вывода, изолятора и гнезда (см. рис. 1, *b*);
2. Точность позиционирования вывода, относительно втулки;
3. Точность позиционирования стеклянного изолятора после спаивания;
4. Качество металлостеклянного соединения;
5. Качество нанесения покрытия;
6. Качество сборки соединителя.

Очевидно, что металлостеклянный соединение оказывает решающее воздействие на качество готового изделия. В [1] отмечается, что на высоких рабочих частотах стеклянный изолятор вносит наибольшую долю в высокочастотные потери коаксиально-микрополосковых переходов, т.к. диэлектрические потери преобладают над потерями проводимости. Любые неоднородности в стеклянном изоляторе повышают величины диэлектрической проницаемости среды и тангенса угла диэлектрических потерь, что ведет к увеличению потерь СВЧ.

При производстве СРГ применяется согласованный спай сплава 29НК (ковар) ГОСТ 10994-74 и боросиликатного стекла С52-1 ОСТ 11 027.010-75. Узел, получаемый после соединения втулки, вывода и стеклянного изолятора (рис. 1, *b*) согласно ГОСТ 21962-76 называется вилкой.

В табл. 1 представлены основные виды брака металлостеклянных соединений, встречающегося при изготовлении СРГ и его влияние на характеристики соединителя.

Таблица 1

Виды брака металлостеклянных спаев и его влияние на качество СРГ

Вид брака	Вредное воздействие
Наплывы стекла на вывод и втулку соединителя	Повышение КСВН, ухудшение условий сборки и монтажа соединителя
Газовые пузыри в спае	Повышение КСВН, нарушение герметичности спая, увеличение вероятности пробоя изоляции
Трещины и сколы стекла	Нарушение герметичности спая, увеличение вероятность пробоя изоляции
Неспаянные участки (отверстия в стекле)	Повышение КСВН, нарушение герметичности спая
Нарушение взаимного расположения поверхностей	Повышение КСВН, ухудшение условий сборки и монтажа соединителя

В профильной литературе [2–4] предложены методы борьбы с представленными в табл. 1 дефектами. Однако, такие рекомендации носят общий характер и требуют адаптации под условия конкретного производства. Кроме того, технические требования к металлостеклянным соединениям изделий, работающих в СВЧ диапазоне, существенно отличаются от таковых для низкочастотной техники. Например, для СРГ-50-876-ИрФВ допуск на зазор между втулкой и стеклянным изолятором составляет 0,06 мм. Таким образом существенно возрастает роль ориентации и закрепления деталей в приспособлении перед спаиванием.

Необходимо сказать, что качество подготовки деталей к спаиванию вносит существенный вклад в конечный результат. Однако рассмотрение этого вопроса выходит за рамки работы, ограничимся перечислением необходимых подготовительных операций.

Детали из сплава 29НК подвергаются обезжириванию, окислению, травлению и обезгаживающему отжигу; детали из стекла очищаются от загрязнений и обезжириваются.

Остановимся подробнее на процессе получения вакуумно-плотного металлостеклянного соединения. Спаивание осуществляется при следующих неизменных технологических факторах: электропечь камерная с защитной атмосферой ПКЗ-1,0-7; азот газообразный особой чистоты 2-й сорт по ГОСТ 9293-74. Перед спаиванием втулка, вывод и стеклянный изолятор собираются в специальном приспособлении, которое обеспечивает регламентируемое конструкторской документацией расположение деталей. Отметим, что части приспособления, контактирующие со стеклом, изготавливаются из специального мелкозернистого графита, полученного методом изостатического прессования. Два приспособления в специальном контейнере помещают в нагретую камеру. После выдержки в печи контейнер с узлами устанавливают в специальное приспособление для охлаждения, куда по внешнему контуру подается азот. Осуществляется выдержка в течение 35 минут, затем контейнер перемещают в следующий охлаждающий контур и это повторяется еще дважды. Так вилки охлаждаются до комнатной температуры (≈22 ºC). Это позволяет снизить внутренние напряжения в спае и, следовательно, повышает надежность соединителя.

Элементами режима спаивания являются температура (T), время выдержки (t) и расход азота (Q_0). Границы, в которых допустимо их варьирование, определяются физической природой адгезии стекла к металлу. Спай образуется в диапазоне размягчения стекла от 10^6 Пуаз до 10^4 Пуаз. Для С52-1 это соответствует интервалу температур $T \in [825;1130]$ ºC. Время минимально необходимое для образования спая равняется 10 минутам. Расход азота зависит от объема камеры печи, а диапазон его варьирования лимитируется настройкой газового щита печи.

Для количественной оценки влияния элемента режима спаивания на качество соединения использовано выражение расчета доли брака:

$$\text{Доля брака} = (Б_в / V) \cdot 100\ \%, \qquad (2)$$

где $Б_в$ – количество забракованных по данному дефекту вилок; V – объем операционной партии вилок.

На основании проведенных на ИРЗ экспериментов установлены следующие интервалы варьирования элементов режима спаивания:

1. Температура $T \in [860;920]$ ºC;
2. Время выдержки $t \in [25;45]$ мин;
3. Расход азота $Q_0 \in [0{,}98;3{,}32]$ л / мин.

Поясним приведенные значения. При спаивании СРГ в интервале температур $T \in [825;860)$ ºC до 90 % вилок не отвечают требованию к герметичности, что объясняется значительной вязкостью стекла и его плохой адгезией к ковару. При повышении температуры до $T \in (920;1130]$ ºC существенно возрастает количество газовых пузырей в спае. Кроме того, повышение температуры усиливает износ нагревательных элементов печи, а на фоне интенсификации окислительных процессов значительно снижается стойкость графитовых элементов оснастки. Обратимся к рис. 2, где представлена зависимость температурного режима в камере печи от времени выдержки контейнера с деталями. После загрузки нового контейнера температура в камере убывает в течение 2 минут, достигая минимума T = 809 °C. После этого функция монотонно возрастает до температуры T = 899 °C и затем возвращается к установленному оператором значению T = 890 °C. Превышение заданной температуры объясняется инерцией печи, т. е. после

того, как устройство управления отключает подачу тока на нагревательные элементы, температура некоторое время продолжает расти. Анализируя график, можно сказать, что как минимум в течение 7 минут (до достижения $T = 825\ ^\circ C$) после загрузки деталей спай не образуется. Следует также учитывать, что смачивание металла стеклом начнется после разогрева спаиваемых деталей, а не атмосферы в печи. В связи с этим диапазон варьирования времени составил $t \in [25;45]$ мин.

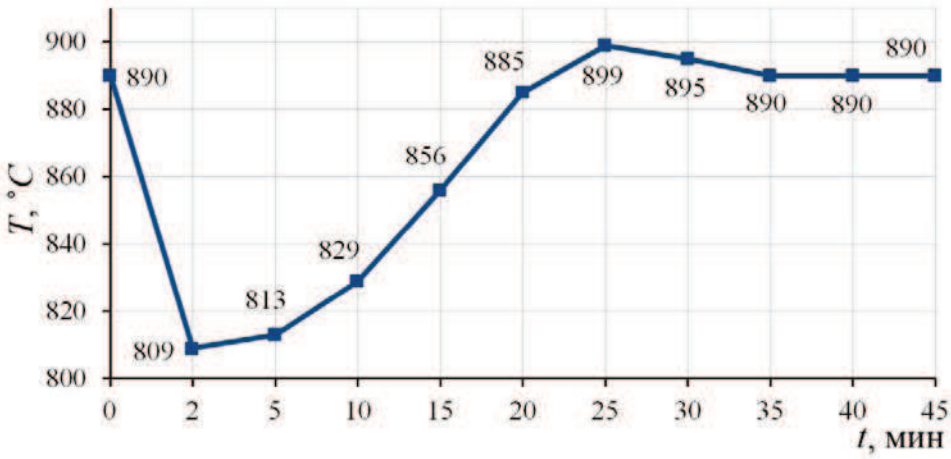


Рис. 2. Влияние времени выдержки деталей на температуру в камере печи при заданном значении $t = 890\ ^\circ C$

Рассмотрим влияние расхода азота на долю брака (2) по наплывам и газовым пузырям (рис. 3). Видно, что доля брака по наплывам снижается с увеличением значения Q_0. Это обусловлено тем, что интенсивная обдувка контейнера ведет к снижению температуры внутри него и, соответственно, к повышению вязкости стекла.

Рис. 3. Влияние расхода азота на долю брака в металлостеклянном соединении

С другой стороны повышение расхода азота от 0,92 л / мин до 3,32 л /мин ведет к росту доли брака по газовым пузырям от 7,52 % до 21,28 %. Таким образом, оптимальное по критерию минимизации брака решение находится в интервале значений $Q_0 \in [1{,}9;2{,}54]$ л / мин.

Таблица 2

Влияние элементов режима спаивания на качество металлостеклянного соединения

Вид брака	Параметр		
	T, ºC	t, мин	Q_0, л/мин
Наплывы стекла на вывод и корпус соединителя	+*	+	-
Газовые пузыри в спае	+	0	+*
Неспаянные участки (отверстия в стекле)	-*	-	0

Примечание. Обозначения «+» и «-» показывают, что увеличение или уменьшение этих параметров вызывает соответственно повышение или снижение доли данного вида брака по (2); «*» – параметр оказывает основное влияние на данный вид брака; «0» – параметр не влияет на данный вид брака.

С целью обобщения рекомендаций по выбору режима спаивания сформирована табл. 2. Видно, что повышение температуры в камере печи ведет к увеличению числа наплывов. Это объясняется снижением вязкости стекла при его нагреве. С другой стороны рост температуры до 920 ºС положительно сказывается на адгезии стекла к ковару и позволяет снизить долю брака по неспаянным участкам от 5–8 % до 2–3 %. Минимизировать этот вид брака также возможно при стабильном обеспечении зазора между стеклянным изолятором и втулкой при сборке – 0,02–0,06 мм. Однако это требует использования стеклянных капилляров повышенной точности. Время выдержки оказывает то же влияние, что и температура, но имеет несколько меньшую «силу воздействия». Следует сказать, что приведенные в табл. 2 оценки значимы для указанной выше области варьирования элементов режима спаивания. Например, выдержка ниже минимально допустимого значения времени вне зависимости от величин остальных параметров ведет к дефектам по неспаянным участкам.

На основании проведенных экспериментов было установлено, что в условиях ИРЗ оптимальными по критерию качества металлостеклянного соединения являются следующие величины элементов режима спаивания:

1. Температура $T \in [880;890]$ ºC;
2. Время выдержки $t \in [30;35]$ мин;
3. Расход азота $Q_0 = 2{,}54$ л / мин.

Список литературы

1. Джуринский, К. Б. Современные радиочастотные компоненты и помехоподавляющие фильтры / К. Б. Джуринский; под ред. А. А. Борисова. – СПб.: ЗАО «Медиа Группа Файнстрит», 2014. – 428 с.

2. ОСТ 107.460092.002-86. Соединения металлостеклянные вакуумно-плотные. Типовые технологические процессы.

3. Любимов, М. Л. Спаи металла со стеклом / М. Л. Любимов. – М.: Энергия, 1968. – 280 с.

4. Роус, Б. Стекло в электронике / Б. Роус; пер. с чешск. Н. М. Вайсфельд; под ред. Г. А. Степанова. – М.: Советское радио, 1969. – 356 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Е. Д. Низяева, А. М. Сержантов (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28
E-mail: cubicus@mail.ru

Исследованы коэффициенты связи пары полосковых многопроводниковых резонаторов, выполненых на основе многослойной металлодиэлектрической структуры. С использованием электродинамического анализа получены зависимости коэффициента полной связи резонаторов от их конструктивных параметров. Анализ полученных зависимостей показал, что величина индуктивной связи исследуемых резонаторов на частотах нижайшей моды колебаний существенно превышает величину их емкостной связи. Это приводит к тому, что относительная ширина полосы пропускания фильтров на основе таких резонаторов практически не будет зависеть от диэлектрической проницаемости материала слоев, а форма амплитудно-частотной характеристики будет иметь высокую симметрию относительно центральной частоты полосы пропускания.

Фильтры на основе многопроводниковых полосковых резонаторов [1,2] находят все большее применение в диапазоне дециметровых и метровых длин волн благодаря своей миниатюрности и более высоким частотно-селективным свойствам по сравнению с традиционными, микрополосковыми устройствами. Это обусловлено как более высокой, чем у микрополосковых, собственной добротностью таких резонаторов, так и тем, что в них резонансы первой и второй мод колебаний раздвинуты более чем на октаву, что позволяет обеспечивать широкие высокочастотные полосы заграждения. Кроме того, такие устройства сохраняют ряд преимуществ, присущих планарным конструкциям, и именно технологичность в изготовлении и виброустойчивость, что выгодно отличает их от фильтров на *LC*-контурах. Несмотря на все преимущества конструкций фильтров на многопроводниковых резонаторах, систематических исследований по изучению их характеристик до сих пор не проводилось. В частности, нет сведений о влиянии конструктивных параметров на взаимодействие таких резонаторов, знание которых может быть полезным как для повышения избирательности фильтров, например, за счет целенаправленного формирования полюсов затухания вблизи полосы пропускания, так и для объяснения ряда особенностей наблюдаемых на их амплитудно-частотных характеристиках. В настоящей работе исследуется взаимодействие пары многопроводниковых полосковых резонаторов, конструкция которых была предложена ранее [1, 2].

Исследуемый многопроводниковый резонатор (рис. 1) содержит многослойную металлодиэлектрическую структуру, подвешенную между двумя экранами в металлическом корпусе 1, и состоящую из полосковых металлических проводников 2, электромагнитно связанных между собой и разделенных тонкими диэлектрическими слоями 3. Проводники с нечетными номерами одним концом замкнуты на экран с одной стороны подложки, а проводники с четными номерами замкнуты одним концом на экран с противоположной стороны подложки.

Хорошо известно, что количественно степень взаимодействия пары колебательных контуров или резонаторов характеризуется частотно-независимым коэффициентом связи k, который можно вычислить, зная либо собственные частоты четных ω_e и нечетных ω_o связанных колебаний в них, либо их коэффициенты индуктивной k_L и емкостной k_C связи

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2} = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}.$$

Очевидно, что эти коэффициенты характеризуют взаимодействие резонаторов лишь в области частот полосы пропускания, поэтому иногда их называют «резонансными».

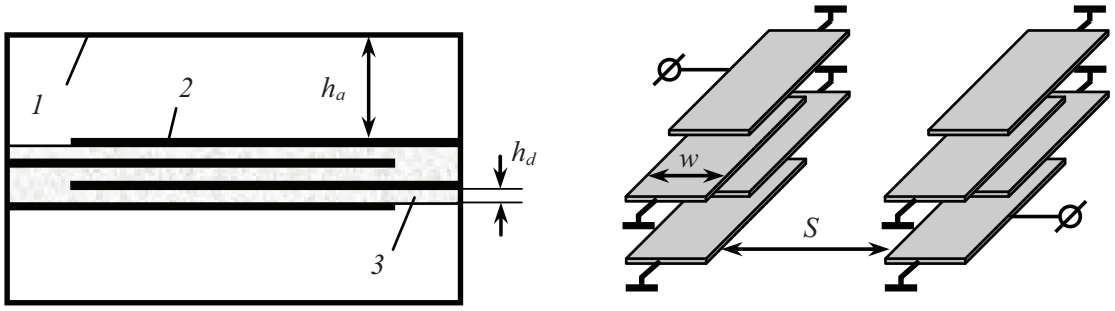


Рис. 1. Конструкция четырехпроводникового ($N = 4$) полоскового резонатора (продольное сечение) и двухрезонаторный фильтр его основе

Как показали исследования для широкого диапазона изменения конструктивных параметров полный коэффициент связи в случае пары сонаправленных резонаторов (рис. 1) немного меньше, чем в случае встречно-направленных (когда проводники разных резонаторов, лежащие в одной плоскости, замкнуты на экран противоположными концами). Это говорит о том, что, во-первых, для сонаправленных резонаторов коэффициент емкостной связи вычитается из коэффициента индуктивной связи (соответственно в случае встречно-направленных они складываются), а во-вторых, величина коэффициента индуктивной связи значительно больше величины коэффициента емкостной связи. Далее будут исследоваться конструкции только на сонаправленных резонаторах.

На рис. 2 представлены результаты расчета зависимостей полного коэффициента связи k исследуемых резонаторов от расстояния S между ними. Кривые построены для разного количества проводников в резонаторах $N = 2$, 3 и 5.

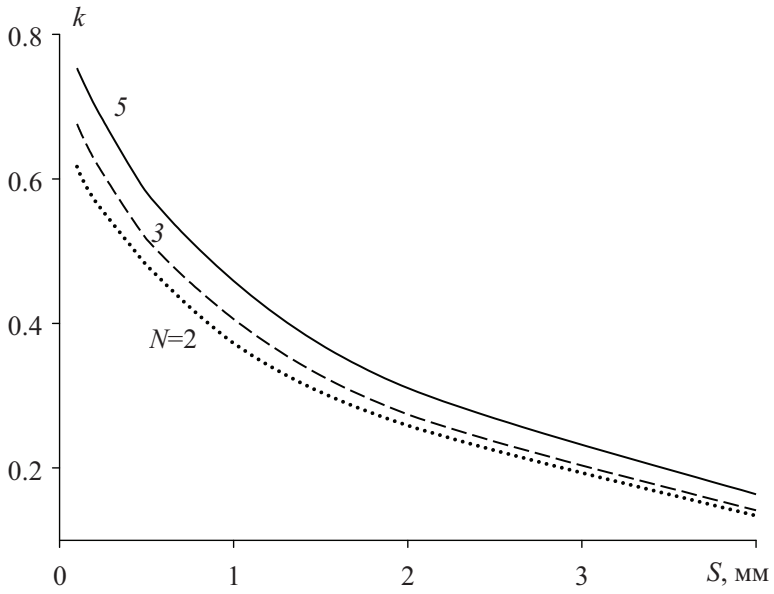


Рис. 2. Зависимости полного коэффициента связи резонаторов от расстояния между ними при разном числе проводников в резонаторах

Расчет был произведен в программе электродинамического моделирования для случая слабой связи резонаторов с внешними линиями передачи. Конструктивные параметры полосковой структуры были следующими: ширина проводников $w = 1$ мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности многослойной структуры $h_a = 5$ мм, толщина диэлектрических слоев $h_d = 0.25$ мм, диэлектрической проницаемость слоев $\varepsilon = 2$.

Из приведенных зависимостей видно, что увеличение числа проводников резонаторов приводит к небольшому увеличению коэффициента полной связи, причем, чем тоньше диэлектрические слои, тем меньше этот эффект. Это объясняется тем, что при увеличении количества слоев структуры и неизменном расстоянии h_a от экранов до ее поверхностей объем резонатора возрастает, а, следовательно, возрастает и коэффициент индуктивной связи резонаторов. Емкостное взаимодействие резонаторов при этом практически не изменяется. К аналогичному результату приводит увеличение расстояния h_a от верхнего и нижнего экранов до поверхностей полосковой структуры при фиксированных остальных конструктивных параметрах.

На рис. 3 представлена зависимость полного коэффициента связи k резонаторов от диэлектрической проницаемости слоев ε. Зависимость рассчитана для конструктивных параметров указанных выше и расстояния между резонаторами $S = 0.5$ мм.

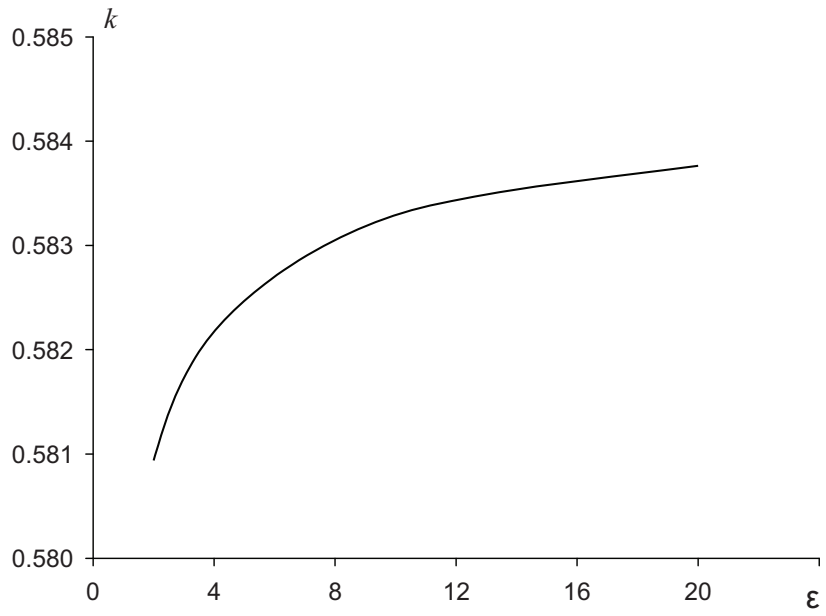


Рис. 3. Зависимость полного коэффициента связи резонаторов от диэлектрической проницаемости слоев

Видно, что увеличение диэлектрической проницаемости слоев приводит к незначительному росту полного коэффициента связи резонаторов. Это объясняется тем, что увеличение диэлектрической проницаемости слоев не изменяет индуктивного взаимодействия, но существенно уменьшает емкостное взаимодействие, которое в случае сонаправленных резонаторов вычитается из индуктивного, будучи существенно меньше его по величине.

На рис. 4 представлена зависимость полного коэффициента связи k резонаторов от ширины полосковых проводников w для диэлектрической проницаемости слоев $\varepsilon = 2$ и остальных конструктивных параметров указанных выше. Видно, что увеличение ширины полосковых проводников приводит к монотонному уменьшению коэффициента

полной связи резонаторов, что обусловлено уменьшением их индуктивного взаимодействия, которое зависит от расстояния между центрами полосковых проводников при фиксированном зазоре *S* между ними.

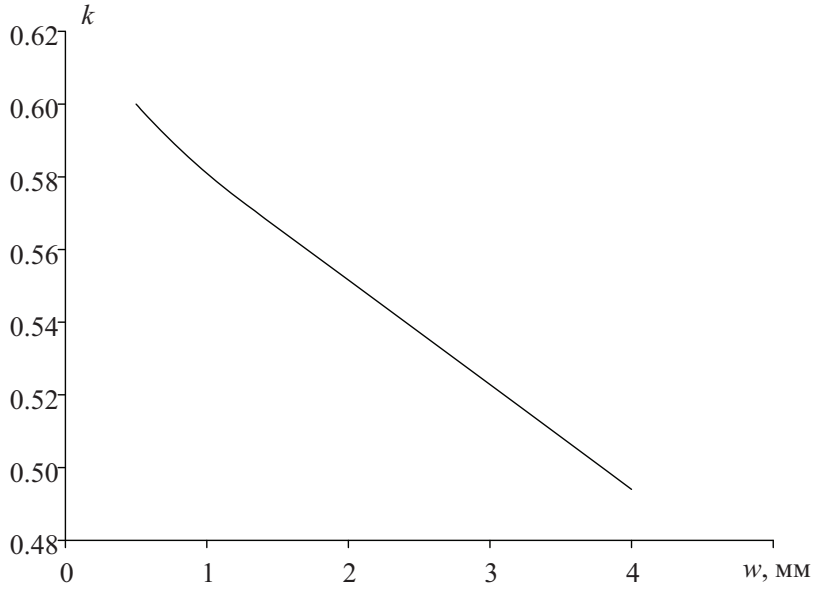


Рис. 4. Зависимость полного коэффициента связи резонаторов от ширины полосковых проводников

Таким образом, в работе исследованы коэффициенты связи пары полосковых многопроводниковых резонаторов, выполненных на основе многослойной металлодиэлектрической структуры. На основе электродинамического анализа получены зависимости коэффициента полной связи резонаторов от их конструктивных параметров. Анализ полученных зависимостей показал, что величина индуктивной связи исследуемых резонаторов на частотах нижайшей моды колебаний существенно превышает величину емкостной связи во всем имеющем практическое значение диапазоне изменения конструктивных параметров. При этом если ширина проводников много больше толщины диэлектрических слоев и $\varepsilon >> 1$, то емкостным взаимодействием резонаторов можно пренебречь. Это означает, что при таких условиях относительная ширина полосы пропускания фильтров на основе многопроводниковых резонаторов практически не будет зависеть от диэлектрической проницаемости материала слоев, а форма амплитудно-частотной характеристики будет иметь высокую симметрию относительно оси проведенной через центральную частоту полосы пропускания.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в базовой части НИР, выполняемых по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. Сержантов А. М. Исследование высокодобротного полоскового резонатора на основе многослойной металлодиэлектрической структуры // Изв. вузов. Физика. – 2012. – № 9/2. – С. 27–30.

2. Пат. РФ №2470418. Миниатюрный полосковый резонатор / Б. А. Беляев, Я. Ф. Бальва, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов. – Опубл. 20.12.2012. – Бюл. № 35.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОРПУСА ВЕРТОЛЕТА-НОСИТЕЛЯ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ПЕЛЕНГОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. С. Самодуров (научный руководитель), Л. А. Носова

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, ул. Московский проспект, 14
E-mail: unaxel2000@mail.ru

Рассмотрены углочастотные характеристики модели кольцевой антенной решетки, состоящей из симметричных электрических вибраторов малой электрической длины, нагруженных на резисторы номиналом 1000 Ом, установленной под фюзеляжем вертолета типа МИ-8. Проведен анализ влияния корпуса носителя на точность оценки пеленгов источников радиоизлучения с помощью вибраторной антенной решетки.

Установка радиопеленгаторных комплексов на летательных аппаратах [1], в частности вертолетах (рис. 1), позволяет, благодаря поднятию их на высоту до 2000 м, существенно расширить зону действия по сравнению с вариантом наземного базирования. Кроме того, существенно увеличивается скорость поиска источников радиоизлучения, повышается интегральная эффективность использования аппаратуры радиопеленгации и радиомониторинга.

Выбор места расположения антенной системы и вариация ее размеров при ее базировании на летательном аппарате жестко ограничены соображениями необходимости обеспечения хороших аэродинамических и других эксплуатационных характеристик, возможности надежного крепления, выполнения требований маскировки, обеспечения электромагнитной совместимости с другими радиоэлектронными системами, установленными на вертолете. Поэтому в большинстве случаев антенная система может быть установлена таким образом, что ее электродинамические характеристики учитываются в последнюю очередь. Здесь же следует отметить, что использование на серийно выпускаемых летательных аппаратах высокоэффективных поглощающих покрытий сопряжено с рядом больших технологических, эксплуатационных и экономических трудностей. Таким образом, аппаратные средства и способы компенсации погрешностей пеленгования, обусловленных наличием рассеянного носителем поля, к сожалению, являются весьма ограниченными.

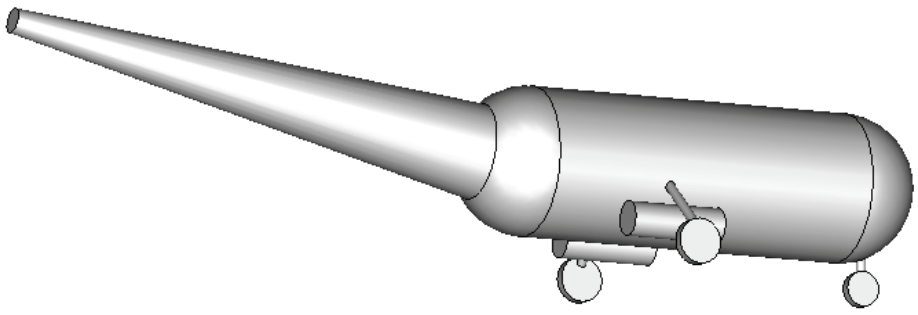


Рис. 1. Общий вид модели корпуса вертолета-носителя

В качестве носителя пеленгаторной антенной системы в работе рассматривалась устаревшая модель вертолета отечественного производства МИ-8, приведенная на рис. 1. В модели фигурировала кольцевая антенная решетка диаметром 1 м, состоящая из 9 симметричных тонкопроволочных вибраторов с полной длиной 0.4 м, расположенная на расстоянии 0.25 м под днищем фюзеляжа симметрично относительно его продольной осевой линии. Центр антенной решетки находился на линии, соединяющей перед-

ние шасси и крайние точки хвостового оперения летательного аппарата. Элементы антенной решетки были нагружены на резисторы номиналом 1000 Ом, имитирующие наличие высокоомных буферных каскадов, сигналы с выхода которых подаются на входы высокочастотного коммутатора.

Следует отметить, что для вычисления рассеянного корпусом вертолета электромагнитного поля для фиксированного направления падения электромагнитной волны даже в достаточно грубом приближении и при использовании мощного персонального компьютера необходимо несколько часов машинного времени.

Из построенных частотных зависимостей значений пеленгов источников радиоизлучения φ(*f*) видно, что при азимутальных углах падения электромагнитных волн, близких к осевому направлению (φ = 20° и φ = 160°), в низкочастотной и среднечастотной областях рассматриваемого диапазона измеренные пеленги «притягиваются» к оси вертолета (рис. 2), хотя для направления угла прихода волны φ = 20° притяжение менее выражено и справедливо только, по сути, для низких частот.

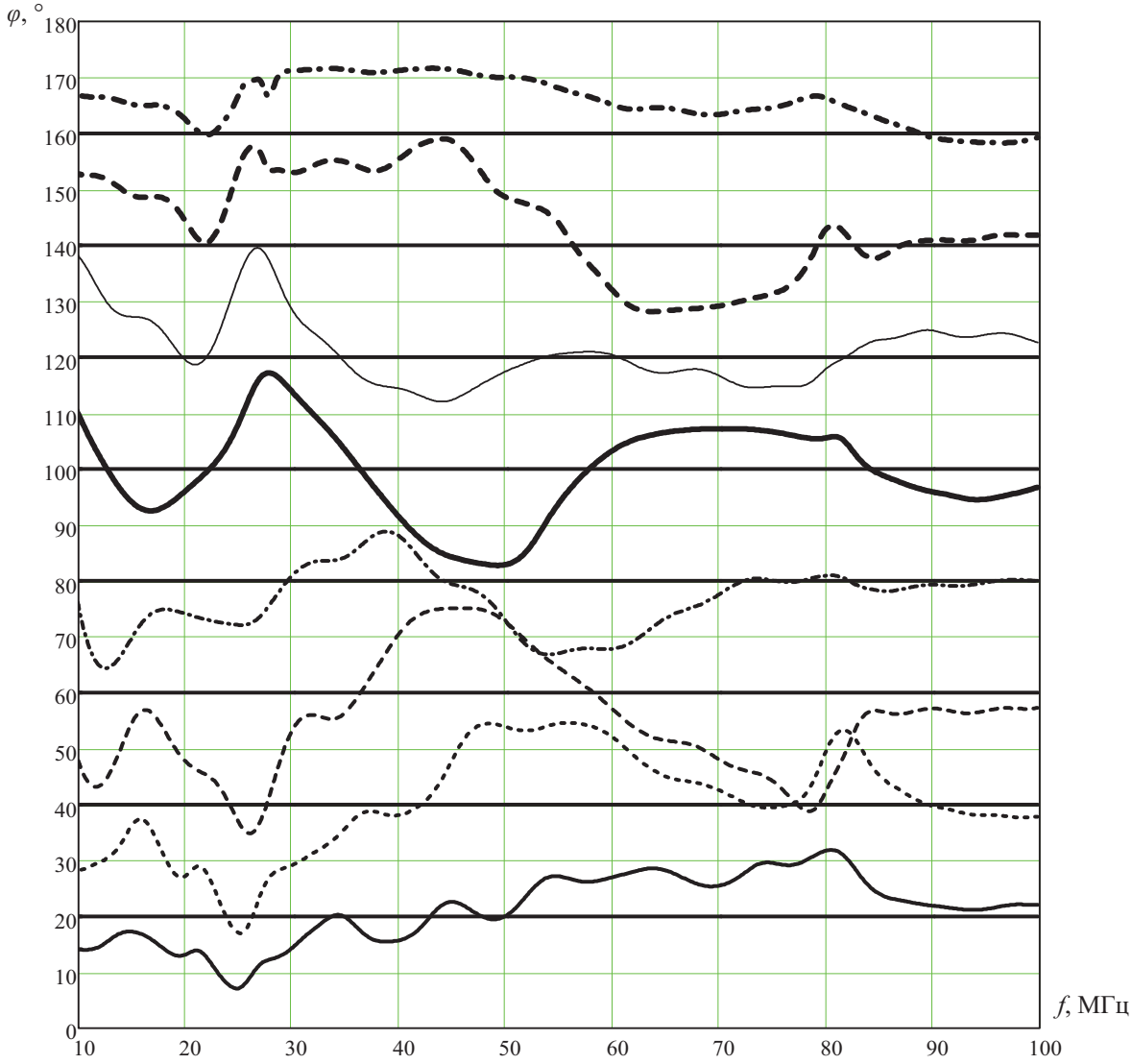


Рис. 2. Частотные зависимости значений пеленгов источников радиоизлучения для антенных элементов расположенных в центре воображаемого треугольника между шасси вертолета-носителя, вычисленные с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутальных углов падения волны φ = 20°, φ = 40°, φ = 60°, φ = 80°, φ = 100°, φ = 120°, φ = 140°, φ = 160°

При «скользящих» вдоль оси фюзеляжа направлениях рассеяния волн частотная зависимость погрешности пеленгования становится знакопеременной начиная лишь с достаточно высоких частот (60÷80 МГц), где продольный и поперечный размеры вертолета значительно больше длины падающей волны. Поэтому есть основания предполагать, что на достаточно длинных волнах в режиме квази-осевой дифракции суммарное поле в месте расположения антенной системы в достаточно грубом приближении можно представить в виде суперпозиции плоской падающей волны и квази-цилиндрической волны, рассеянной на фюзеляже, причем эквивалентное направление прихода волны (в смысле существования некоего центра суммарного излучения падающей и рассеянной волн) будет стремиться к оси вертолета.

Видно, что даже при углах падения, практически одинаково близких к фюзеляжу ($\varphi_{ИРИ} = 40^0$ и $\varphi_{ИРИ} = 140^0$), в низкочастотной области (на частотах ниже 32÷35 МГц) «притягивающее» влияние фюзеляжа и хвостового оперения является доминирующим, хотя токи, наведенные на корпусе, и формирующие вторичное электромагнитное поле рассеянной волны, приводят к усилению колебательной составляющей частотной зависимости пеленга. Предположительно, наличие вертикальной пластины хвостового оперения, ориентированной вдоль силовых линий электрической компоненты падающей волны, приводит к ее интенсивному рассеянию и «низкочастотной фильтрации» пеленгационных кривых при углах падения, лежащих в задней («хвостовой») области, в частности, $\varphi_{ИРИ} = 140^0$ и $\varphi_{ИРИ} = 160^0$. При падении волны в «носовой» области углов – при $\varphi_{ИРИ} = 20^0$ и $\varphi_{ИРИ} = 40^0$ «затушевывающее» действие вертикальной пластины хвостового оперения себя не проявляет, поэтому волны, рассеянные от фюзеляжа и других элементов конструкции, приводят к усилению колебательной составляющей частотной зависимости пеленга даже на низких частотах.

Частотные зависимости значений пеленгов источников радиоизлучения для малых углов падения электромагнитной волны (φ = 20°, φ = 40°) в области низких частот (менее 40 МГц) являются в основном гладкими. На более высоких частотах, даже для углов падения электромагнитной волны близких к φ = 90° (φ = 80°, φ = 100°, т. е. практически перпендикулярных оси вертолета носителя), ошибка пеленга составляет не более φ = 10°, хотя и это достаточно много в сравнении с моделью самолета носителя [2].

Вообще говоря, размещение пеленгационной антенной решетки под днищем вертолета носителя представляет собой достаточно сложную задачу, особенно при использовании в качестве такового МИ-8 с неубирающимися шасси и топливными баками по бокам. Возможно, необходимо более тщательно выбирать место для установки антенной решетки или (если это приемлемо) поменять вертолет носитель на модель с убирающимися шасси.

Список литературы

1. Ашихмин А. В., Разинкин К. А., Самодуров А. С. Численный анализ пеленгационных характеристик кольцевой вибраторной антенной решетки, установленной на борту самолета // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. – 2005. – Т. 1. – № 11. – С. 154–159.

2. Ашихмин А. В., Разинкин К. А., Самодуров А. С. Обоснование возможности использования упрощенной электродинамической модели самолета в виде совокупности конуса и цилиндра // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. – 2005. – Т. 1. – № 11. – С. 34–39.

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЗВЕННЫХ ФИЛЬТРОВ НА ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ СТРУКТУРАХ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Д. Е. Патуров,
А. Ф. Копылов, Н. А. Алексеева (научные руководители)

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

Проведено численное моделирование и экспериментальное исследование фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) в диапазоне 5,3 ГГц…8,5 ГГц (волновод 35х15 мм). Фильтры представляют собой каскадно соединенные ВЩМ с размером щелей 7 мм и 22 мм. Число каскадов фильтров варьируется от 1 до 8. Приведены и обсуждаются амплитудно-частотные характеристики и частотные характеристики КСВН входа 8-звенного фильтра. Фильтр является полосно-заграждающим и обеспечивает подавление частот в диапазоне 6,3 ГГц…7,8 ГГц с затуханием более 30 дБ.

В настоящей работе мы провели численное моделирование и экспериментальное исследование фильтров на волноводно-щелевых мембранах (ВЩМ) на частотах в середине диапазона волновода сечением 35х15 мм. Такой диапазон исследования был выбран из соображений наибольшего удобства реализации волноводно-щелевых резонансных элементов при использовании наиболее простой технологии этой реализации. Мы экспериментально исследовали и моделировали две основные частотные характеристики фильтров на ВЩМ – амплитудно-частотную характеристику коэффициента передачи (АЧХ) $|S_{21}|$ и частотную характеристику коэффициента стоячей волны напряжения (VSWR) со входа. Измерения проводились на приборе Р2-54 в диапазоне 5,3–8,5 ГГц. Были измерены АЧХ и КСВН входа серии фильтров, представляющих собой комбинации ВЩМ с различными величинами ширин щелей, заключенные между двумя волноводно-коаксиальными переходами (ВКП). Упомянутая комбинация ВЩМ является многозвенным фильтром и, в зависимости от числа звеньев фильтра, позволяет реализовывать СВЧ фильтрующие системы с различными АЧХ как по типу частотных характеристик, так и по значениям параметров этих характеристик. Число звеньев исследованных фильтров колебалось от 1 до 8. Для оценки возможности проектирования фильтров с заранее заданными параметрами, мы также провели моделирование АЧХ и КСВН входа фильтров в среде CST-studio. Конструктивно базовый элемент серии исследованных нами фильтров представляет собой щель, выполненную в металлической мембране и расположенную вдоль одного края широкой стенки волновода (см. рис. 1 в [1]).

Для реализации многокаскадных фильтров мы использовали два элемента: элемент со щелью 7 мм и элемент со щелью 22 мм. На рис. 1, *а*, *б* приведены фотографии одиночных ВЩМ, использованных нами при проведении исследований: на рис. 1, *а* – ВЩМ со щелью шириной 7 мм, на рис. 1, *б* – ВЩМ со щелью 22 мм. Отдельно друг от друга эти элементы являются однозвенными фильтрами и демонстрируют амплитудно-частотные характеристики, близкие к АЧХ фильтров нижних частот (ФНЧ) невысокого порядка. При этом толщина мембран существенно различалась: мембрана со щелью 7 мм имела толщину 2 мм, а мембрана со щелью 22 мм – толщину 6 мм. Толщина первой (7-ми миллиметровой) мембраны была выбрана из соображений обеспечения жесткости формы, а толщина второй (22-х миллиметровой) – в пределах от 1/4 до 1/8 длины волны на частоте 6 ГГц.

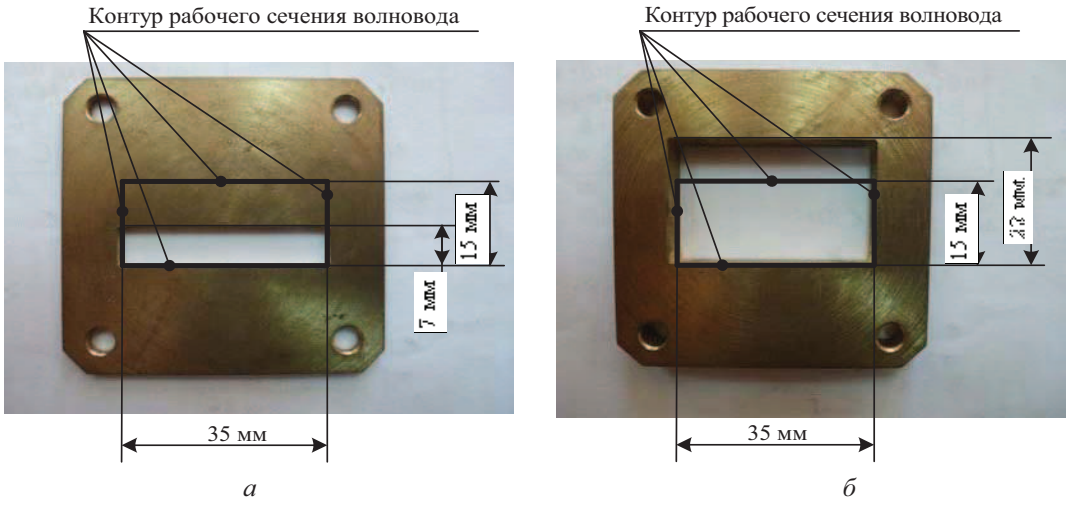
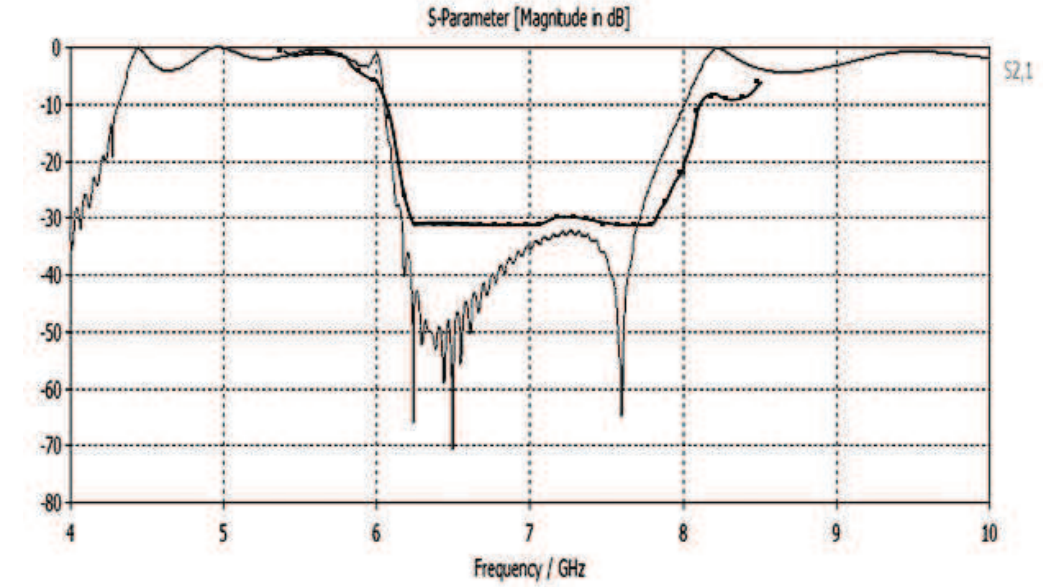


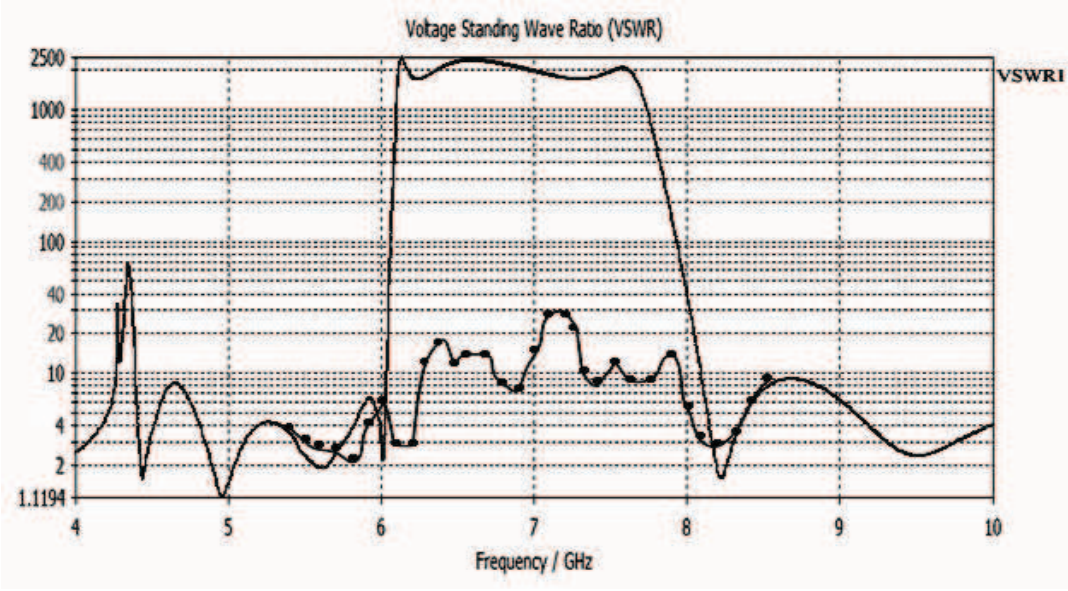
Рис. 1. Фотографии одиночных ВЩМ, использованных при проведении исследований: *а* – ВЩМ со щелью шириной 7 мм; *б* – ВЩМ со щелью 22 мм

Следующим фильтром из исследованной серии был фильтр, содержащий каскадно включенные между собой 7 мм и 22 мм щели. В этом случае АЧХ имела вид резонансной кривой типа фильтра-пробки на частоте около 7,8 ГГц, причем АЧХ прямого и обратного включения структуры «щель 7 мм плюс щель 22 мм» качественно совпадали и были близки по величинам добротностей и резонансным частотам. Набор структур фильтров из элементов «щель 7 мм плюс щель 22 мм» мы довели до 8-ми. При их прямом и обратном включении (прямое включение: «щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм»; обратное включение: «щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм») наблюдались примерно одинаковые тенденции в изменении АЧХ, а именно: при увеличении числа звеньев фильтров полоса частот подавления расширялась и доходила до величин 6,2–7,8 ГГц; вид АЧХ становился более равномерным в полосе подавления. Прямое включение описанной структуры оказалось более удачным, т.к. её АЧХ была существенно более равномерной. На рис. 2, *а*, *б* показаны АЧХ и КСВН входа 8-звенного фильтра со структурой «щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм + щель 7 мм + щель 22 мм» (прямое включение в соответствии с приведенным выше описанием), соответственно. Кривые с точками и более узким диапазоном частот (5,3-8,5 ГГц) соответствуют экспериментальным данным, кривые без точек в более широком диапазоне частот (4-10 ГГц) – результаты моделирования в среде CST-studio.

Как видно из рис. 2, *а*, АЧХ исследованного фильтра относится к полосно-заграждающим фильтрам (ПЗФ), при этом он работает в относительно широком диапазоне частот, имеет малые потери в нижней части полосы прозрачности, вносит существенные потери в верхней части полосы прозрачности, обеспечивая при этом значительное затухание в полосе заграждения. Моделирование показывает существенные значения затуханий, вносимых фильтром в полосе задерживания (до 60…70 дБ). К сожалению, подтвердить экспериментально достижение таких величин затуханий, обеспечиваемых фильтром в полосе заграждения, нам не удалось, т.к. имевшийся в нашем распоряжении измерительный прибор типа Р2-54 имеет максимальную чувствительность порядка -35…-40 дБ (без применения специальных мер к увеличению его чувствительности) и не позволяет измерять величины, превышающие названные.



а



б

Рис. 2. Частотные характеристики 8-звенного фильтра: *а* – АЧХ; *б* – КСВН входа

Нам представляется, что при соответствующем моделировании и оптимизации, исследованные структуры могут найти применение при создании СВЧ фильтров для различных радиотехнических систем.

Список литературы

1. Копылов, А. Ф. Исследование резонансно-щелевых топологических структур для создания волноводных фильтров СВЧ [Электронный ресурс] / Р. С. Мосейчук, Н. А. Копылова, А. Ф. Копылов // Материалы VII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, посвящённой 50-летию первого полёта человека в космос ; отв. ред. О. А. Краев. – г. Красноярск, 19–25 апр. 2011 г. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011.

ТРЕХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ПО СХЕМЕ ДОГЕРТИ

Г. Г. Савенков, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

Рассматривается реализация трехкаскадного усилителя мощности по схеме Догерти. Приведена его структурная схема и результаты компьютерного моделирования. Показано что трехкаскадная схема дает более высокий КПД в более широком диапазоне частот по сравнению с двухкаскадной схемой.

В последнее время среди производителей беспроводных систем связи получили широкое распространение усилители Догерти. Привлекательность таких усилителей обусловлена эффективностью преобразования входных сигналов с высоким отношением пиковой ко средней мощности, которая характерна для современных систем связи.

В настоящей работе анализируются пути усовершенствования характеристик усилителя мощности по схеме Догерти по сравнению с характеристиками традиционного двухкаскадного усилителя за счет изменения структуры усилителя. Приведены результаты компьютерного моделирования.

Типичная реализация усилителя Догерти включает в себя один «основной» усилитель, работающий постоянно, и один «пиковый» усилитель, включающийся в работу только тогда, когда требуется определенная величина мощности. Когда основной и пиковый усилители включены и обеспечивают максимальную выходную мощность схема смешения сигналов работает в режиме суммирования 1:1.

Если в схеме необходима передача маломощных сигналов, то пиковый усилитель выключен и используется для увеличения выходного импеданса, который видит основной усилитель. У основного усилителя при этом на выходе 100 Ом и схема смешения сигналов работает в режиме преобразования импеданса 2:1. В результате для данного перепада напряжения, близкого к линии питания, ток, и, следовательно, мощность уменьшаются.

Таким образом, усилитель, построенный по схеме Догерти, имеет более высокий КПД по сравнению с аналогами за счет более рационального использования транзисторов по току.

Трехкаскадная схема с двумя пиковыми усилителями позволит добиться еще более высоких значений КПД за счет снижения потребляемой мощности. Ее структурная схема представлена на рис. 1.

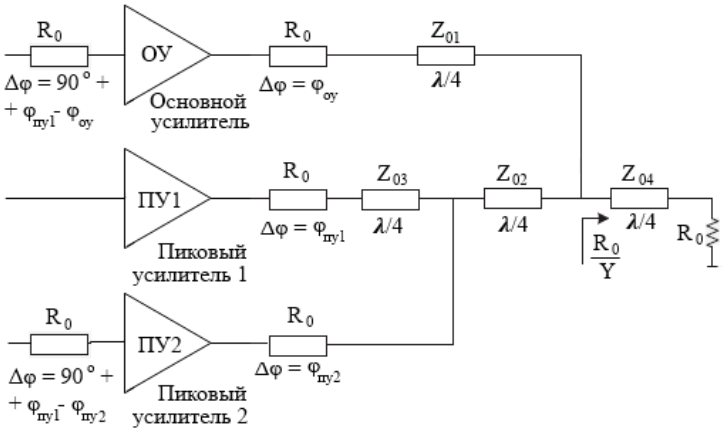


Рис. 1. Структурная схема трехкаскадного усилителя Догерти

В данной схеме пиковые усилители включаются в работу последовательно. В схеме используется идентичные усилители одинаковой мощности. Выходное сопротивление основного усилителя изменяется от 3 R_0 (при отключенных пиковых) до R_0. Для трансформации сопротивлений применяются 4 четвертьволновых трансформатора [1].

Современные технологии проектирования радиотехнических устройствоснованы на широком использовании компьютерного моделирования. При расчете модели усилителя использовался пакет программ MicrowaveOffice.

В качестве исходных данных для проектирования усилителя мощности могут служить файлы параметров транзисторов, в сопроводительной документации к которым производитель приводит его точно измеренные параметры. Эти параметры могут быть использованы как для последующего расчета более сложной схемы, так и для сравнения характеристик рассчитанного и реального устройства.

Для дальнейшего моделирования были выбраны транзисторы известной зарубежной фирмы NXP Philips. С сайта компании NXP была получена библиотека с электронными моделями транзисторов, характеристики которых соответствуют реальным приборам.

Для проектирования необходимо выбрать материал для подложки, и проводника. Из всех имеющихся материалов, удовлетворяющих требованиям к проектированию, был выбран зарубежный материал Taconic RF-35.

Характеристики материала:

$\varepsilon_r = 3{,}5$ – диэлектрическая проницаемость;

$H = 0{,}762$ мм – толщина печатной платы;

$T = 35$ мкм – толщина проводника;

$\tan g(\alpha) = 0.003$ – тангенс диэлектрических потерь;

В качестве проводника была выбрана медь с удельной проводимостью $\sigma = 5{,}88$ см/м.

Для реализации модели трехкаскадного усилителя было необходимо разработать делитель мощности, обеспечивающий деление входного сигнала на 3 равные части.

Многоканальные системы деления и суммирования мощности могут быть выполнены на основе двухканальных устройств деления мощности любого типа. Использование делителей с коэффициентом деления, отличным от единицы, позволяет реализовать любой заданный закон распределения мощности в выходных плечах системы с произвольным числом плеч [2]. Для реализации трехканального делителя была выбрана последовательная схема соединения двухканальных делителей.

Разрабатываемый делитель должен обеспечивать равное деление сигнала на 3 канала и иметь следующие характеристики:

$$C_{12} = C_{13} = C_{14} = 10\lg\frac{P_{\text{вх}}}{\text{P}_{\text{отв}}} = 10\lg\frac{P_{\text{вх}}}{1/3\text{P}_{\text{вх}}} = 4{,}77\ (\partial Б)\,. \qquad (1)$$

Был проведен анализ необходимых напряжений смещения пиковых усилителей по критерию наименьшей потребляемой и наибольшей выходной мощности.

В качестве оптимальных были выбраны значения:

$U_{см1}$ = -0,2 В – напряжение смещения 1 пикового усилителя;

$U_{см2}$ = -0,5 В – напряжение смещения 2 пикового усилителя.

Характеристики полученной модели были сравнены с характеристиками двухкаскадного усилителя Догерти. На рис. 4 приведены амплитудно-частотные характеристики усилителей.

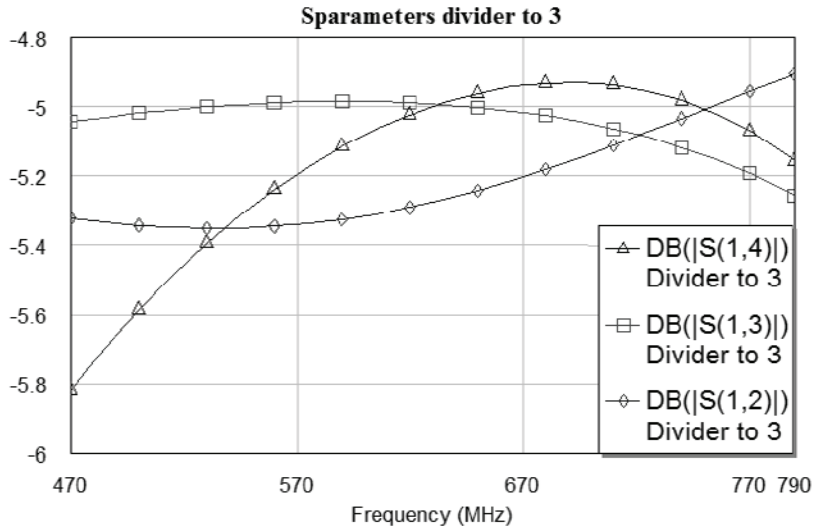


Рис. 2. S-параметры трехканального делителя мощности

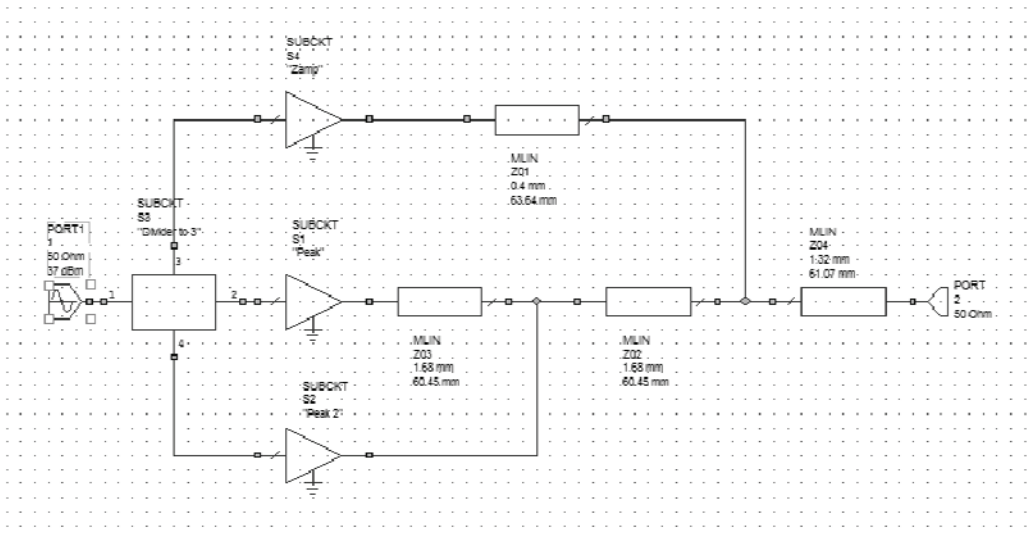


Рис. 3. Схема 3-каскадного усилителя Догерти в программе Microwave Office

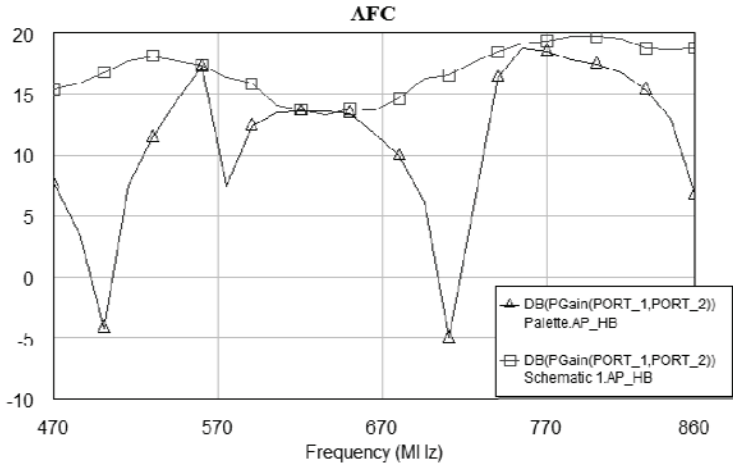


Рис. 4. АЧХ двухкаскадного и трехкаскадного усилителей Догерти

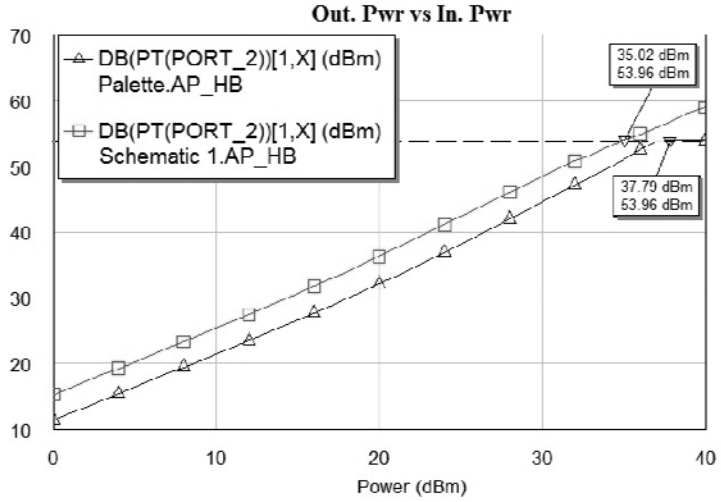


Рис. 5. Амплитудные характеристики двухкаскадного и трехкаскадного усилителей Догерти

Из рис. 5 видно, что трехкаскадная схема обеспечивает требуемый уровень выходной мощности при большем значении входной мощности, Однако, потребляемый ток, а, следовательно, и мощность, при этом будет меньше, как показывает рис. 6.

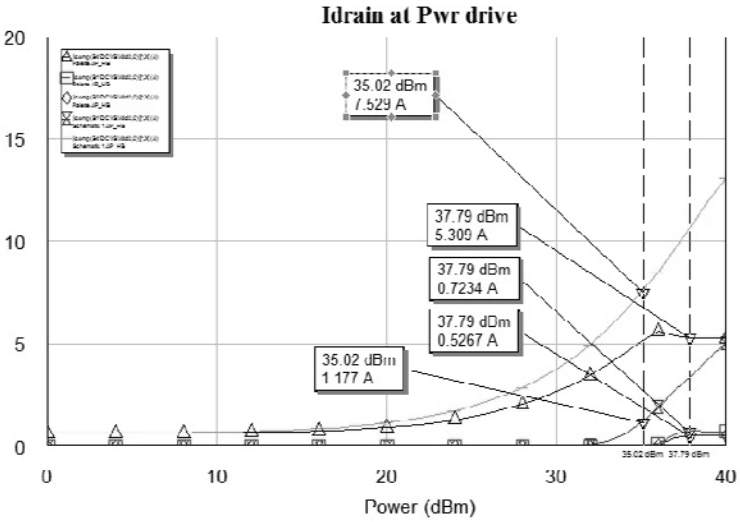


Рис. 6. Зависимости выходных токов от входной мощности

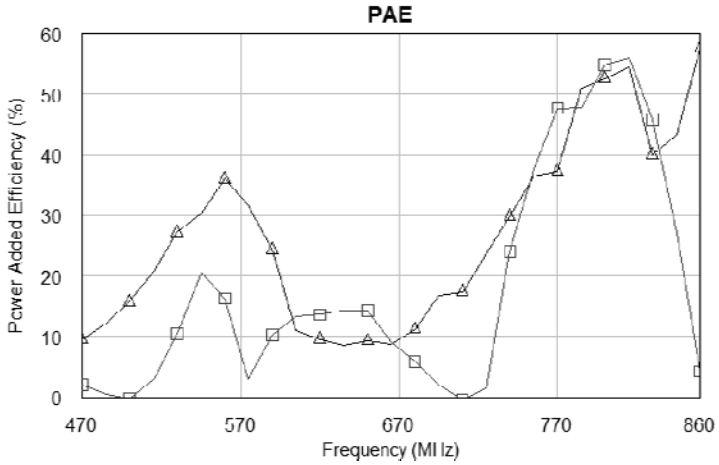


Рис. 7. Зависимости КПД двухкаскадного и трехкаскадного усилителей Догерти от частоты

На рис. 7 представлены зависимости КПД двухкаскадного и трехкаскадного усилителей Догерти от частоты. Видно, что трехкаскадная схема обладает более высоким КПД в большем диапазоне частот (от 750 до 830 МГц).

В данной работе были смоделированы двух- и трехкаскадный усилители мощности по схеме Догерти. Был проведен их сравнительный анализ, который выявил лучшие энергетические характеристики трехкаскадной схемы в более широком диапазоне частот по сравнению с двухкаскадной схемой.

Список литературы

1. Bumman Kim, Ildu Kim, Junghwan Moon. Advanced Doherty architecture // IEEE Microwave Magazine. – August 2010. – 1527/3342.

2. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др.; под ред. Г. И. Веселова. – М.: Высш. шк.., 1988. – 280 с.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ И ТРАНСФОРМАТОРЫ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ТЕХНОЛОГИИ

А. С. Сальников, А. А. Коколов, Р. Ю. Мусенов,
Ф. И. Шеерман (научный руководитель)

ФГБОУ ВПО Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: ansalnikov@gmail.com

Описывается проектирование двойного балансного смесителя, работающего в диапазоне частот 1-4,5 ГГц. Для работы балансного смесителя необходимы трансформаторы на этот диапазон частот, которые также были разработаны. Моделирование разработанных устройств проводилось с использованием библиотек элементов и параметров материалов для электромагнитного анализа кремниевой интегральной технологии.

При разработке современных радиоэлектронных устройств необходимо достичь заданных характеристик при соблюдении экономических требований. При этом широкая полоса рабочих частот позволяют расширить диапазон возможных применений разрабатываемого устройства. В полосе частот 1–4,5 ГГц работает большое количество протоколов беспроводной связи (мобильная связь, беспроводной интернет, спутниковая навигация и т. п.). Для проектирования была выбрана кремниевая технология, поскольку она имеют низкую стоимость, просто интегрируется с цифровой частью и обеспечивает меньшие габариты устройств.

Смесители являются основным устройством, выполняющим преобразование частоты в радиотехнических системах [1]. Выбранный вариант смесителя имеет дифференциальный вход, поэтому возникает потребность в устройствах преобразования несимметричного сигнала. В данной статье рассматривается разработка широкополосного смесителя вместе с симметрирующими трансформаторами.

Проектирование пассивных трансформаторов. Преобразование несимметричного сигнала в дифференциальный выполняет устройство, называемое симметрирующим трансформатором (СТ). СТ является шестиполюсником, при этом на входе сигнал несимметричный, а на двух его выходах получают симметричный сигнал. Таким образом, идеальный СТ имеет коэффициент передачи -3 дБ по амплитуде для каждого из выходных портов (т.е. сигнал делится между ними поровну) и разность фаз выходных сигналов 180 градусов во всей полосе частот. СТ так же может являться частью других устройств, таких как направленный мост [2]. На практике характеристики СТ имеют частотную зависимость, и трансформация осуществляется в некотором диапазоне частот. Основными характеристиками СТ [3] являются амплитудный (Δ) и фазовый дисбаланс (θ), а также вносимые потери (IL), которые могут быть найдены из S-параметров:

$$\Delta = 20\log\left(\left|\frac{S_{21}}{S_{31}}\right|\right), \tag{1}$$

$$\theta = 180° - \left|\varphi(S_{21}) - \varphi(S_{31})\right|, \tag{2}$$

$$IL = -10\log\left(\left|S_{21}\right|^2 + \left|S_{31}\right|^2\right). \tag{3}$$

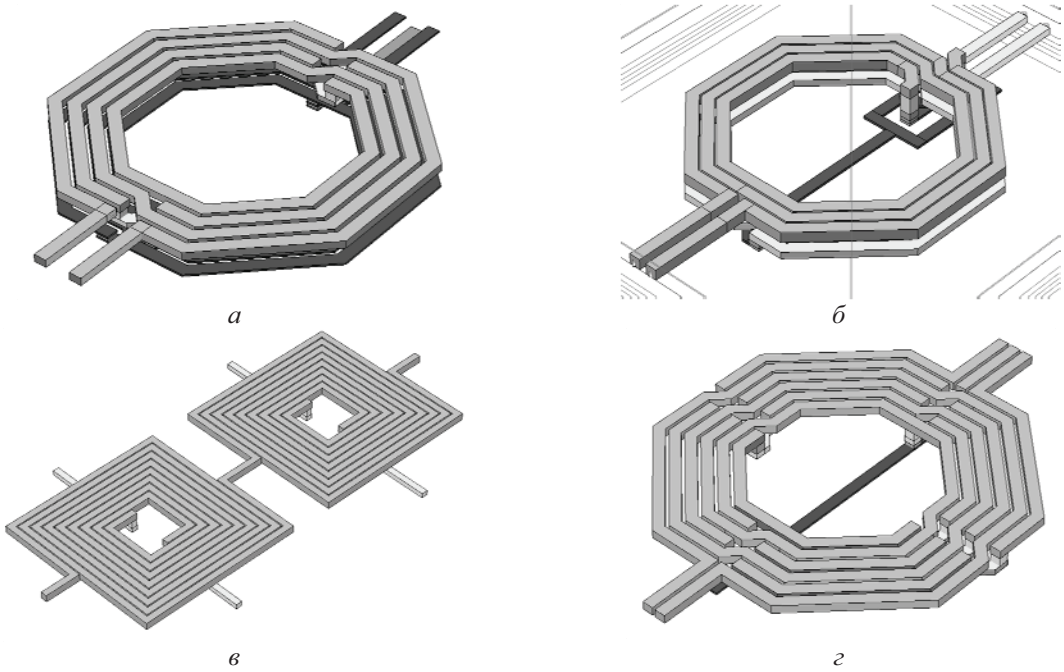
В интегральном исполнении трансформаторы могут быть изготовлены в виде двух спиральных катушек индуктивности, обладающих взаимоиндукцией. Существует два основных варианта исполнения интегральных СТ (рис. 1) – на основе катушек с лицевой и боковой связью (М1 и М2 – первый и второй слой металлизации) [4]. Кроме того, трансформатор можно изготовить с помощью связанных линий на основе делителя Маршанда [4, 5].

а *б*

Рис. 1. Структура интегральных трансформаторов: *а* – трансформатор с боковой связью; *б* – трансформатор с лицевой связью

В ходе выполнения работы было проведено проектирование СТ в интегральном исполнении для полосы частот 1–4,5 ГГц. Для расчёта характеристик СТ использовалась программа Sonnet Lite [6], позволяющая проводить электромагнитное моделирование с использованием метода моментов. Выбранная для проектирования кремниевая технология обеспечивает большую гибкость при проектировании СТ [7]. Выбранная технология изготовления СТ позволяет использовать пять слоев металлизации.

Для реализации СТ были использованы несколько вариантов на основе катушек индуктивности, а также делители Маршанда. Первый вариант был реализован на основе катушек с лицевой связью (рис. 2, *а*). В этом варианте две идентичные катушки были расположены друг под другом в разных слоях металлизации. Для их согласования может использоваться методика [4]. Второй вариант (рис. 2, *б*) имеет сходную конструкцию, но вторичная обмотка смещена на один слой выше, а все переходы вынесены в нижние слои. Это решение позволяет повысить коэффициент взаимоиндукции и несколько улучшить характеристики. Также был разработан СТ на основе делителя Маршанда (рис. 2, *в*), для снижения габаритов которого линии передачи свёрнуты в спираль. Наконец, был спроектирован трансформатор с боковой связью (рис. 2, *г*), в котором витки первичной и вторичной катушки располагаются в одном слое металлизации [8].

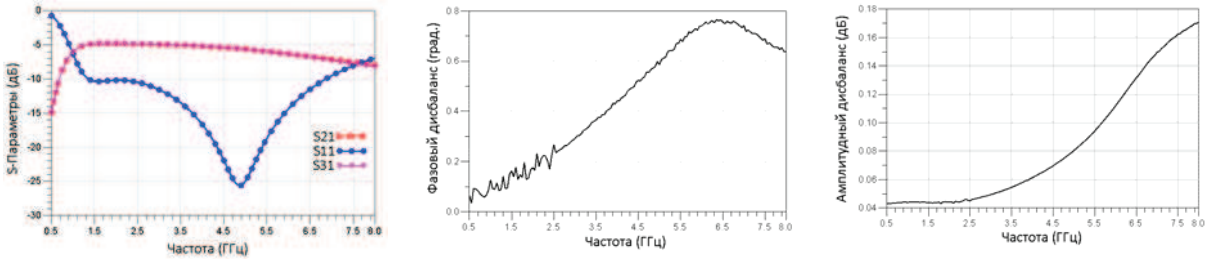


а *б*

в *г*

Рис. 2. Смоделированные варианты симметрирующего трансформатора: *а* – катушки с лицевой связью; *б* – катушки с лицевой связью с переносом вторичной катушки во второй слой; *в* – на основе делителей Маршанда; *г* – на катушках с боковой связью

Все разработанные варианты были смоделированы в программе Sonnet Lite, для них были получены *S*-параметры и по формулам (1)–(3) рассчитаны характеристики СТ (рис. 3). Сводные характеристики всех рассчитанных вариантов СТ сведены в итоговой табл. 1.



а *б* *в*

Рис. 3. Результаты моделирования одного из вариантов симметрирующего трансформатора (рис. 2, *а*)

Таблица 1

Характеристики разработанных СТ

№№ вар.	Δ, дБ	Θ, град	*IL*, дБ	Размер, мкм
рис. 2, *а*	<0.07	<0.5	1,7-3	392x392
рис. 2, *б*	<0.05	<0.8	1,1-2,3	720x720
рис. 2, *в*	0.6-0.95	<15	1,9-3,2	1905x828
рис. 2, *г*	<0.11	<0.45	1,1-3,5	1000x1000

Все полученные варианты конструкции имеют близкие значения характеристик и могут быть использованы в конструкции смесителя. По сумме характеристики для использования в конструкции смесителя был выбран второй вариант (рис. 2, *б*).

Смеситель. Рассмотрим проектирование двойного балансного смесителя диапазона 1–4,5 ГГц на основе SiGe nMOS транзисторов. Смесители, использующие транзисторы в качестве нелинейного элемента, можно разделить в зависимости от значения коэффициента преобразования (КП) на два типа – активные и пассивные [9]. Смеситель на основе ячейки Гилберта является наиболее популярным решением, когда требуется дополнительно усилить полезный сигнал и снизить требования к мощности гетеродина. Однако недостатки такого смесителя следующие: 1) коэффициент шума выше по сравнению с пассивными смесителями; 2) низкое значение точки пересечения 3-го порядка по входу (IIP_3); 3) ток потребления. В двойной балансной схеме пассивного смесителя на основе nMOS транзисторов (рис. 4), активные элементы используется в качестве переключаемых сопротивлений, управление состояниями осуществляется посредством подачи сигнала гетеродина на затворы транзисторов. Такой смеситель имеет более высокое значение точки IIP_3 [10], его коэффициент шума определяется только потерями преобразования (порядка -7…-9 дБ), также он не потребляет ток. Недостатком является наличие потерь при преобразовании, большое значение мощности гетеродина (порядка 13…16 дБм), а также размеры, которые в основном определяются размерами СТ в цепях ВЧ сигнала, гетеродина и ПЧ сигнала.

При проектировании закладывались следующие характеристики смесителя: $f_{ВЧ}$ = 1–4,5 ГГц, $P_{гет}$ < 16 дБм, $f_{ПЧ}$ = 50–500 МГц, IIP_3 > 15 дБм, преобразование «вниз», развязка между портами не менее 30 дБ.

При проектировании смесителя были рассмотрены различные варианты СТ (рис. 2). В конечном варианте был использован СТ с лицевой связью в цепях гетеродина и ВЧ сигнала (рис. 2, *б*). Для выравнивания КП и компенсации разбаланса СТ были использованы согласующие цепи в цепи ВЧ сигнала и гетеродина. В цепи ПЧ сигнала был использован внешний широкополосный трансформатор диапазона 50–500 МГц.

Полоса частот трансформатора гетеродина должна быть 0,5–4,5 ГГц, либо 1–5 ГГц при «нижней» и «верхней» настройке гетеродина, соответственно. То есть разработанный трансформатор (рис. 2, *б*) не пригоден для использования в цепи гетеродина. Однако если применить «верхнюю» настройку гетеродина (рис. 5, *б*) для низкого диапазона частот (1–3 ГГц) и «нижнюю» настройку гетеродина (рис. 5, *а*) для высокого диапазона частот (3–4,5 ГГц), то данный трансформатор можно использовать в смесителе. Развязка между портами соответствует поставленным требованиям (рис. 6). Значение точки IIP_3 не хуже 15 дБм во всем диапазоне частот.

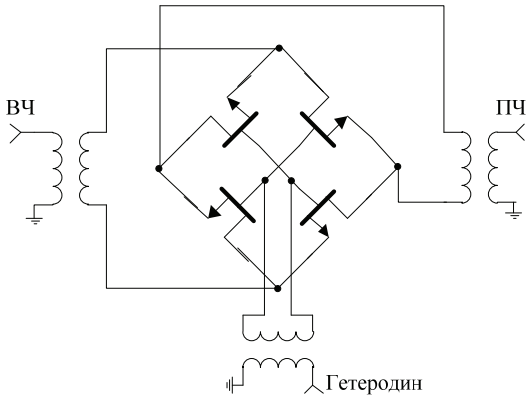
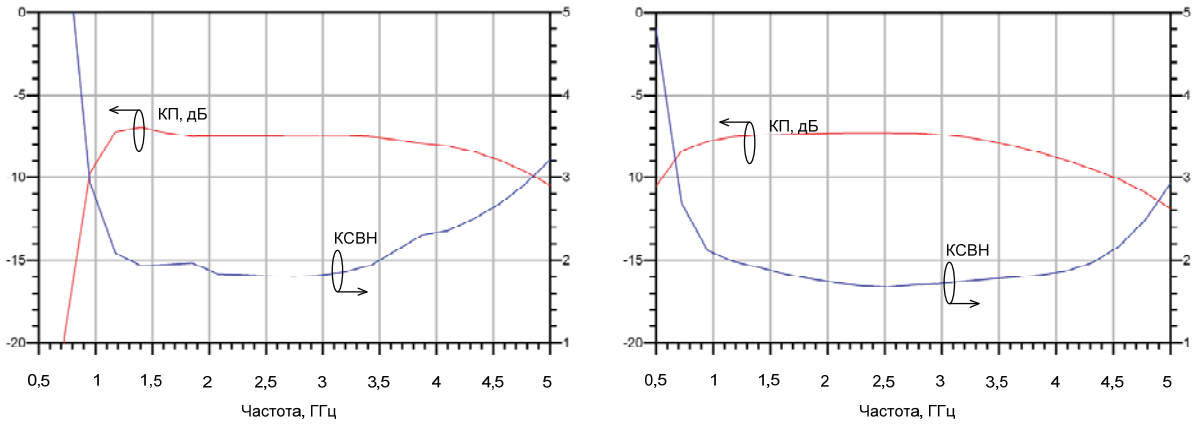


Рис. 4. Двойной балансный пассивный смеситель на nMOS транзисторах



а *б*

Рис. 5. Коэффициент преобразования и КСВН по входу смесителя ($f_{ПЧ}$ = 50 МГц, $P_{гет}$ = 15 дБм): *а* – для нижней настройки; *б* – для верхней настройки

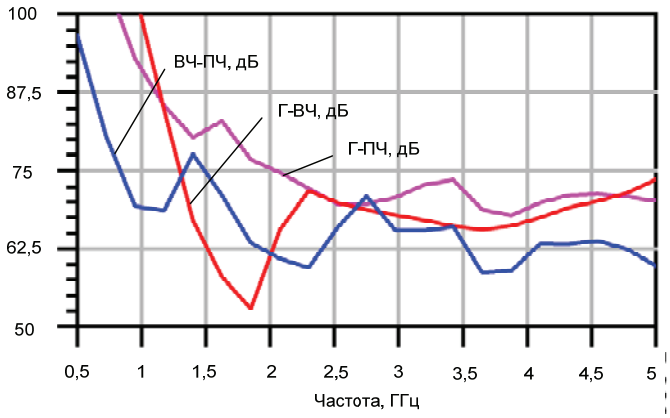


Рис. 6. Развязка между портами двойного балансного смесителя на nMOS транзисторах

Выводы. Рассмотрено проектирование двойного балансного смесителя совместно с пассивными симметрирующими трансформаторами на основе кремниевой интегральной технологии. Получены результаты моделирования смесителя с использованием библиотек реальных элементов и привлечением электромагнитного моделирования. Полученные результаты говорят о работоспособности схемного решения. Следующими этапами работы станут топологическое проектирование и изготовление устройства.

Список литературы

1. GaAs МИС широкополосного двойного балансного смесителя / Д. С. Хохол, Е. В. Дмитриченко, А. А. Баров и др. // Сб. тр. Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР-2011». – Томск: В-Спектр, 2011. – Ч. 2. – С. 256–259.

2. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей диапазона СВЧ / Ф. А. Михеев, Г. Г. Гошин, А. В. Фатеев, М. С. Ройтман // Доклады ТУСУРа. – 2011.– № 2 (24). – С. 219–222.

3. R. C. Li. RF circuit design [2nd ed.]. – Hoboken: Willey. – 860 c.

4. Frye R. C. et al. A monolithic, compact balun/matching network for SiP applications // Electrical Performance of Electronic Packaging, 2004. – IEEE, 2004. – С. 37–40.

5. Монолитные интегральные схемы пассивных удвоителей частоты S- и C-диапазонов на основе GaAs pHEMT-технологии / В. С. Арыков, А. А. Баров, А. В. Кондратенко, А. А. Фоминых, Д. С. Хохол // Материалы докл. VII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (10-11 ноября 2011 г). – Томск: В-Спектр, 2011. – С. 49–53.

6. Официальный сайт компании Sonnet Software [Электронный ресурс]. – URL: http://www.sonnetsoftware.com (дата обращения: 03.02.2015).

7. Burghartz J. N., Rejaei B. On the design of RF spiral inductors on silicon // Electron Devices, IEEE Transactions on. – 2003. – Т. 50. – №. 3. – С. 718–729.

8. Сальников А. С., Мусенов Р. Ю. Исследование пассивных симметрирующих трансформаторов на основе интегральной кремниевой технологии // Научная сессия ТУСУР-2015, в печати.

9. Maas S.A. The RF and Microwave Circuit Design Cookbook. – Artech House: London. – 267 c.

10. Официальный сайт компании MiniCircuits [Электронный ресурс]. – URL: http://194.75.38.69/app/AN00-003.pdf (дата обращения: 03.02.2015).

УЧЕБНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ УСТРОЙСТВА

Г. В. Андреев, А. Ю. Сурин, Н. Э. Унру (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: antonio_de_syr@nm.ru, gleb_andreev_1992@mail.ru

Представлено краткое описание установки предназначенной для использования в учебном процессе при изучении магистрантами нелинейных явлений в микроволновых устройствах.

Широкое применение микроволновых устройств в современных радиотехнических системах требует совершенствования подготовки специалистов соответствующего профиля. Упомянутые требования ставят задачу создания установки, с помощью которой магистранты на практике смогли бы изучать особенности протекания нелинейных процессов в микроволновых устройствах.

Для улучшения специализированной подготовки выпускников вуза была создана лабораторная установка для исследования нелинейных явлений, состоящая из приемного и передающего трактов. Приемный тракт включает в себя последовательно соединённые спутниковый ТВ-конвертер и спектроанализатор. Передающий тракт, в свою очередь, представлен двумя СВЧ-генераторами и двумя волноводными излучателями.

Функциональная схема созданной установки показана на рис. 1. Установка состоит из двух СВЧ-генераторов R&S SMB100A и Г4-111/δ, конвертора и детектора выходного сигнала. В качестве детектора выходного сигнала использован спектроанализатор R&S FSL18.

В качестве объекта для исследования был выбран спутниковый конвертер GI 211. Его основные технические характеристики:

- диапазон входных частот 10.7–11.7 ГГц / 11.7–12.75 ГГц;
- диапазон выходных частот 950–1950 МГц / 1100–2150 МГц;
- частота гетеродина 9.75 ГГц / 10.60 ГГц.

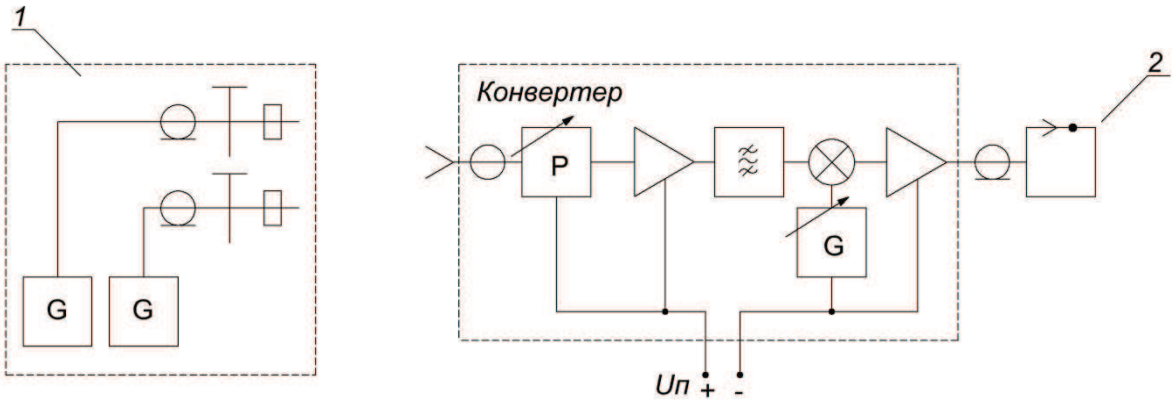
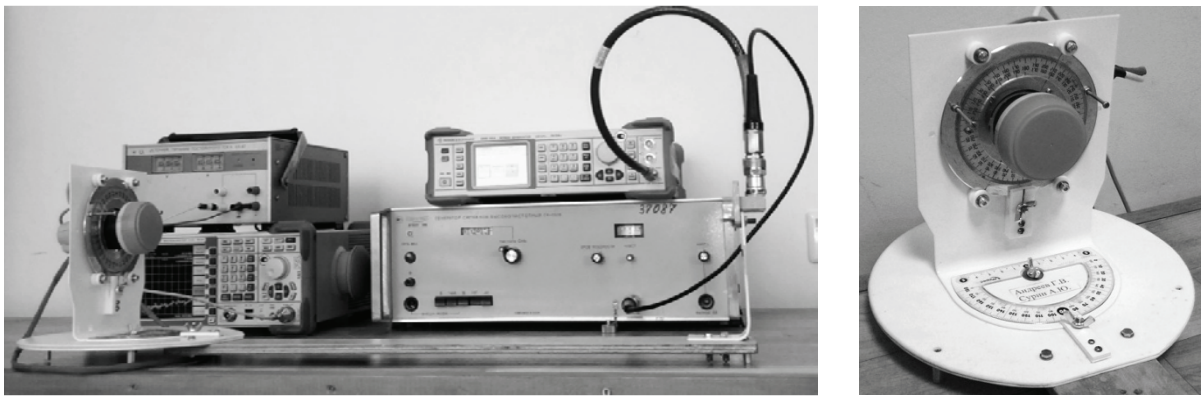


Рис. 1. Функциональная схема установки: 1 – передающая часть; 2 – спектроанализатор

Фото установки представлено на рис. 2, *а*; на рис. 2, *б* – фотография исследуемого нелинейного объекта, вмонтированного в конструктивный узел. Узел позволяет выполнять вращение конвертора в двух плоскостях.



а *б*

Рис. 2. Фото учебной установки (*а*) и исследуемого нелинейного объекта (*б*)

Установка позволяет проводить исследования следующих параметров.

1. Диаграммы направленности входного рупора и поляризационные характеристики дискретно перестраиваемого поляризатора. Эти параметры, в общем-то, не относятся к нелинейным характеристикам устройства, но являются важными комплексными составляющими общего набора параметров. Установка дает возможность снимать параметры в двух плоскостях. Также можно снять поляризационную характеристику для двух видов поляризации.

2. Преобразовательную характеристику конвертора (рис. 3, *а*), под которой понимается зависимость уровня выходного сигнала конвертора от входного сигнала, мощность которого в диапазоне частот 10.7–13.5 ГГц остается постоянной. При выполнении этих исследований необходимо обеспечить линейный режим конвертора. Необходимость этих исследований логически следует из общей идеи конкретной дисциплины.

3. Избирательности по внеполосным каналам приема [2–4], таким как зеркальный канал, побочные каналы приема на комбинационных частотах. Эти характеристики относятся к самым простым параметрам, и представляется, что с них и следует начинать процесс ознакомления с нелинейными явлениями в радиотехническом устройстве.

4. Характеристики эффективной избирательности [2]. Созданная измерительная установка позволяет достаточно просто и точно исследовать степень уменьшения коэффициента преобразования конвертора как функцию частоты и мощности блокирующего сигнала. Установлено, что при выполнении этих измерений предпочтительнее использование двух облучателей, – при этом выполняется сложение двух сигналов в пространстве. Оно дает большую развязку между генераторами по сравнению со случаем, когда используется резистивный сумматор и один облучатель. Возможный вид характеристики эффективной избирательности представлен на рис. 3, *б*.

5. Интермодуляционного взаимодействия входных сигналов [1] на нелинейных элементах конвертора (входной усилитель, смеситель, усилитель ПЧ). Возможно изучение продуктов со следующими способами образования: $f_1 - f_3$, $f_1 + f_3$ – второй порядок, $2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$ – третий, и т. д. При этом установка позволяет измерить, как соответствующие точки пересечения, так и зависимости уровня продукта взаимодействия от частоты и амплитуды входных сигналов.

Видится, что использование предлагаемой лабораторной установки, а также разработанной методики проведения эксперимента, позволит повысить уровень специальной подготовки выпускников вузов.

а б

Рис. 3. Преобразовательная характеристика ТВ-конвертора (*а*);
зависимость, характеризующая преобразовательные свойства при наличии эффекта «забития» (*б*)

Таким образом, в описанной экспериментальной установке имеется возможность проведения комплексного исследования электрических характеристик СВЧ ТВ-конвертера, что позволяет наглядно продемонстрировать механизм образования некоторых нелинейных продуктов. В перспективе установку можно также использовать и для изучения других нелинейных явлений микроволнового тракта (например, перекрестных искажений).

Список литературы

1. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.

2. Голубев В. Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств. – М.: Связь, 1970. – 199 с.

3. ОСТ 78.01.0004-200. Наземные радиостанции с угловой модуляцией стационарные, возимые и перевозимые автомототранспортом, носимые и переносные, предназначенные для работы в радиосетях органов внутренних дел и внутренних войск МВД России. Виды, основные параметры, технические требования. – М.: МВД, 2002. – 55 с.

4. ГОСТ 12252-86 (СТ СЭВ 4280-83). Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.: Гос. комитет СССР по стандартам, 1986. – 38 с.

ПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ГЛОНАСС/GPS

А. В. Угрюмов[1], И. В. Говорун[2], А. А. Лексиков[1,2] (научный руководитель)

[1]*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М. Ф. Решетнёва*
Россия, 660014, г. Красноярск, пр. имени газеты «Красноярский рабочий», 31
E-mail: dark24@bk.ru
[2]*Институт физики имени Л.В. Киренского СО РАН*
Россия, 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. № 38
E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Описана конструкция полоскового диплексера на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Разработка осуществлялась с помощью электромагнитного моделирования в программе AWR DESIGN ENVIRONMENT 2009. Размеры подложки из керамики ТБНС ($\varepsilon = 80$) толщиной 0.5 мм 4.90 мм × 27.55 мм. Минимальные вносимые потери в полосах пропускания каналов – низкочастотного 2.1 дБ и высокочастотного 1.8 дБ при их относительной ширине ~4 %.

Нетривиальной задачей в многоканальных системах связи является разделение используемой полосы частот на ряд более узких полос (каналов) с минимальными потерями мощности. Для решения этой и обратной задачи служат частотно-разделительные устройства – мультиплексеры, а когда каналов два – диплексеры. Они являются важнейшими устройствами, служащими для согласования блоков в двухполосных системах, например, радиолокаторах различного назначения. В случаях, когда масса и габариты устройства являются определяющим фактором, используются микрополосковые диплексеры. Сравнительно невысокая добротность микрополосковых резонаторов приводит к тому, что уровень потерь мощности в каналах такого диплексера может существенно превысить предел, допускаемый требованиями по энергозатратам. В этой связи возникает задача разработки диплексера на двухпроводных резонаторах на подвешенной подложке (ПРПП), которые добротнее микрополосковых и имеют меньшие размеры при прочих равных условиях [1]. Устройства на основе ПРПП демонстрируют практически такую же вибро- и термоустойчивость, что и их микрополосковые аналоги, незначительно при этом уступая им в технологичности. Разработка таких устройств возможна с помощью различных программных пакетов для электромагнитного моделирования.

Возможность реализации фильтров нижних (ФНЧ) и верхних частот (ФВЧ) на подвешенной подложке способствует сравнительно несложному созданию на их основе диплексеров по схеме ФНЧ–ФВЧ и мультиплексеров на основе каскадного соединения таких диплексеров [2–4]. Часто, однако, такая структура диплексера не является приемлемой, например, по той причине, что у таких фильтров только один склон полосы пропускания обеспечивает требуемую селективность. В этом случае применяют схему диплексера с соединением полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в общий узел. В работе [5] показана возможность создания простого диплексера со смежными каналами в виде ППФ на подвешенной подложке, делящего полосу частот 10...18 ГГц на две. Авторы применили простейший способ подключения всех трех портов к каналам – через нерезонансные отрезки полосковых линий, электромагнитно связанные с крайними резонаторами ППФ каналов емкостной связью через подложку. Это не составило труда, поскольку резонаторы были однопроводными, а емкостное взаимодействие между ними на столь высоких частотах велико. Использовать подобную конструкцию в диплексере для нижней части гигагерцового диапазона нельзя, так как размеры диплексера в этом случае возрастут примерно на порядок. В настоящей работе показано, что достаточно простой задачей является разработка диплексера, каналы которого пред-

ставляют собой ППФ, образованные системой двухпроводных резонаторов на подвешенной подложке.

Разработка диплексера осуществлялась с помощью электромагнитного моделирования в программном продукте для проектирования радиочастотных устройств и устройств СВЧ – AWR DESIGN ENVIRONMENT 2009. Диплексер должен обеспечивать частотное разделение сигналов поддиапазонов L1 (1226..1254 МГц) и L2 (1574..1610 МГц) в приемниках спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС/GPS с подавлением на частотах соседнего канала не менее 50 дБ и коэффициентом отражения от портов в полосах пропускания не более –14 дБ (КСВН≤1.5) при работе с 50-омным трактом.

У фильтров на подвешенной подложке при определенных условиях – высоте экранирующих крышек, толщине и величине диэлектрической проницаемости подложки и т. д. – может возникнуть аномальное взаимодействие между резонаторами, когда их коэффициент связи убывает при уменьшении расстояния между ними и может обратиться в ноль вследствие компенсации индуктивного и емкостного взаимодействий [6]. Поэтому предварительно были проведены исследования с помощью моделирования на двухзвенных конструкциях, которые показали, что оптимальными при использовании подложи из ТБНС (ε = 80) является ее толщина 0.5 мм, а расстояние от ее поверхностей до экранирующих крышек 3...4 мм.

Решение применить подложку из ТБНС с высокой диэлектрической проницаемостью (диэлектрическая проницаемость подложки ε = 80, тангенс угла диэлектрических потерь tgδ = 0.0003), толщиной 0.5 мм и использовать двухпроводные резонаторы в фильтрах каналов было принято для минимизации габаритов устройства.

На рис. 1 приведена топология полосковых проводников разработанного диплексера с обозначениями конструктивных параметров модели.

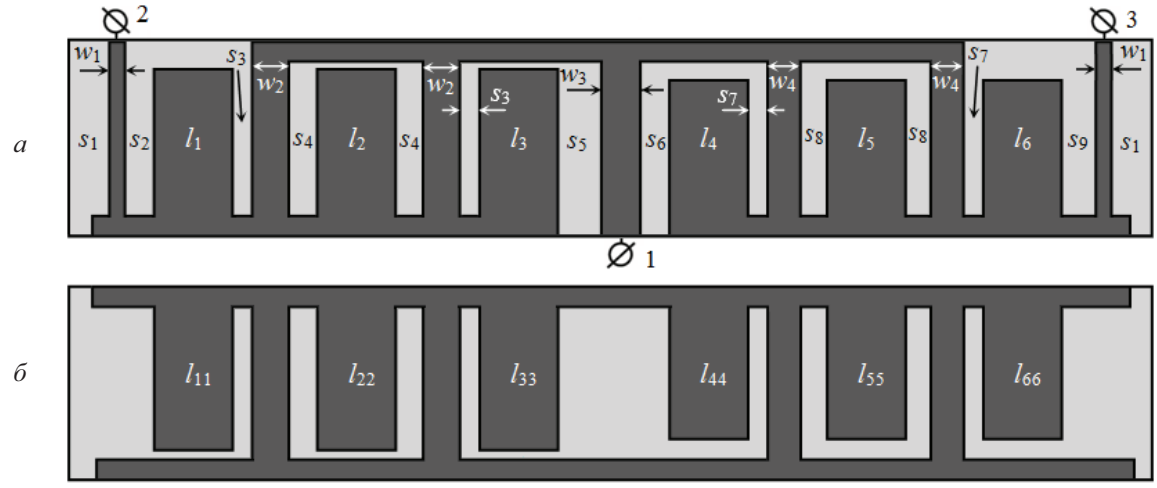


Рис. 1. Топология полосковых проводников диплексера на подвешенной подложке для СРНС ГЛОНАСС/GPS с верхней (*а*) и нижней (*б*) стороны подложки

Здесь на рис. 1, *а* приведена топология полосковых проводников, выполненных на верхней стороне подложки, а на рис. 1, *б* – на нижней. Полосковые проводники, обозначенные l_1 и l_{11}, l_2 и l_{22}, l_3 и l_{33}, попарно образуют резонаторы низкочастотного канала, а l_4 и l_{44}, l_5 и l_{55}, l_6 и l_{66} – высокочастотного. Полосковые проводники шириной w_2 в низкочастотном канале и w_4 – в высокочастотном служат для уменьшения взаимодействия между резонаторами, благодаря чему существенно уменьшается расстояние меж-

ду резонаторами и, как следствие, размер устройства по длине. К полосковому проводнику шириной w_3 подключается общий порт диплексера, а к полосковым проводника шириной w_1 подключаются выходные порты каналов. Эти проводники короткозамкнуты на корпус, поэтому связь портов с фильтрами каналов – индуктивная. Зазорами s_5 и s_6 определяется величина связи общего порта с фильтрами каналов, а s_2 и s_9 определяется величина связи фильтров каналов с выходными портами.

Размеры подложки 4.90 мм × 27.55 мм. Расстояние от подложки до верхней крышки корпуса 4 мм, до нижней 3 мм. Размеры полосковых проводников и зазоры между ними были в соответствии с обозначениями на рис. 1 следующими (мм): $s_1 = 1.00$, $w_1 = 0.40$, $s_2 = 0.75$, $l_1 = 4.15$, $s_3 = 0.50$, $w_2 = 0.95$, $s_4 = 0.70$, $l_2 = 4.25$, $l_3 = 4.00$, $s_5 = 1.10$, $w_3 = 1.00$, $s_6 = 0.75$, $l_4 = 3.25$, $s_7 = 0.50$, $w_4 = 0.85$, $s_8 = 0.65$, $l_5 = 3.40$, $l_6 = 3.30$, $s_9 = 0.85$, $w_5 = 2.00$, $l_{11} = 4.05$, $l_{22} = 4.20$, $l_{33} = 3.95$, $l_{44} = 3.30$, $l_{55} = 3.35$, $l_{66} = 3.30$. Ширина полосковых проводников резонаторов в обоих каналах диплексера, не обозначенная на рис. 1, равна 2.0 мм. Полосковые проводники, идущие вдоль длинных сторон подложки, имеют ширину 0.4 мм и служат для монтажа подложки в корпусе пайкой, и тем самым также для заземления полосковых проводников там, где они должны быть заземлены.

При разработке диплексера сначала моделировались раздельно фильтры каналов. После этого фильтры объединялись в диплексер (в модели), и производилась окончательная настройка, необходимость которой вызвана взаимным влиянием каналов, которое, как оказалось, невелико: подстройка любого из каналов практически не влияет на характеристики другого. Благодаря отсутствию гальванической связи между входными резонаторами каналов отсутствуют и дополнительные, паразитные резонансы, которые, обычно, существенно усложняют согласование по входу.

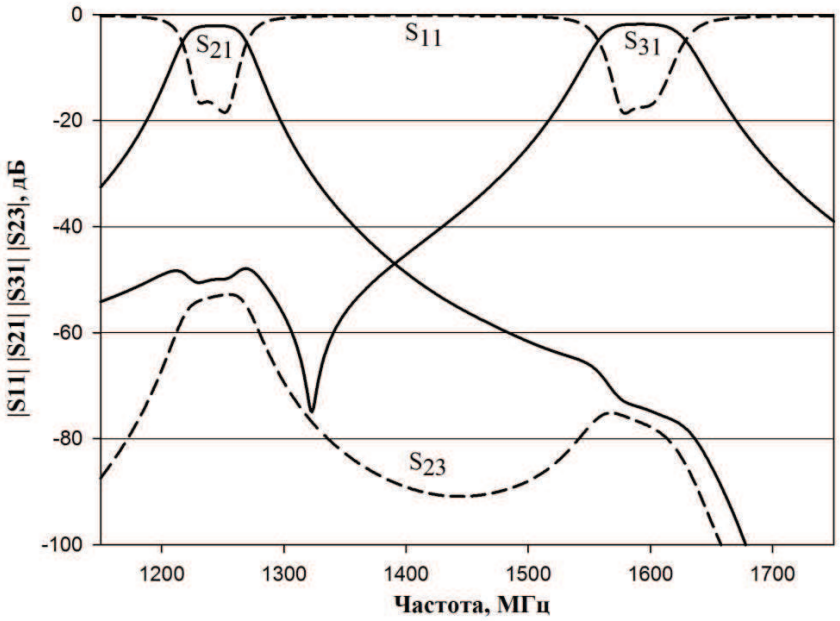


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) каналов диплексера на подвешенной подложке для СРНС ГЛОНАСС/GPS. Сплошные линии – коэффициенты прохождения 1-го и 2-го каналов $|S21|$ и $|S31|$, штрихованные – развязка между каналами $|S23|$ и коэффициент отражения от общего входа $|S11|$

На рис. 2 приведены характеристики устройства, полученные по результатам моделирования: АЧХ каналов ($|S21|$ и $|S31|$), развязка между каналами ($|S23|$) и коэффициент отражения по общему входу ($|S11|$).

Полученные в результате моделирования параметры $|S22|$ и $|S33|$ не превышали –14 дБ в полосах пропускания диплексера – мы не привели эти характеристики на графиках, чтобы их не загромождать. Из рис. 2 видно, что параметр $|S11|$ также не превышает –14 дБ в полосах пропускания. Эти результаты свидетельствуют о том, что устройство хорошо согласовано по всем портам.

Минимальные вносимые потери в полосе пропускания составили 2.1 дБ и 1.8 дБ соответственно в низкочастотном и в высокочастотном каналах при относительной их ширине ~ 4 %. Из рис. 2 видно, что развязка между каналами превышает 50 дБ, причем проникновение из низкочастотного канала в высокочастотный не более –70 дБ. Эти результаты свидетельствует о том, что диплексер такой конструкции по своим электрическим характеристикам вполне удовлетворяет современным требованиям к устройствам подобного рода и может быть использован для частотного разделения сигналов поддиапазонов в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS.

Таким образом, разработана простая конструкция полоскового диплексера на подвешенной подложке для СРНС ГЛОНАСС/GPS (L1: 1226..1254 МГц и L2: 1574..1610 МГц), который довольно просто моделируется с помощью программы электромагнитного анализа СВЧ устройств AWR DESIGN ENVIRONMENT 2009. Как было показано ранее [7, 8], характеристики устройств, изготовленных в соответствии с результатами такого моделирования, хорошо согласуются с расчетными.

Работа выполнена при поддержке Гранта Минобрнауки РФ 14-607-21-0039.

Список литературы

1. Лексиков А. А., Сухин Ф. Г. Полосковый двухпроводный резонатор на подвешенной подложке // Материалы 16-ой Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2006. – С. 563–564.

2. Калиниа Т. И. Мультиплексеры со смежными полосами пропускания // Обзоры по электронной технике. Сер. 1 «Электроника СВЧ». – 1978. – В. 9 (544). – С. 2–6.

3. Dean J.E., Thornton M.J. Multiplexers and their integration with crystal video receivers // IEEPROC. – 1982. – V. 129. Pt. F. – No. 3. – P. 138–142.

4. Кондратенко А. В., Шевляков М. Л., Васин А. А. Частотный квадраплексер на подвешенной подложке // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2 (20). – С. 38–42.

5. Design of Wideband Diplexer in Suspended Substrate Stripline Medium / D. Packiaraj, A. T. Kalghatgi, M. Ramesh, V. S. Reddy // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2006. – V.16. No 6. – P. 625–628.

6. Беляев Б. А., Лалетин Н. В., Лексиков А. А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47. – № 1. – С. 14–23.

7. Микрополосковый диплексер со смежными каналами / Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, Ан. А. Лексиков и др. // Тр. XII Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – Новосибирск -2014. – Т. 4. – С. 220–223.

8. Полосковый диплексер на подвешенной подложке / Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, Ан. А. Лексиков и др. // Тр. XII Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – Новосибирск -2014. – Т. 4. – С. 224–227.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РЕМОНТА НА РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫ ИЗ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В Q-ДИАПАЗОНЕ

С. К. Доманов, А. В. Мухин, И. В. Конышев

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»
662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52
E-mail: serzh.domanov@mail.ru

Проведен сравнительный анализ радиотехнических характеристик (РТХ) офсетных антенн Q-диапазона с целью оценки влияния технологического ремонта на поверхности рефлектора, выполненного из композитного материала, на РТХ антенны.

В АО «ИСС» успешно освоена технология производства антенных рефлекторов из композитных материалов для космических аппаратов (КА) различного назначения. Объектом данной статьи является рефлектор офсетной антенны Q-диапазона, изготовленный из препрега M55J/EX1515 методом вакуумного формования. Внешний вид рефлектора представлен на рис. 1. На приведенном рисунке отчетливо видны неоднородности поверхности, которые представляют из себя трещины и расслоения структуры рефлектора, заполненные клеем ВК-9 с углеродом техническим К359 для устранения отклонений профиля от требуемого. В процессе производства рефлекторов из композитных материалов подобные неоднородности могут возникать при отделении рефлектора от формующей оправки.

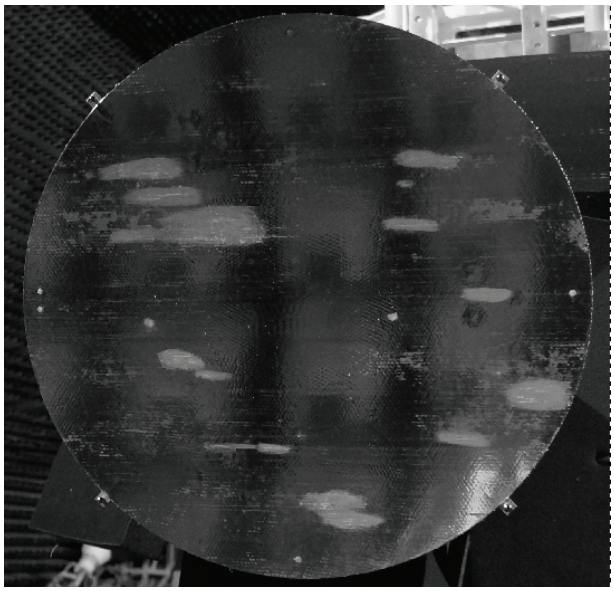


Рис. 1. Внешний вид рефлектора с неоднородностями поверхности

На рис. 2 приведены результаты сканирования поверхности рассматриваемого рефлектора на координатно-измерительной машине (КИМ) бесконтактным методом сбора данных [1].

По результатам сканирования поверхности рефлектора видно, что максимальное отклонение профиля не превышает 0,0939 мм при требованиях – 0,1 мм.

Для анализа РТХ использовался автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК) ближнего поля [2, 3]. Для объективного анализа РТХ антен-

ны с рефлектором, показанном на рис. 1, были проведены измерения антенны с рефлектором, поверхность которого не имела повреждений, а, следовательно, не подвергалась технологическому ремонту (рис. 3). На рис. 4 и 5 приведены сравнительные РТХ обоих рефлекторов.

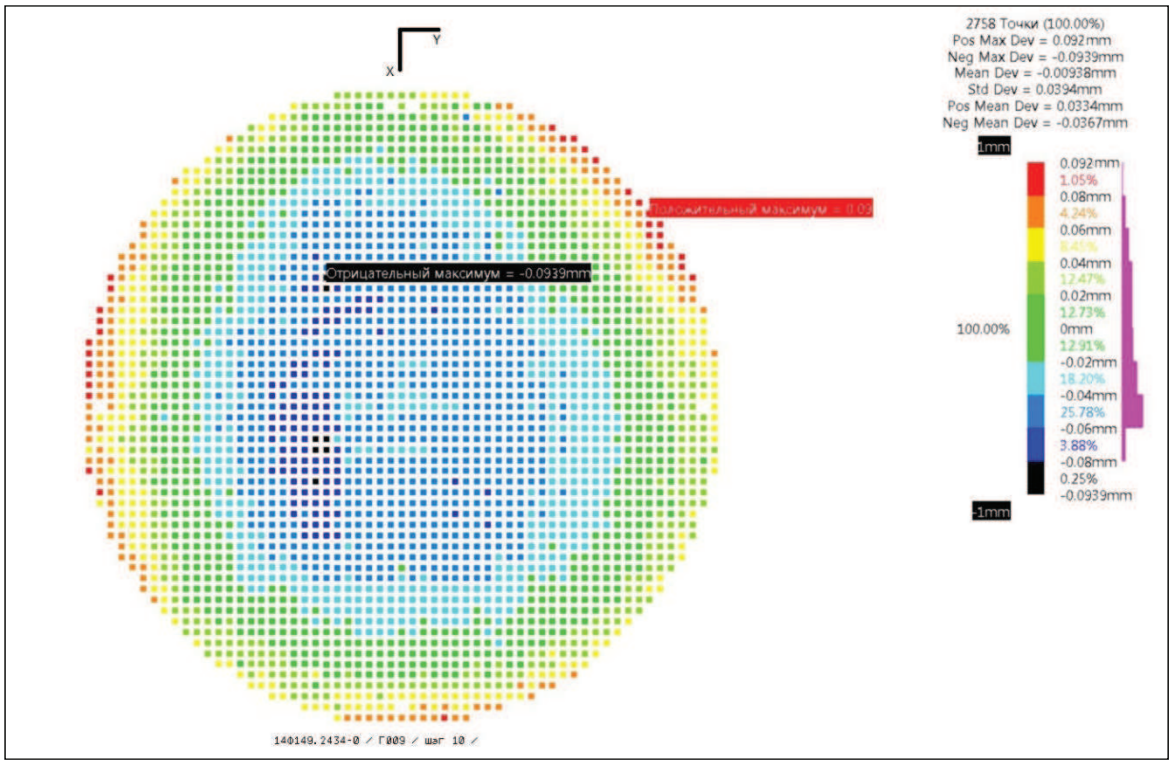


Рис. 2. Цветограмма поверхности рефлектора по результатам сканирования на КИМ

Рис. 3. Внешний вид рефлектора без повреждений

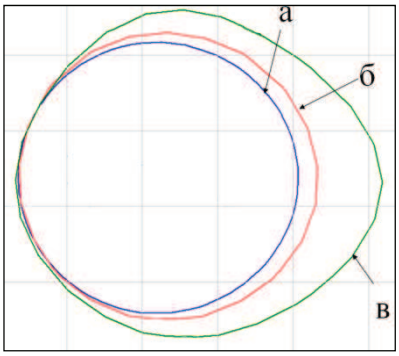


Рис. 4. Контур равного усиления по кополярной поляризации на средней частоте рабочего диапазона антенны: *а* – теоретический; *б* – рефлектор без повреждений; *в* – рефлектор после технологического ремонта

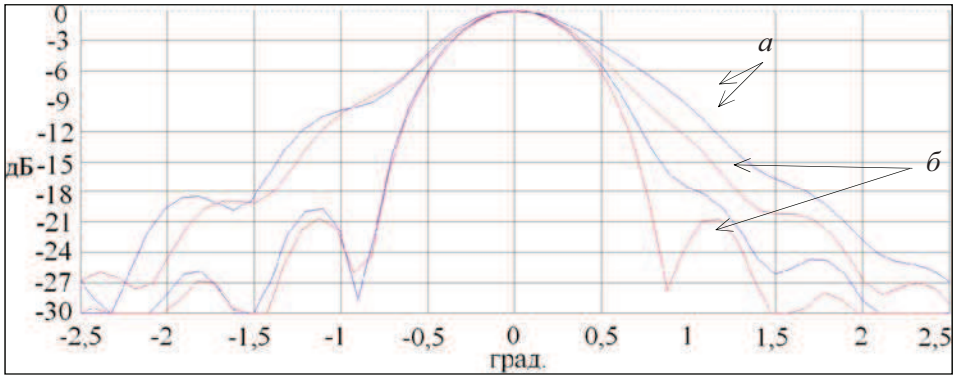


Рис. 5. Сравнительные диаграммы направленности (ДН) в азимутальной (красный) и угломестной (синий) плоскостях антенн с: *а* – рефлектором после технологического ремонта; *б* – рефлектором без повреждений

Таблица 1

Сравнение значений коэффициентов усиления (КУ) по уровню мощности -3,2 дБ

Частота	Рефлектор после ремонта	Рефлектор без повреждений	Требуемые значения	Уменьшение КУ при использовании рефлектора после ремонта относительно использования рефлектора без повреждений, дБ
F1	39,97	42	41,8	2,03
F2	39,94	42	41,8	2,06
F3	39,91	41,99	41,8	2,08
F4	39,87	41,97	41,8	2,1
F5	39,9	42	41,8	2,1
F6	39,9	41,99	41,8	2,09
F7	39,88	41,97	41,8	2,09

Как видно из рис. 4, 5 и табл. 1, антенна с рефлектором, прошедшим технологический ремонт имеет заметно худшие РТХ, в сравнении с антенной, в которой установлен рефлектор без повреждений отражающей поверхности. Таким образом, можно сделать следующий вывод: соответствие формы профиля поверхности рефлектора требуемым значениям не гарантирует необходимых радиотехнических показателей в Q-диапазоне. В качестве возможного обоснования полученных результатов можно отметить то, что при переходе во всё более высокий частотный диапазон, ранее являющиеся не существенными для РТХ повреждения, такие как трещины и расслоения на поверхности ан-

тенных рефлекторов, выполненных из композитного материала, становятся существенным фактором, влияющим на РТХ всей антенны. Это, в свою очередь, может обуславливаться тем, что размеры неоднородностей становятся сопоставимы с длиной волны, на которой работает антенна. Для получения более точных и исчерпывающих сведений необходим дальнейший комплексный анализ проблемы. Необходимо проследить четкую зависимость формы, положения и размера неоднородности на результирующие РТХ антенны в данном частотном диапазоне.

Список литературы

1. Зубарев Ю. М., Косаревский С. В., Ревин Н. Н. Автоматизация координатных измерений: учеб. пособие. – СПб.: ПИМаш, 2011. – 160 с.

2. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л. Д. Бахрах, С. Д. Кременецкий, А. П. Курочкин, В. А. Усин, Я. С. Шифрин. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.

3. Мухин А. В., Доманов С. К., Конышев И. В. Определение возможности измерения радиотехнических характеристик контурных антенн в составе космического аппарата методом ближнего поля // Современные проблемы радиоэлектроники. – 2014. – С. 342–346.

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ НАНОКОМПОЗИТНАЯ СРЕДА С ЭФФЕКТИВНЫМ ФОТОПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Н. Е. Авилов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

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

Получена нанокомпозитная полупроводниковая среда с эффективным фотопреобразованием на основе пористого кремния в гетероструктуре с оксидом одновалентной меди Cu_2O. Исследованы структурные, электрофизические и фотоэлектрические свойства данного нанокомпозита. Предложена возможность создания фотоактивной среды методами малозатратной технологии.

Солнечная энергетика насчитывает несколько поколений структур для эффективного фотопреобразования при сохранении (или незначительном повышении) стоимости производства и издержек на утилизацию и экологическую безопасность. За десятилетия были разработаны технологии, направленные на снижение потерь кремния при производстве пластин кремния из слитков и создание устройств, обеспечивающих высокий коэффициент фотопреобразования при небольшом расходе материалов. Одним из существенных механизмов, понижающих эффективность фотопреобразования, является неполное поглощение солнечного спектра (вклад в фототок дают только фотоны с энергией, превышающей ширину запрещенной зоны). Для устранения потерь (почти 50 % солнечного спектра) используют несколько гетеропереходов с разной шириной запрещенной зоны, максимально перекрывающих солнечный спектр (каскадные солнечные элементы). Сегодня солнечные элементы по-прежнему дороги и недостаточно эффективны, чтобы можно было заявить о решении проблем альтернативной энергетики. Продолжаются исследования по поиску новых более дешевых и/или более эффективных материалов. В данной работе представлены экспериментальные результаты получения и исследования нанокомпозитных структур на основе низкоразмерного кремния и оксида меди и показана возможность применения их для нужд солнечной энергетики.

Получение экспериментальных образцов. Основным способом формирования низкоразмерной среды в кремнии в настоящее время признан достаточно простой низкотемпературный способ анодного травления монокристаллических пластин кремния в водных или спиртовых растворах фтористоводородной кислоты HF [1].

Несмотря на очевидные достоинства, анодное травление имеет и отрицательные стороны: использование вредных с экологической точки зрения химических реактивов, недостаточную воспроизводимость параметров пористой матрицы и ее старение.

В данной работе мы формируем низкоразмерную среду в кремнии не только электрохимическим методом, но и альтернативным ему способом электроэрозионной обработки монокристаллического кремния в искровом режиме. Имеющиеся в литературе сведения по формированию низкоразмерной среды в кремнии методом искрового разряда относятся к «сухой» технологии. Авторы работы [2] обнаружили фотолюминесценцию пористой кремниевой матрицы в красной области спектра. Формирование осуществлялось при комнатной температуре в сухой воздушной либо азотной атмосфе-

ре. Время процесса составляло от 8 до 24 часов. За это время получали пористый слой в несколько микрометров. В работе [3] сообщается о фотолюминесценции пористого кремния в голубо-зеленой области спектра (450–500 нм), причем процесс эрозии длился не часы, а 1–10 минут, при этом толщина пористого слоя составляла несколько микрометров. Как и в предыдущем случае, униполярные разряды получены с помощью трансформатора Тесла. По мнению авторов, «сухая» технология более совершенна, так как не требует жидких составляющих, как в случае анодного травления, и пористая матрица не загрязняется продуктами электрохимического процесса.

При электрохимическом формировании пористого полупроводника важное значение имеет тип проводимости подложки. Для механизма электрической эрозии этот фактор значения не имеет. Параметры пористой структуры при этом зависят практически только от удельного сопротивления исходного полупроводника и параметров разряда (энергии и длительности). При осуществлении электроискровой обработки мы применили взамен обычных релаксационных генераторов специальный генератор импульсов, собранный по одной из классических схем, который подает на разрядный промежуток импульсы электрического тока с заданными временными и электрическими характеристиками, чтобы избежать развития в межэлектродной среде процессов электролиза.

Характеристики импульса, рекомендуемые для металлических электродов, не подходят для полупроводникового электрода, электропроводность которого на порядки ниже, поэтому параметры процесса приходилось подбирать экспериментально, это же касалось и электрода-инструмента. По мере сближения электродов возрастает напряженность поля в пространстве между электродом-инструментом и пластиной кремния. По достижении определенной напряженности поля на участке с минимальным расстоянием между поверхностями электродов возникает электрический разряд, под действием которого происходит разрушение участка кремниевой пластины. В качестве диэлектрической межэлектродной среды мы выбрали бидистиллированную (дважды дистиллированную воду) воду, и в этом отношении наша технология не является «сухой».

На первом этапе исследования была выбрана вольфрамовая игла, которую через 500 мкм приводили в контакт с подложкой через жидкую среду, делали это под микроскопом МБС-10. Затем применили матрицу игл, чтобы увеличить производительность процесса. С учетом площади поверхности реальных подложек – это также не лучшее решение. В дальнейшем остановились на варианте электрода − инструмента в виде диска, полученного методом порошковой металлургии. В таком электроде каждая частица спрессованного порошка подобна игле, которая вызывает разряд между ней и полупроводником через диэлектрическую среду. Однако полученная структура не была н наноразмерной.

Следующим шагом стал выбор в качестве электрода – инструмента диска из кремния той же марки, что и у исходной подложки (КДБ-10). В результате воздействия униполярных импульсов получена пористая структура, которая стала основой нанокомпозитной среды.

Таким образом, получены образцы двух видов: с пористым слоем по электрохимической технологии (ЭХ) и с пористым слоем по электроискровой технологии (ЭИ). Вслед за формированием пористого слоя проводили процесс внедрения меди в пористую матрицу методом электрохимического осаждения. Поперечный скол представлен на рис. 1. Далее проводили электрохимическое окисление меди в 3%-ном растворе сульфаминовой кислоты в течение 50 минут при плотности тока 2 мА/см^2 [4]. Полученные гетероструктуры Si/por-Si/Cu_2O исследовали на величину фотоответа с целью оценки их фотоактивности.

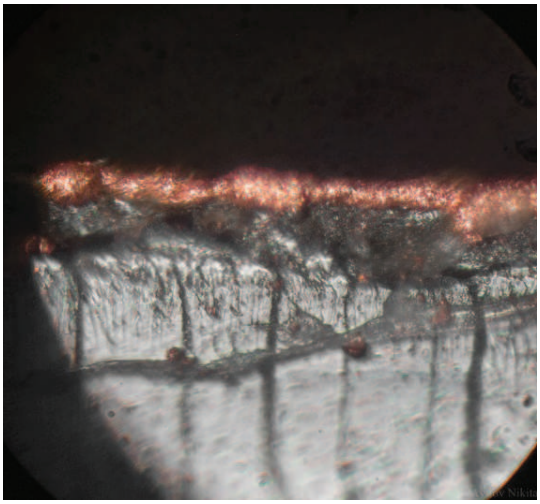


Рис. 1. Скол структуры с пористым кремнием после нанесения меди электрохимическим методом

Экспериментальные результаты и их обсуждение. Удельное сопротивление пористого слоя было измерено с помощью четырехзондового метода. Оказалось, что по сравнению с исходной подложкой сопротивление пористого кремния увеличилось почти в 400 раз и составило в разбросе от 3860 Ом·см до 4170 Ом·см против 10 Ом·см в исходной кремниевой подложке.

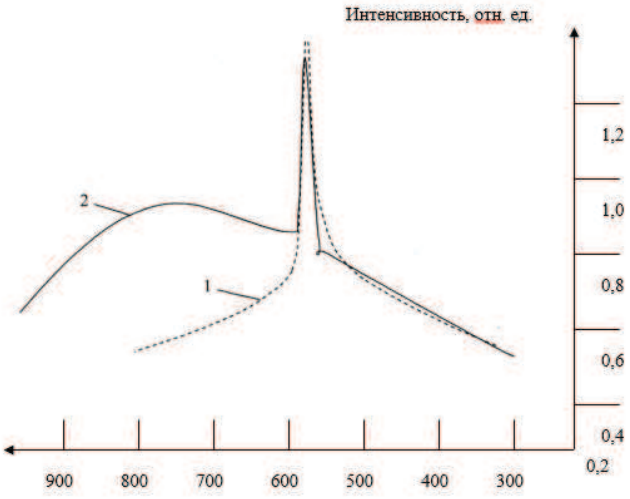


Рис. 2. Спектры комбинационного рассеяния света:
1 – пористый кремний, сформированный электрохимическим способом;
2 – пористый кремний, сформированный электроэрозионным способом

На рис. 2 приведены спектры комбинационного рассеяния света (КРС) для пористого кремния, сформированного электрохимическим способом (кривая 1) в электролите $HF:C_2H_5OH$ = 1:1 в течение 20 минут при плотности тока 10 мА/см^2, и кремния, сформированного электроискровым методом (кривая 2). Для пористого кремния, сформированного электрохимическим методом, интенсивность линии комбинационного рассеяния света от пористого слоя существенно (до 10 раз) превышала интенсивность линии от подложки при совпадении их частотного положения и формы. По нашему мнению, описанный эффект связан с присутствием в слое пористого кремния значительного количества "квантовых" кристаллитов, ориентированных строго перпендикулярно под-

ложке. При этом возрастание интенсивности сигнала КРС обусловлено увеличением глубины проникновения света в такие кристаллиты по сравнению с объемным кремнием и проявлением квантово-размерного эффекта в наноразмерной среде. Для пористого кремния, сформированного электроэрозионным методом, наблюдается похожая картина, однако интенсивность линии меньше, но наблюдается еще один пик интенсивности в длинноволновой области, что можно объяснить вкладом в сигнал КРС более крупных кристаллитов.

Разницу в структуре пористого кремния для образцов с электрохимическим и электроискровым формированием низкоразмерной среды подтверждает и электронная микроскопия. На рис. 3 и 4 приведены АСМ – изображения образцов. Отчетливо видна размерная неодинаковость кристаллитов в пористом слое кремния (ЭИ), отсюда и появление в спектре длинноволнового пика интенсивности.

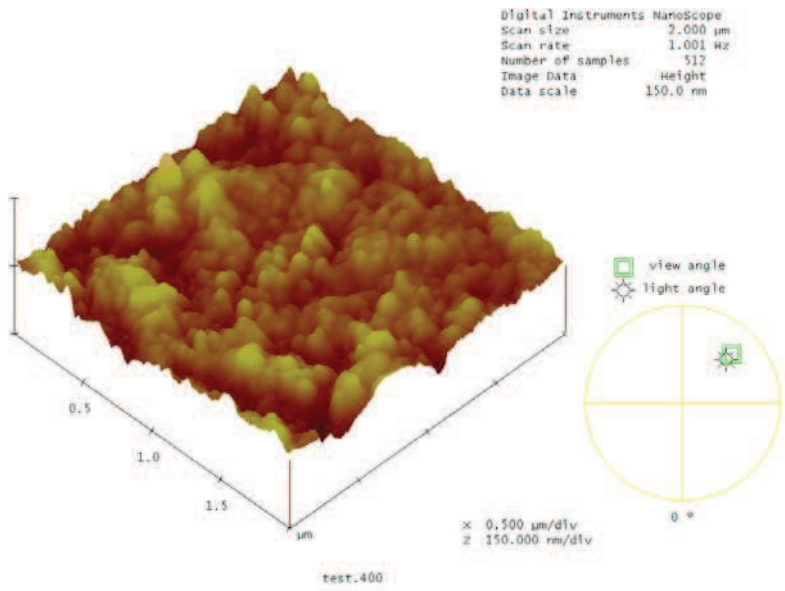


Рис. 3. АСМ – изображение структуры пористого кремния сформированной ЭХ методом

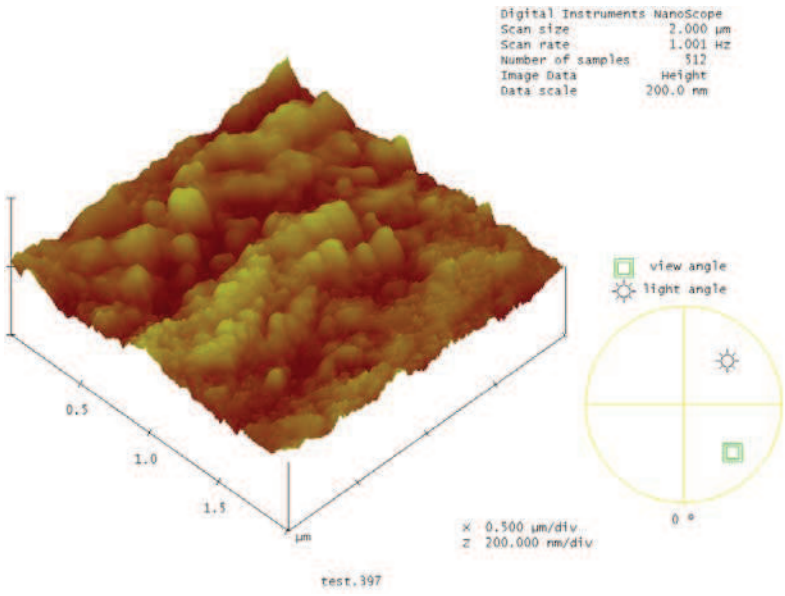


Рис. 4. АСМ – изображение структуры пористого кремния сформированной ЭИ методом

Фотоэлектрические свойства структур Si/por-Si исследовались методом регистрации светового тока короткого замыкания с помощью гальванометра. Во избежание нагрева образцов и получения недостоверной информации применялось импульсное освещение с помощью механического модулятора. Результаты измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1.

Фотоэлектрические показатели структур

Параметр	Si/por-Si (ЭХ)	Si/por-Si (ЭИ)	Si/por-Si/ Cu_2O (ЭХ)	Si/por-Si /Cu_2O (ЭИ)
Средняя величина плотности светового тока короткого замыкания, мкА/см^2	50	43	122	95

Анализируя показатели фотоответа для полученных гетероструктур, следует отметить, что в структуре Si/por-Si (ЭХ) величина светового тока короткого замыкания больше, чем в структуре Si/por-Si (ЭИ), что связано с большей площадью поверхности, воспринимающей фотоны света в случае образцов Si/por-Si (ЭХ).

Разница в величине фотоответа становится еще значительней после формирования структуры Si/por-Si/Cu_2O. Значительная (почти в полтора раза) добавка по световому току обусловлена, по нашему мнению, фотоактивностью оксида одновалентной меди и наличием каскадной структуры: ширина запрещенной зоны у оксида меди больше, чем у пористого кремния, а у последнего больше, чем у кремния. Благодаря широкозонному окну большее число фотонов доходит до p-n перехода, где происходит разделение генерированных светом носителей.

Заключение. Создание нанокомпозитных сред с эффективным фотопреобразованием открывает возможность создания коммерчески привлекательных фотопреобразователей для нужд малой энергетики. Основным рыночным конкурентом предлагаемых в данной работе структур являются солнечные элементы на основе монокристаллического, поликристаллического, гидрогенизированного и аморфного кремния. Существенными преимуществами солнечных элементов на основе нанокомпозитной среды перед кремниевыми фотоэлектрическими элементами являются простота получения структур, использование стандартного недорогостоящего оборудования, более низкая токсичность производства. Пока предлагаемые в настоящей работе структуры не могут конкурировать по величине коэффициента полезного действия с существующими фотопреобразователями, однако есть возможность увеличения этого показателя за счет формирования на воспринимающей поверхности проводящих оксидов с просветляющими свойствами методами малозатратной технологии.

Список литературы

1. Зимин С. П. Пористый кремний – материал с новыми свойствами // Соросовский образовательный журнал. – 2004. – Т. 1. – С. 101–107.

2. Novel technique for preparing porous silicon.Appl.Phis / R. E. Hummel, Sung-Sik Chang // Lett. 61(16), 19 October 1992.

3. Ruter D., Kunze T., Bauhoter W. Blue light emission from silicon surfaces preparated by spark erosion and related techniques // Appl.Phis. Lett. 64(22), 30 May 1994.

4. Устинов В. И., Шелованова Г.Н. Анодный оксид меди (I) - перспективный материал солнечной энергетики // Молодежь и наука: сб. материалов IX Всерос. науч.-техн. конф. Физика твердого тела. Сиб. федер. ун-т, 2013. – С. 120.

СТРУКТУРА *IBIS*-МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

С. Н. Дмитриев[1], В. Б. Гарданов[2], А. А. Левицкий[1] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: dmitriew64@mail.ru
[2]*АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой *IBIS*-моделей цифровых интегральных микросхем. Основное внимание уделяется структуре данных *IBIS*-модели. Представлены рекомендации по формированию файла модели.

С повышением рабочей частоты на заметное влияние на электрические характеристики схемы начинают оказывать паразитные параметры печатного монтажа и самих электронных компонентов. Существенным это влияние становится, начиная с частот порядка десятков мегагерц.

Для оценки искажений сигналов вследствие несогласованности сигнальных цепей и входов / выходов интегральных схем, перекрестных помех печатной плате и других факторов, используются *IBIS*-модели (*Input/Output Buffer Information Specification*) электронных компонентов [1]. Применение *IBIS*-моделей обеспечивает значительное сокращение объема расчетов по сравнению с использованием полных эквивалентных *SPICE*-моделей (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) на уровне отдельного транзистора для описания поведения всей интегральной схемы.

IBIS-модель – это внешнее описание электрического устройства (обычно цифровой высокоскоростной микросхемы), как «черного ящика», без учёта его внутренней структуры и особенностей функционирования. Параметры *IBIS*-моделей получают на основе ВАХ для различных логических состояний выводов по постоянному току, паразитных параметров корпуса и переходных характеристик на резистивной нагрузке.

Моделирование с помощью *IBIS*-моделей позволяет провести оценку «целостности» сигналов, определить работоспособность изделия на этапе проектирования. Предтопологический и посттопологический анализ с использованием *IBIS*-моделей реализован в ряде систем проектирования печатных плат, в частности, в *P-CAD* 200X, *Altium Designer*, *Mentor Graphics HyperLynx* (*LineSim, BoardSim*).

Однако, нередко *IBIS*-модель недоступна для разработчика, что характерно, в частности, для элементной базы отечественного производства. Поэтому возникает потребность разработки методики создания *IBIS*-модели и проверки её на адекватность.

В предыдущих работах [2, 3] рассматривались этапы создания *IBIS*-модели и была представлена методика экспериментального определения вольт-амперных характеристик (ВАХ) и переходных характеристик цифровых интегральных микросхем. В данной работе представлено формирование разделов файла *IBIS*-модели.

Файл *IBIS*-модели имеет расширение *.ibs и может создаваться и редактироваться в обычном текстовом редакторе, но более предпочтительно использовать специализированную программу *Visual IBIS Editor* компании *Mentor Graphics*.

Файл *IBIS*-модели состоит из трех частей с дополнительным, но не обязательным «внешним» описанием корпуса. Эти три части включают:

1. общую информацию о самом файле и моделируемом компоненте;
2. имя компонента, расположение выводов и их описание;
3. описания каждого уникального буфера, используемого в компоненте.

Первый раздел файла модели содержит основную информацию о самом файле и данных в нем. Этот раздел может включать ключевые слова, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Описание синтаксиса 1-й части файла IBIS-модели

Ключевое слово	Обязательный параметр? (да / нет)	Описание
[IBIS Ver]	Да	Какая версия спецификации *IBIS* используется в этом файле
[Comment char]	Нет	Изменение символа комментария. По умолчанию используется символ комментария –« | »
[File Name]	Да	Название этого файла. Все имена файлов должны быть представлены в нижнем регистре (строчными буквами). Расширение имени файла – «*ibs*»
[File Rev]	Да	Уровень ревизии этого файла. Спецификация содержит руководящие принципы для назначения уровней ревизий
[Date]	Нет	Дата создания файла
[Source]	Нет	Источник данных в этом файле. Данные из справочника? Данные из моделирования? Измеренные?
[Notes]	Нет	Составляющие или определенные для файла примечания (поясняющие записи)
[Disclaimer]	Нет	Правовая оговорка (сведения юридического характера)
[Copyright]	Нет	Уведомление об авторском праве файла.

Ниже приводится фрагмент начала файла *IBIS*-модели микросхемы SN74AHC125. Как видно, в одном файле *IBIS*-модели могут одновременно содержаться характеристики для различных типов корпусов, в которых изготавливается микросхема. *IBIS*-модель SN74AHC125 содержит характеристики сразу для шести типов корпусов.

```
################################################################
| TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED
| Standard Linear and Logic Group
| IBIS Model of SN74AHC125
| QUADRUPLE BUS BUFFER GATES WITH 3-STATE OUTPUTS
| This file contains package information for the following:
|  PDIP 14-pin (N) package as [Component] AHC125_N
|  SOIC 14-pin (D) package as [Component] AHC125_D
|  SSOP 14-pin (DB) package as [Component] AHC125_DB
|  TVSOP 14-pin (DGV) package as [Component] AHC125_DGV
|  SOP 14-pin (NS) package as [Component] AHC125_NS
|  TSSOP 14-pin (PW) package as [Component] AHC125_PW
| This device can be powered at the following Vccs:
|  3.3 volt Vcc
|  5 volt Vcc
|  2.2 volt Vcc
| This file provides unique models under the [Model Selector] for each Vcc.
| For operation at a specific Vcc, select the appropriate model after each
| [Model Selector] keyword.
|################################################################
|
[IBIS Ver]      3.2
[Comment char]  |_char
[File Name]     sn74ahc125.ibs
[File Rev]      1.1 | a_die
```

```
[Date]        April 19, 2002
[Source]      Data created from TI-SPICE simulations at TI-SLL.
[Notes]       The following is an IBIS list for the SN74AHC125.
              Please contact sllibis@ti.com with questions and
              comments concerning SLL IBIS models.
              -As there is no power clamp diode in the Input and OE
               Models, we removed the Pwr Clamp table data from those
               Models.
              -C_comp values are taken at a different test condition
               than the data sheet.
|
|
|************************************************************
[Disclaimer]  Property of Texas Instruments Incorporated.
                                    …
              Texas Instruments  Incorporated, All Rights Reserved
|
|************************************************************
```

Второй раздел файла *IBIS*-модели содержит информацию о выводах буферов и корпуса микросхемы, а также содержит электрические параметры для выводов. Второй раздел начинается с названия компонента и указания его корпуса (для удобства). Этот раздел может включать ключевые слова, приведенные в табл. 2.

Таблица 2

Описание синтаксиса 2-й части файла *IBIS*-модели

Ключевое слово	Обязательный параметр? (да / нет)	Описание
[Component]	Да	Название описываемого моделью компонента. Общепринятая практика – использовать в названии часть промышленного обозначения компонента. Файл модели может содержать многократные [Component] описания
[Manufacturer]	Да	Название производителя компонентов
[Package]	Да	Это ключевое слово указывает данные о диапазоне (минимальные, типичные и максимальные значения), в пределах которого может которого может изменяться сопротивление выводов корпуса, индуктивность и емкость (параметры R_pkg, L_pkg и C_pkg)
[Pin]	Да	Данное ключевое слово открывает подраздел, где помещена информация о выводах буферов. Кроме того, создатель модели может использовать это ключевое слово для перечисления значений *R*, *L* и *C* каждого отдельного вывода (параметры R_pin, L_pin и C_pin)
[Package Model]	Нет	Если модель компонента включает внешнюю модель корпуса (или используется слово [Define Package Model] в файле *IBIS*) это ключевое слово указывает имя этого корпуса модели
[Pin Mapping]	Нет	Это ключевое слово используется, если создатель модели желает включить информацию о цепи «питания» буфера и соединениях «земли». Эта информация может быть использована для моделирования с участием переключения нескольких выходов
[Diff Pin]	Нет	Это ключевое слово используется для связывания буферов, которые должны быть управляемы дополнительным способом, таким, как дифференциальная пара

Следует обратить внимание, что для некоторых компонентов необходимые ключевые слова [Component], [Manufacturer], [Package] и [Pin] это все, что необходимо для построения модели.

Ниже приведен фрагмент второй части файла *IBIS*-модели микросхемы SN74AHC125. Как видно, в ней используются всего четыре ключевых слова.

```
| Component AHC125_N 14-pin PDIP
|*************************************************************
|
[Component]    AHC125_N
[Manufacturer]  Texas Instruments, Inc.
[Package]
|               typ          min          max
R_pkg      4.500e-02   3.700e-02   6.300e-02
L_pkg      5.407e-09   3.922e-09   6.942e-09
C_pkg      3.890e-13   2.050e-13   6.040e-13
|
|*************************************************************
|
[Pin]   signal_name   model_name        R_pin       L_pin       C_pin
|
1         1NOE      AHC125_OE         6.300e-02   6.942e-09   6.040e-13
2         1A        AHC125_IN         3.700e-02   6.200e-09   4.060e-13
3         1Y        AHC125_OUT        4.200e-02   4.389e-09   3.220e-13
4         2NOE      AHC125_OE         3.800e-02   3.922e-09   2.050e-13
5         2A        AHC125_IN         3.900e-02   4.301e-09   2.980e-13
6         2Y        AHC125_OUT        3.800e-02   5.329e-09   3.560e-13
7         GND       GND               5.300e-02   6.510e-09   5.440e-13
8         3Y        AHC125_OUT        5.300e-02   6.437e-09   5.390e-13
9         3A        AHC125_IN         3.900e-02   5.352e-09   3.470e-13
10        3NOE      AHC125_OE         4.200e-02   4.473e-09   2.970e-13
11        4Y        AHC125_OUT        4.400e-02   4.326e-09   2.250e-13
12        4A        AHC125_IN         4.200e-02   4.295e-09   2.800e-13
13        4NOE      AHC125_OE         4.200e-02   6.318e-09   4.180e-13
14        VCC       POWER             6.100e-02   6.900e-09   6.030e-13
|
|*************************************************************
```

Для измерения паразитных параметров корпуса микросхемы необходимо дорогостоящее оборудование. В случае затруднений при экспериментальном определении параметров корпуса, можно использовать значения паразитных параметров корпуса для аналогичных микросхем в таком же корпусе и с подобной внутренней структурой.

Согласно синтаксису стандарта *IBIS,* данные измерений могут быть представлены в разных форматах. Допускается, например, записать параметр R_pkg в виде 450.840m или же в виде 4.50e-02, или же параметр L_pkg записать как 5.407nH или 5.407e-09. Ещё пример: время, в колонке «Time», можно указывать в формате 1.042E-09s, либо 1.042E-09 без буквы s, но для удобства восприятия обычно пишут размерность, при этом можно записать временной параметр в виде 1.042nS или 1042fS. Синтаксис стан-

дарта *IBIS* разрешает использование размерных приставок таких как: f (10^{-15}), p(10^{-12}), n(10^{-9}), u(10^{-6}), m(10^{-3}).

Третий раздел файла *IBIS*-модели содержит таблицы значений ВАХ и переходных (вольт-секундных) характеристик для каждого независимого буфера. Третий раздел начинается с ключевого слова [Model] – оно начинает описание данных для конкретного буфера. В то время как модель самого буфера может являться довольно сложной, описание для большинства буферов может включать всего несколько параметров и ключевых слов.

Выводы

В данной работе представлен анализ структуры и синтаксиса файла *IBIS*-модели, даны краткие пояснения для ключевых слов и приведён пример их использования в реальном файле *IBIS*-модели. Приведены рекомендация по представлению числовых данных в файле *IBIS*-модели.

Список литературы

1. The IBIS Open Forum. (2005, Sept. 15). IBIS Modeling Cookbook for IBIS Version 4.0 [Online]. URL: www.eda.org/ibis/cookbook/cookbook-v4.pdf (дата обращения: 20.02.2015).

2. Дмитриев С. Н., Левицкий А. А., Климкин О. А. Создание *IBIS*-моделей цифровых интегральных микросхем на основе экспериментальных данных // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. – С. 509–514.

3. Дмитриев С. Н., Левицкий А. А. Экспериментальное исследование переходных характеристик для создания *IBIS*-моделей цифровых интегральных микросхем // Молодёжь и наука: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014.

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЛУБОКИХ УРОВНЕЙ В ПОЛУИЗОЛИРУЮЩЕМ АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ МЕТОДОМ ИК-СПЕКТРОСКОПИИ

И. О. Кожевников, А. И. Михайлов

Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
410012, г. Саратов, ул. Астраханская, 83
E-mail: kozhevnikov_io@mail.ru

Приводятся результаты исследования методом ИК-спектроскопии глубоких примесных уровней в полуизолирующих подложках мезапланарных структур $n^+ - n - n^- - n - n^+$ на основе пластин *n*-GaAs марки САГ-2БК, в которых ранее были обнаружены токовые неустойчивости в виде периодических релаксационных колебаний, частота которых возрастает с увеличением интенсивности засветки высокоомной области между контактами. Согласно полученной спектральной зависимости, в подложках исследуемых структур присутствуют заявленные в литературных источниках глубокие центры, соответствующие примеси Cr и собственному структурному дефекту EL2. Так же зафиксированы пики, соответствующие собственным дефектам (HT0 и HT1), переходным металлам (Cu, Mn, Ni, V) и кислороду.

В [1–3] было экспериментально установлено, что в полуизолирующих подложках мезапланарных структур $n^+ - n - n^- - n - n^+$ на основе пластин *n*-GaAs марки САГ-2БК возможно наблюдение отрицательной дифференциальной проводимости в виде *N*-образной вольт-амперной характеристики и соответствующих осцилляций тока, частота, амплитуда и форма которых может в существенной степени определяться величиной приложенного напряжения, интенсивностью и локализацией засветки, а также рядом других факторов. Математическое моделирование [1–3] показало, что наблюдаемые колебания тока могут быть обусловлены характерным для рекомбинационных неустойчивостей тока механизмом зависящего от поля захвата свободных электронов на глубокие акцепторные уровни. Однако проведенные экспериментальные исследования не позволили установить наличие и параметры примесных уровней, участвующих в электронном захвате и приводящих к образованию динамической неоднородности электрического поля в объеме полупроводника. В данной работе приводятся результаты определения примесного состава полуизолирующей подложки структуры САГ-2БК методом ИК-спектроскопии.

Параметры исходных эпитаксиальных пластин марки САГ-2БК, используемых для изготовления мезапланарных структур, следующие: концентрация электронов в полуизолирующем слое $n^- < 10^{16}$ см$^{-3}$, толщина слоя – 350 ± 20 мкм, концентрация электронов в слое $n = 1{,}5 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$, толщина слоя – 0,3 ± 0,01 мкм, концентрация электронов в контактном слое – $n^+ = 2 \cdot 10^{18}$ см$^{-3}$, его толщина – 0,2 ± 0,01 мкм.

Периодические колебания тока с амплитудой > 10 мА и частотой в диапазоне 5–100 кГц во внешней электрической цепи возникают при приложении постоянного смещения с помощью латунных зондов как к металлическим контактам мезапланарных структур так и непосредственно к полуизолирующей подложке [3], что свидетельствует о формировании динамической неоднородности электрического поля в подложке в области сильного электрического поля, а именно вблизи контактов (зондов).

Согласно большому количеству экспериментальных и теоретических данных (см. например [4–9]), в полуизолирующем GaAs присутствуют мелкие донорные и акцепторные уровни. Основными глубокими донорными уровнями являются структурные дефекты замещения галлия мышьяком EL2, за глубокие акцепторные уровни в запрещенной зоне арсенида галлия ответственен хром, вводимый в арсенид галлия в процессе роста для компенсации собственных дефектов. Согласно существующим моделям электропроводности полуизолирующего GaAs, в сильных электрических полях происходит увеличение сечения захвата примесных центров, что приводит к увеличению ве-

роятности захвата свободных носителей заряда [5,6]. Сильное увеличение сечений захвата наблюдается для глубоких центров разной природы (донор, акцептор, собственный дефект или примесный центр). Общим для всех исследованных центров является одновременное возрастание сечений захвата электронов и дырок, вне зависимости от зарядового состояния центра захвата. Увеличение вероятности захвата в электрическом поле, является типичным для безызлучательных глубоких центров в GaAs и может быть связано с особенностями электронного строения дефектов в бинарных полупроводниках.

С целью выявления возможных центров захвата были исследованы ИК-спектры отражения подложек эпитаксиальных пластин GaAs марки САГ-2БК с помощью спектрометра *Brucker ALPHA*. Перед проведением измерений производилась предварительная очистка пластин: травление в $NH_4OH:H_2O_2:H_2O$ (1:1:5), промывка в H_2O (3 раза), сушка (Ar).

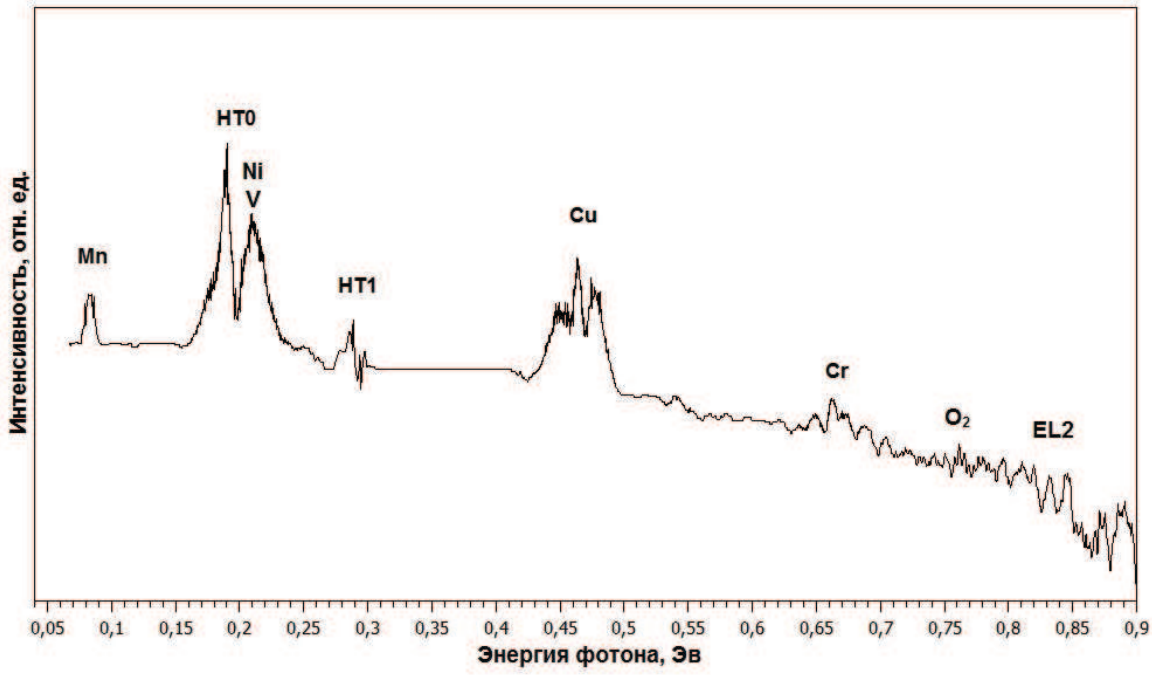


Рис. 1. Спектральная зависимость (после обработки функцией сглаживания)

На рис. 1 приведена полученная после обработки функцией сглаживания спектральная зависимость с соответствующим указанием характерных максимумов. Сопоставление характерных спектральных пиков производилось по результатам анализа экспериментальных данных, приведенным в работах [8–9].

Согласно полученной спектральной зависимости, в подложках эпитаксиальных структур САГ-2БК присутствуют заявленные выше глубокие центры, соответствующие примеси хрома (E_V+0,67 эВ) и собственному структурному дефекту EL2 (E_C–0,84 эВ). Однако данные центры на полученной зависимости проявляют себя в меньшей степени, чем дефект HT0 (E_V+0,2 эВ) и медь (E_V+0,45 эВ), что говорит о их относительно меньшей концентрации. Кроме того, в полученной спектральной зависимости не проявился характерный для GaAs пик, соответствующий примеси железа (E_V+0,56 эВ) [8-9]. Помимо этого были зафиксированы пики соответствующие примеси магния (E_V+0,08 эВ), а также никеля (E_V+0,22 эВ) и/или ванадия (E_C–0,22 эВ) и слабовыраженный возможный пик соответствующий кислороду (E_C–0,76 эВ).

Таким образом, полученные экспериментальные данные позволяют считать, что наличие глубокого уровня EL2 и уровня, связанного с Cr, можно рассматривать как одну из возможных причин возникновения токовой неустойчивости в мезапланарных структурах GaAs на основе пластин марки САГ-2БК.

Список литературы

1. Михайлов А. И., Митин А. В. Рекомбинационная неустойчивость тока в длинных высокоомных планарных структурах арсенида галлия в условиях воздействия оптического излучения // Физика и технические приложения волновых процессов: тез. докл. VII Междунар. науч.-техн. конф., посвященной 150-летию со дня рождения А. С. Попова: Приложение к журналу «Физика волновых процессов и радиотехнические системы». – Самара: Самарское книжн. изд-во, 2008. – С. 232–233.

2. Михайлов А. И., Митин А. В., Терентьева А. И. Исследование рекомбинационной неустойчивости тока в длинных структурах на основе высокоомного GaAs // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы IX Междунар. науч.-техн. конф. – Челябинск: Изд-во Челяб. гос. ун-та, 2010. – С. 84.

3. Михайлов А. И., Митин А. В., Кожевников И. О. Особенности возникновения устойчивых колебаний тока большой амплитуды в длинных высокоомных планарно-эпитаксиальных структурах на основе арсенида галлия // I Всерос. конф. «Микроэлектроника СВЧ»: сб. тр. конф. – Т. 1. – СПб.: СПбГЭТУ, 2012. – С. 49–53 (269 с.).

4. Милнс А. Примеси с глубокими уровнями в полупроводниках. – М.: Мир, 1977. – 562 с.

5. Захват горячих электронов в структурах эпитаксиальная пленка n-GaAs – полуизолирующая подложка / Ю. В. Воробьев, С. А. Костылев, Т. В. Макарова, Е. Ф. Прохоров // ФТП. – 1984. – Т. 18. – № 10. – С. 1784–1787.

6. Kiyama M., Tatsumi M., Yamada M. Electric-field-enhanced electron capture coefficient of EL2 level in semi-insulating GaAs // Appl. Phys. Lett. – 2005. – V. 86. – P. 012102-1–012102-3.

7. Исследование примесного состава полупроводниковых структур на основе арсенида галлия с использованием нейтронно-активационного анализа / А. Г. Дутов, В. А. Комар, С. В. Ширяев, Л. А. Смахтин // ФТП. – 1997. – Т. 31 (4). – С.488–491.

8. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: пер. с англ. / Под ред. Д. В. Ди Лоренцо, Д. Д. Канделуола. – М.: Радио и связь. 1988. – 496 с.

9. Речкунов С. Н., Самойлов В. А., Принц В. Я. Исследование глубоких уровней в буферных слоях эпитаксиальных структур арсенида галлия, предназначенных для изготовления ИС и ПТШ // Микроэлектроника. – 1995. – Т. 25. – Вып. 5. – С. 389–392.

СХЕМНО-ТОПОЛОГИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ В САПР *MENTOR GRAPHICS*

Е. Е. Лосев[1], И. А. Ковтун[2], Р. Е. Черных[2],
Д. В. Капулин[1], А. А. Левицкий[2] (научные руководители)

[1]*Институт космических и информационных технологий ФГАОУ ВПО СФУ*
[2]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: professional255@gmail.com, ivan_kov94@yahoo.com

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой цифровых интегральных схем в системе автоматизированного проектирования *Mentor Graphics*. Предложен интегрированный маршрут проектирования, затрагивающий все основные программные модули САПР, организующий полный цикл проектирования – от получения поведенческого описания устройства до его топологического представления. Проведена учебная апробация маршрута проектирования на базе элемента 4-И.

Введение

Одним из активно поддерживаемых направлений по созданию электронной компонентной базы является разработка систем на кристалле, под которыми понимают интегральные схемы сверхбольшой степени интеграции (СБИС), объединяющие на едином кристалле различные функциональные блоки, образующие законченное изделие для автономного применения в электронной аппаратуре [1]. Такие системы могут быть реализованы на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), в виде специализированных интегральных схем или других средств. Широкое применение ПЛИС обусловлено возможностью создания на их основе требуемой структуры цифрового устройства в виде принципиальной электрической схемы или программы на языках описания аппаратуры: *Verilog*, *VHDL*, *AHDL* и др. Вместе с тем, к недостаткам систем на базе ПЛИС можно отнести избыточную и неоптимальную с точки зрения быстродействия и ряда других показателей логическую структуру. Кроме того, при крупносерийном производстве, устройства, спроектированные с использованием ПЛИС, обладают более высокой стоимостью, нежели аппаратура, выполненная на СБИС. Поэтому, наряду с применением ПЛИС, активно ведутся разработки интегральных схем специального назначения и маршрутов проектирования устройств на базе СБИС.

Постановка задачи

Несмотря на очевидную перспективу использования СБИС при организации крупносерийного производства электронной продукции массового потребления, их применение сопряжено с рядом особенностей, которые принципиально отсутствуют при использовании ПЛИС:

1. *Зависимость от фабрики-изготовителя чипов*. Проектируя заказные СБИС, необходимо опираться на требования фабрики, которая будет их выпускать. Каждая фабрика выдает клиенту конструкторский набор (*PDK – Process Design Kit*), в котором находится перечень всех элементов, которые можно включить в проект. Такой набор разрабатывается под конкретный технологический процесс производства чипов и для каждого производителя является уникальным.

2. *Высокая стоимость средств автоматизированного проектирования* (*САПР*) *заказных СБИС*.

3. *Время выхода на рынок*. Процесс проектирования до выхода тестового образца некоторых крупных СБИС может занять больше года. Данную проблему можно решить, реализуя тестовый проект на ПЛИС, и соответствующим образом организуя маршрут проектирования.

Первая проблема является неизбежной при ориентации на производство аппаратуры, не имея собственного производства чипов. Решается проблема выработкой и применением мер организационно-технического характера, согласованных с выбранными фабриками-производителями чипов. Вторая проблема также имеет в большей степени организационные пути решения, заключающиеся в такой организации проектной деятельности, когда значительные финансовые ресурсы не распределяются по различным проектным или производственным организациям, а консолидируются в инжиниринговых или дизайн-центрах, оказывающих услуги в области проектирования электронных устройств для производственных предприятий, в том числе малого и среднего бизнеса. При этом выбор САПР зачастую имеет принципиальное значение по различным причинам как технического, так и финансового характера. В данной работе рассматривается использование платформы *Mentor Graphics*, использующейся как для проектирования СБИС, так и для проектирования печатных узлов. Выбор платформы обусловлен ее широкой апробацией в мировом масштабе, высокой связностью программных модулей, ориентацией на решение крупных проектных задач и удобством использования на всем маршруте проектирования – от проектирования электрической схемы до топологической верификации [2].

Решение третьей отмеченной проблемы (время выхода на рынок) заключается в организации маршрута проектирования, ориентированного на использование соответствующей САПР, позволяющего проводить выпуск «пилотной» партии устройств на ПЛИС, их тестирования, а затем переходе на СБИС. При этом процесс проектирования следует четко организовать и структурировать, в том числе с целью сокращения сроков проектирования при частичной или полной смене команды проекта.

Создание интегрированного, согласованного маршрута проектирования – одна из первоочередных задач, которую необходимо решить в рамках указанных проблем. Это будет способствовать сокращению времени выхода конечного продукта на рынок за счет полного использования возможностей САПР, разделения этапов проектирования как во временной, так и функциональной (с привязкой к конкретному модуля САПР) областях.

Маршрут проектирования интегральных схем с использованием САПР *Mentor Graphics*

Рассмотрим маршрут проектирования с использованием САПР *Mentor Graphics*. Начальный этап создания требуемой структуры цифрового устройства – проект на системном уровне (*ESL – Electronic System Level*, анализ архитектуры, синтез *C*) – сходен с разработкой, выполняемой для ПЛИС. Результатом этапа проектирования на системном уровне являются выходные данные виде кода на языках *VHDL*, *Verilog*. Следующий этап выполняется на основе этих данных с помощью инструмента *HDL Designer*, предназначенного для создания *HDL*-проекта на уровне *RTL*-описания. Для логического синтеза интегральных схем служат инструменты *Leonardo Spectrum* или *Olimpus SoC*. Эти модули на основе выбранной библиотеки используемых логических элементов или типа ПЛИС формируют схему для заданного описания. Проектирование схемы и топологии разрабатываемого чипа может быть выполнено с помощью инструментов *Pyxis Schematic* и *Pyxis Layout*. Первый из них является схемотехническим редактором в маршруте *Pyxis*, второй представляет собой среду для размещения элементов и трассировки соединений в интегральной схеме. Указанные программные средства разработки используют *PDK*, которые содержат описание компонентов, функциональных узлов и блоков, включая транзисторные ключи, триггеры, регистры и т. п. на уровне схемного и топологического описания, а также электрических параметров.

Обобщая приведенную выше информацию, сформируем блок-схему проектирования СБИС с использованием платформы *Mentor Graphics* (рис. 1).

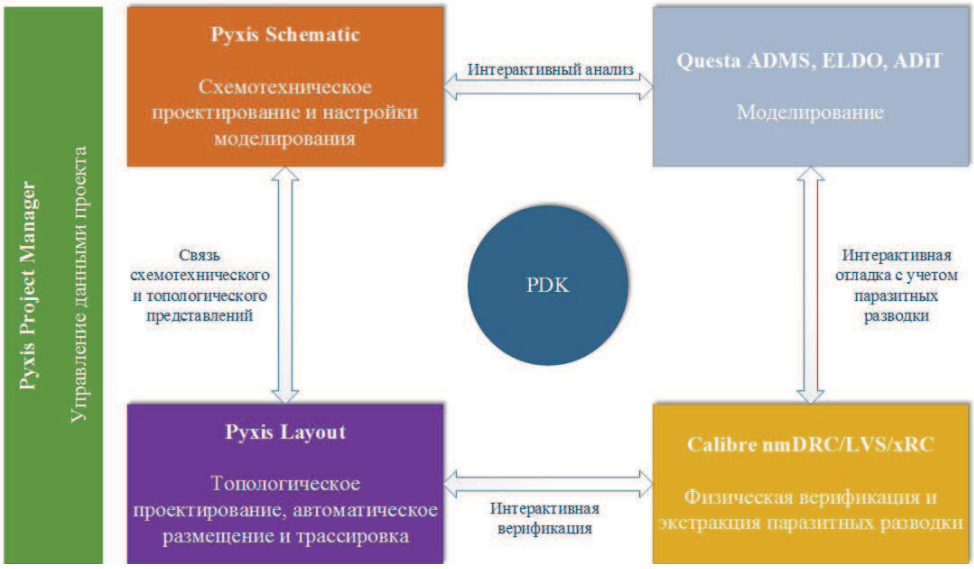


Рис. 1. Организация проектирования СБИС в САПР *Mentor Graphics*

При анализе блок-схемы, приведенной на рис. 1, стоит выделить упомянутую ранее подсистему *Pyxis*, которая является системообразующей для процесса проектирования (организующей процесс). На рис. 2 приведена блок-схема, поясняющая взаимодействие модулей *Pyxis Schematic* с другими приложениями платформы *Pyxis Custom Design*. Средством для работы с проектом на схемотехническом уровне является редактор *Pyxis Schematic*, который предоставляет возможность анализа и редактирования схемы на различных уровнях – от функциональных узлов и блоков, типовых логических элементов до транзисторов. Для проверки работы синтезированной схемы предназначена система *Questa ADMS*, обеспечивающая выполнение аналогового и смешанного моделирования СБИС. Среда использует модули: *Eldo* – аналоговое (*SPICE*) моделирование; *AdiT – Fast-SPICE* моделирование; *Questa* – верификация цифровых проектов.

Среда *Pyxis Layout* обеспечивает широкий набор инструментов для работы с топологией разрабатываемой микросхемы. При этом создается «виртуальный» проект, доступ в режиме редактирования к которому имеют несколько человек одновременно и каждый из пользователей в реальном масштабе времени видит, что делают другие специалисты. *Pyxis Layout* позволяет редактировать одну ячейку нескольким пользователям одновременно, однако разработчик может выделить себе некоторую область, ограничив работу в этой области других пользователей. Возможен запуск в режиме реального времени инструмента *Calibre DRC* (*Design Rule Check*) для выбранной области.

Контроль проектирования топологии с учетом электрических ограничений обеспечивает *Pyxis Router*. Этот инструмент производит проверку выполнения таких ограничений, как величина максимального и среднего тока для портов ячеек, максимальное сопротивление и емкость для заданного набора цепей, требования к парам цепей которые должны быть равны по сопротивлению и емкости, а также ряда других требований.

На заключительных этапах проектирования выполняются верификация топологии, подготовка фотошаблонов, подготовка данных для оборудования. Одной из причин ориентации маршрута проектирования на использование САПР *Mentor Graphics* является то, что многие полупроводниковые фабрики используют платформу *Calibre* в качестве средства физической верификации проекта перед запуском его в производство, поскольку она реализует комплексный подход к задаче подготовки к производству и является, фактически, стандартом физической верификации.

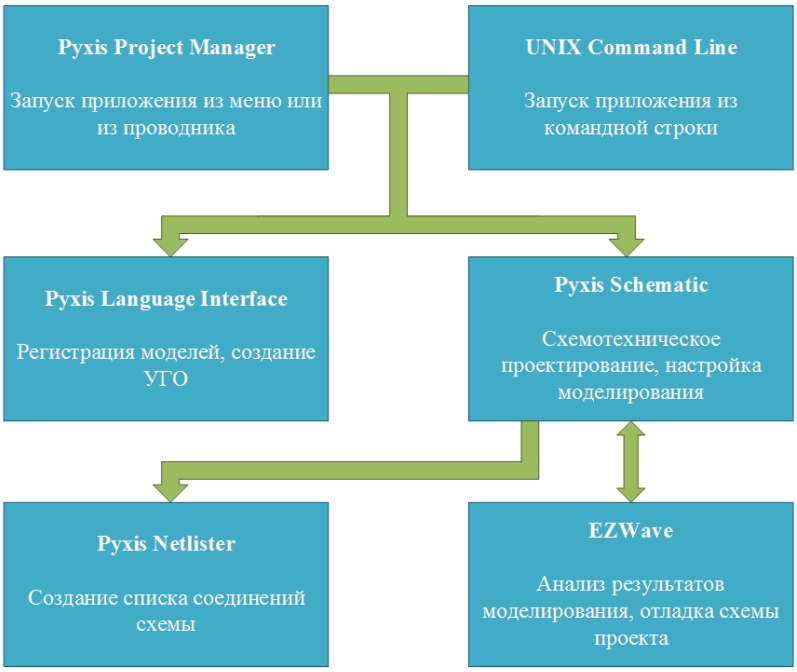


Рис. 2. Взаимодействие *Pyxis Schematic* с другими приложениями

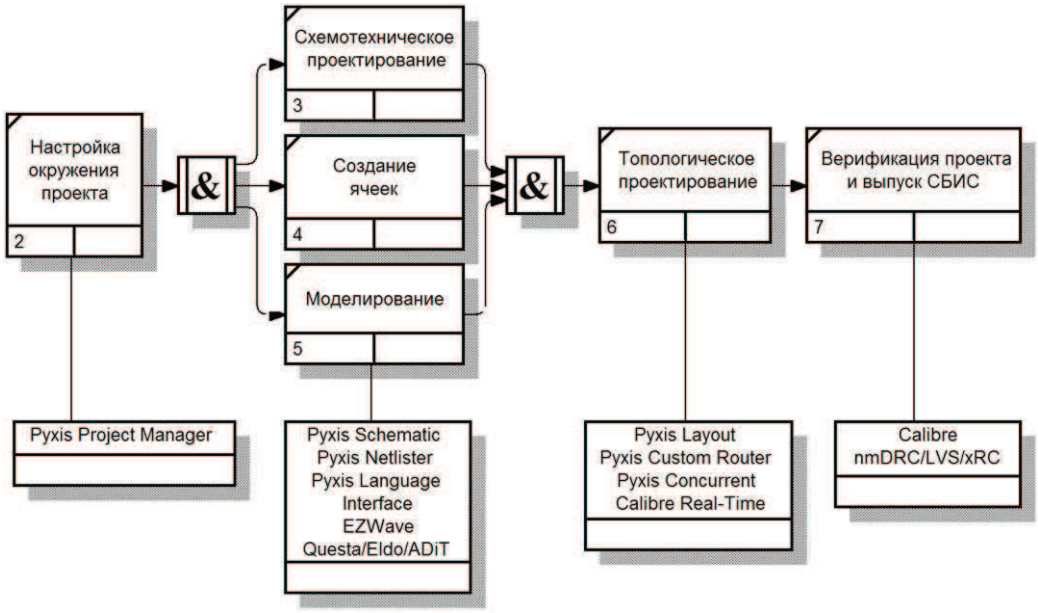


Рис. 3. Маршрут проектирования СБИС в САПР *Mentor Graphics*

Разработанный интегрированный маршрут проектирования СБИС в САПР *Mentor Graphics* может быть представлен как процесс нисходящего проектирования, образующего локальные итерационные участки, в рамках отдельных этапов. В целом маршрут представляет собой линейную последовательность действий, приведенную на рис. 3 в виде модели *IDEF*3. Используя маршрут проектирования, а также *PDK* компании *TSMC* с размером топологии 0,13 мкм, осуществлен синтез топологии логического элемента 4-И. Изначально было задано поведенческое описание логического элемента на языке *VHDL* (рис. 4), которое было подвергнуто процедурам анализа и синтеза в соответствии с маршрутом проектирования, и в итоге получена топология элемента (рис. 5).

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
entity my is
port (IN1, IN2, IN3, IN4: in std_logic);
port (OUT1: out std_logic);
end my;
architecture MODEL of my is
begin
OUT1 <= IN1 and IN2 and IN3 and IN4;
end MODEL;
```

Рис. 4. Поведенческое описание элемента 4-И

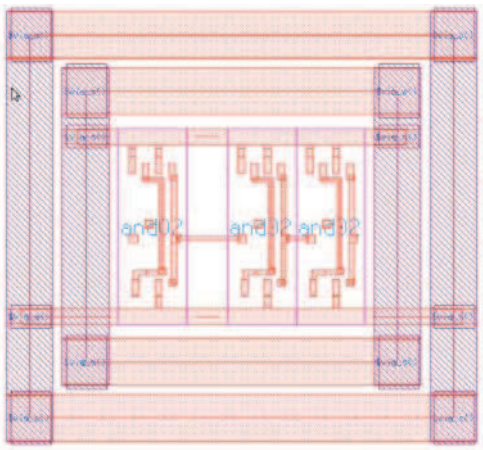


Рис. 5. Топологическое представление элемента 4-И

На заключительных этапах маршрута проектирования в среде *Calibre* проводятся *DRC*- и *LVS*-проверки, а также поиск паразитных параметров разводки. Результаты *DRC*-проверки показали отсутствие ошибок, выявлены незначительные величины паразитных параметров (что обусловлено простотой схемы), *LVS*-проверка прошла успешно.

Выводы

Инструменты платформы *Mentor Graphics* обеспечивают обширный набор средств разработки и верификации проекта на всех этапах проектирования. Предложенный маршрут проектирования интегральных схем в среде *Mentor Graphics* относится к технологии нисходящего проектирования, опирающегося на использование технологических библиотек фирм-производителей с использованием различных технологических норм. Предлагаемый маршрут также возможно использовать для проектирования не только цифровых, но и аналоговых или смешанных устройств.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (*Договор № 02.G25.31.0041*).

Список литературы

1. Шумахер У. Полупроводниковая электроника. – М.: Изд-во: www.infineon.com, 2004. – 588 с.

2. Лохов А. Главный калибр компании *Mentor Graphics* // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – № 2. – С. 64–68.

ИССЛЕДОВАНИЕ СЕДИМЕНТАЦИОННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОАЛМАЗА В КИСЛОЙ СРЕДЕ

Ф. Ф. Меркушев, В. А. Буковец, И. И. Машуков, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Fedor-murkushev@mail.ru

Установлена максимальная концентрация плавиковой кислоты (HF), содержавшейся в 1 % суспензии модифицированного наноалмаза (МНА), при которой сохраняется седиментационная устойчивость суспензии, а агрегирование частиц МНА происходит через прослойки жидкости. Показана возможность использования МНА в кислых технологических средах при производстве изделий микро- и наноэлектроники.

Технологические жидкости с использованием наноалмаза детонационного синтеза (НА) широко применяются в промышленности в качестве смазочно-охлаждающих жидкостей [1], полировочных составов [2], электролитов для получения алмазных покрытий [3] и др. Под технологической жидкостью в данном случае понимается суспензия НА с низкой концентрацией (не более 0,01 % масс.) алмазного порошка. При этом суспензии могут приготовляться как на основе простых жидких сред, так и на основе растворов.

Обычно используют суспензии НА, приготовленные в нейтральных средах (pH = 7 ÷ 8). В этих средах суспензии НА агрегативно и седиментационно устойчивы, т. е. не происходит укрупнения частиц порошка и выпадения его в осадок (расслоения суспензии) [4]. Для увеличения процентного содержания порошка наноалмаза без потери устойчивости суспензии осуществляют модифицирование поверхности НА [5]. Модифицированные наноалмазы (МНА) могут в нейтральных средах образовывать агрегативно и седиментационные устойчивые суспензии с концентрацией твердой фазы, равной 10 % масс. [6]. Однако некоторые технологические процессы, особенно в микро- и наноэлектронике, требуют применения кислых сред, например при изотропном и селективном травлении полупроводников. При этом очень часто применяют растворы плавиковой кислоты (HF) [7]. Плавиковая кислота входит также в состав электролитов для формирования слоев пористого кремния, используемого в качестве буферных слоев для последующей гомоэпитаксии кремния и гетероэпитаксии карбида кремния, арсенида галлия, сульфида свинца, теллурида свинца, селенида цинка, нитрида галлия и др. материалов [8], для создания оптоэлектронных приборов и сверхчувствительных сенсоров, микротопливных элементов [9].

Одним из способов стабилизации свойств пористого кремния является покрытие пор наноалмазом [10]. Поэтому целесообразно вводить его в состав кислого электролита при электрохимическом способе формирования слоев пористого кремния. Однако не ясно, как поведет себя МНА в кислых средах, и будут ли суспензии седиментационно устойчивыми в течение всего времени их эксплуатации.

Целью данной работы является исследование седиментационной устойчивости суспензии МНА при добавлении в нее плавиковой кислоты.

Для эксперимента использовалась 1 % водная суспензия МНА, приготовленная по технологии, описанной в [6]. В качестве кислотной добавки использовалась 48% плавиковая кислота. Добавление кислоты к суспензии производилось десятикратными, равными порциями. Одна порция составляла 0,001 от объема суспензии.

Седиментационная устойчивость исследовалась по расслоению суспензии на прозрачную и непрозрачную фазы. Уровень расслоения (высота прозрачной фазы) замерялся через 15 и 30 минут. Данные периоды измерения были выбраны согласно технологическому режиму, описанному в работе [10]. После истечения каждого из периодов

времени, высота образовавшейся прозрачной фазы измерялась с помощью шкалы нанесенной на прозрачную емкость с суспензией. Погрешность измерения составляла 0,5 мм.

Относительная величина расслоения суспензии в процентном соотношении рассчитывалась по формуле:

$$x = \frac{H_i}{H_0} \cdot 100\%,$$

где H_i – высота прозрачной фазы, мм; H_0 – высота столба суспензии с добавкой HF, мм.

Контроль pH суспензий производился pH-метром марки pH-150-МИ с электродом ЭСК-10603. Измерения производились относительно значений активности водорода.

Результаты вычислений расслоения и измерения pH суспензий приведены в табл. 1.

Таблица 1

Суспензия МНА (1 %), объемные части	HF, объемные части	pH, при 23˚С	Расслоение суспензии через 15 минут, %	Расслоение суспензии через 30 минут, %
1	0,011	7,5	0	0
	0,012	7	0	0
	0,013	6,5	0	3
	0,014	5,8	0	5
	0,015	5,4	3	8
	0,016	4,8	7,5	12,5
	0,017	3,8	10	20
	0,018	3	15	23
	0,019	2,8	18	30
	0,02	2,6	20	35

Как показали экспериментальные данные, приведенные в табл. 1, pH суспензии показывает кислую реакцию при очень низких концентрациях HF. При добавлении в 1 объемную часть суспензии всего лишь 0,02 объемных частей плавиковой кислоты выводит pH суспензии на уровень 2,6 (3-я колонка табл. 1). В такой среде суспензия расслаивается на десятки процентов в течение 15–30 минут, что становится проблемой в использовании ее в длительных технологических процессах.

Анализ концентрационных кривых расслоения суспензии, приведенных на рис. 1, показал различие в агрегатировании (укрупнении) частиц МНА в разные промежутки времени. Для удобства седиментационные кривые рисунка 1 были представлены прямыми линиями. По углу наклона прямых можно судить о скорости седиментации, а значит и скорости укрупнения частиц порошка в суспензии. Прямые линии хорошо ложатся на седиментационные кривые вплоть до концентрации HF, равной 0,016 объемных частей. Тангенс угла наклона обеих прямых в пределах погрешности одинаков. Прямые линии в данном концентрационном диапазоне сдвинуты друг относительно друга на постоянную величину, что вполне естественно из-за разного, но постоянного, времени оседания столба суспензии. Начиная с концентрации HF, превышающей 0,016 объемных частей, седиментационные кривые расходятся друг от друга, стремясь каждая к своему предельному значению, не равному 100 % (на графике не показано). Т.е. в кислых средах в осадке появляются пространственные структуры из порошка, не позволяющие порошку образовывать плотные осадки из крупных прочных частиц.

Кривые седиментации, снятые после механической обработки (интенсивное встряхивание или перемешивание) исследованных суспензий, показали примерно первоначальный их ход. Это свидетельствует, что укрупнение частиц МНА в кислых средах происходит под воздействием непрочных связей через прослойки жидкости.

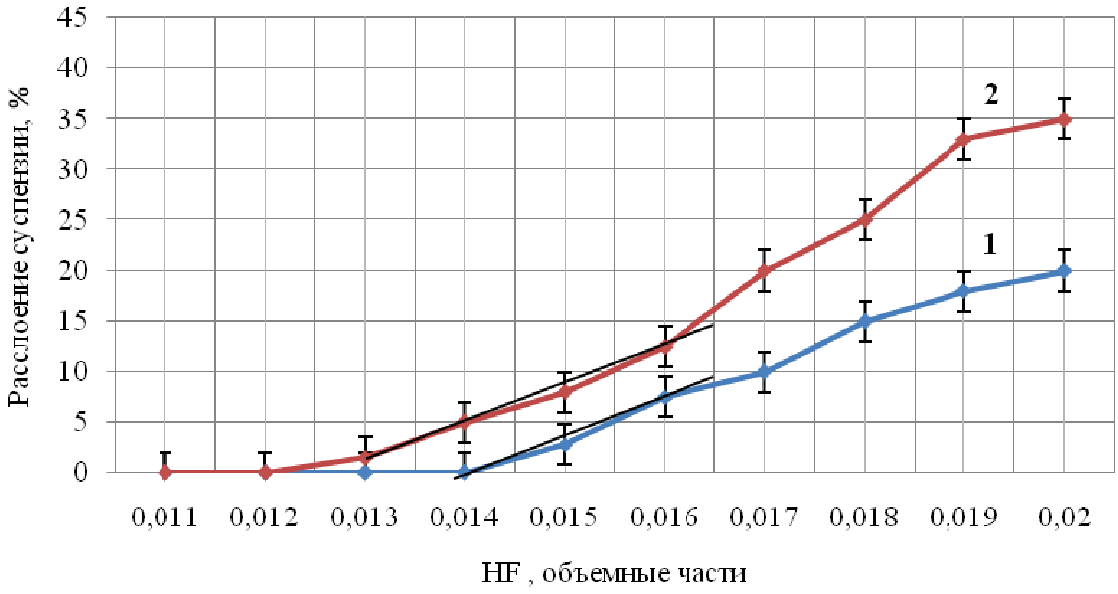


Рис. 1. Кривые седиментативной устойчивости суспензии МНА с добавками HF, снятые через 15 минут (кривая 1) и через 30 минут (кривая 2)

Проведенные исследования показали седиментационную неустойчивость порошка МНА в кислых средах. Если использовать данный порошок в технологических процессах, которые длятся не более 15 минут, то pH суспензии не должна превышать 5,4. При этом объемная концентрация плавиковой кислоты составляет величину не более 0,015 объемных частей к единице объема суспензии. Для более длительных технологических процессов, например в 30 мин, седиментационная устойчивость суспензии МНА обеспечивается при еще более низких концентрациях плавиковой кислоты (0,012 объемных частей к единице объема суспензии). Однако, введение в технологический процесс элементов механического, ультразвукового перемешивания суспензии МНА позволит использовать ее в значительно большие промежутки времени.

Данные исследования можно применить в электрохимии для изготовления электролита с содержанием МНА.

Список литературы

1. Долматов В. Ю. // Сверхтвердые материалы. – 2010. – № 1. – С. 19–28.
2. Юзова В. А., Семенова О. В. // Известия вузов. Электроника. – 2001. – № 2. – С. 95–96.
3. Сресселли О. М., Горячев Д. Н., Осипов В. Ю., Беляков Л. В., Вуль С. П., Серенков И. Т., Сахаров В. И., Вуль А. Я. // ФТП. – 2002. – Т. 36. – С. 604.
4. Aleksenskiy A. E., Eydelman E. D., Vul' A. Ya. // Nanosci. Nanotechnol.Lett. – 2011. – V. 3. – P. 68.
5. Бондарь В. С., Пузырь А. П. // ФТТ. – 2004. – Т. 46. – С. 698.
6. Пузырь А. П., Бондарь В. С. // Патент RU 2252192 C2. МПКС01 B36/06. БИ 2005. № 15.
7. Готра З. Ю. Технология микроэлектронных устройств: справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 528 с.: ил.
8. Павлов С. И., Кириленко Д. А., Нащекин А. В., Соколов Р. В., Конников С. Г. // Письма в ЖТФ. – 2015. – Т. 41. – Вып. 4. – С. 33–40.
9. Юзова В. А., Левицкий А. А., Харлашин П. А. // Журн. Сиб. федер. ун-та. Сер. Техника и технологии. – 2014. – Т.4. – С. 92.
10. Юзова В. А., Пузырь А. П. // Письма в ЖТФ. – 2008. – Т. 34. – В. 10. – С. 34.

ПРОБЛЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ УСТОЙЧИВОСТИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Г. Я. Михальченко, С. Г. Михальченко, Д. С. Муликов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: kpe-tusur@yandex.ru

Обсуждаются современные проблемы определения границ устойчивости режимов функционирования нелинейных импульсных систем силовой электроники. Приведена сравнительная оценка анализа динамики нелинейных импульсных систем с традиционными методами исследований, описываемых линейными дифференциальными уравнениями. Рассматриваются результаты математического моделирования замкнутых систем регулирования напряжений и токов.

Линейные системы автоматического регулирования (САР), в основе которых лежит теория устойчивости Ляпунова, с точки зрения динамики, характеризуются: понятием система устойчива или неустойчива, а также переходными процессами и их качественными (периодический или колебательный процесс) и количественными характеристиками (быстродействие, перерегулирование, затухание и др.).

В основе анализа устойчивости по Ляпунову и его первого метода в частности, положен расчет корней характеристических уравнений возмущенного движения и установлено, что если корни основной матрицы системы находятся внутри единичного круга, то последняя устойчива и наоборот. С целью снижения трудоемкости проектирования замкнутых САР на основе методов Ляпунова А. М. разработаны и успешно используются для анализа линейных систем косвенные оценки динамики систем, в том числе по определению устойчивости – алгебраические и частотные критерии, которые позволяют ускоренно оценивать корни характеристических уравнений, строить амплитудно- и фазочастотные характеристики (АФЧХ) и по этим косвенным критериям рассчитывать границы областей устойчивости системы в рассматриваемой области параметров. Применительно к этим критериям эмпирическим путем установлены необходимые запасы устойчивости по амплитуде и фазе частотных характеристик, определены типы желаемых АФЧХ, при которых достигается тот или другой вид оптимизации переходных характеристик (технический, симметричный оптимум и др.). Примечательно, что эта информация о динамике линейных систем является необходимой и достаточной, т. е. полной.

Совершенно иная эволюция развития динамики характерна для импульсных САР, особенно быстродействующих источников питания, которые описываются нелинейными системами дифференциальных уравнений с разрывными компонентами. Наблюдаемые при этом динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем. В практической деятельности специалистам, как правило, приходится работать с нелинейными импульсными системами электропитания, а вот здесь они неизбежно сталкиваются с динамическими процессами, которые невозможно адекватно трактовать в рамках «линейного мышления». Более того, известные пакеты автоматизированного проектирования так же используют частотные критерии определения устойчивости, которые могут давать правильную оценку динамическим свойствам в «малом» только робастным системам.

Изложенные соображения давно привлекают исследователей в области физики нелинейных колебаний. Математический аппарат, применительно к импульсным системам электропитания, разрабатывается нами (с 1986 года) и другими отечественными и зарубежными ведущими школами [1–3].

Накопленный авторами опыт анализа динамических режимов источников электропитания с различными видами модуляции может быть представлен следующим алгоритмом анализа динамических режимов нелинейных импульсных систем.

1. Необходимо отказаться от понятия ***устойчива или неустойчива система***, а руководствоваться понятием устойчив или неустойчив ***периодический режим***, поскольку в нелинейных системах одновременно существуют и являются устойчивыми и неустойчивыми большое число режимов – нормальный проектный и аномальные режимы: ***периодические (субгармонические); квазипериодические; хаотические.*** Размах колебаний последних всегда ограничен глобальными нелинейностями типа «насыщение». Это условие «ограничение размаха колебаний» выполняется пока прочность электрорадиоэлементов не позволяет высвободится накопленной в реактивных элементах энергии. В противном случае аномальная динамика неизбежно сопровождается выходом аппаратуры из строя или, а при больших запасах энергии - техногенными катастрофами.

2. В работах Л. С. Понтрягина установлено, что основные процессы эволюции динамических режимов кусочно-непрерывных дифференциальных уравнений (ДУ) второго порядка определяют основной характер динамики сложной системы, а нелинейности и постоянные времени уравнений более высоких порядков приводят лишь к трансформации основных «черт» динамики, не оказывая значимого влияния на топологию общей картины. Это уникальное свойство позволяет при формировании основных допущений, в процессе построения схем замещения нелинейных импульсных систем электропитания, учитывать, глобальные нелинейности и глобальные (доминирующие) постоянные времени не выше второго порядка.

3. Тонкие нелинейности источника питания с импульсной модуляцией определяют индивидуальные свойства динамики различных видов модуляции и, следовательно, определяют структуру распределения областей существования различных динамических режимов.

Направленность численно-аналитических и имитационных экспериментов по анализу нелинейной динамики импульсно-модуляционного источника питания должна, по мнению авторов, определяться следующим поэтапным наращиванием абстракции:

а) переходом от расчетов мгновенных значений установившегося режима к анализу точечного отображения (Пуанкаре), которое позволяет понять неединственность существования различных устойчивых периодических режимов, сделать оценку эволюции развития устойчивых и неустойчивых колебаний. Кроме того, анализ бифуркационных диаграмм (БД) позволяет оценить размах этих колебаний, выявить тип и характер бифуркационной смены режимов, то есть провести бифуркационный анализ;

б) переходом от расчетов БД к топологическому анализу областей существования периодических режимов, их пересекающихся множеств и установить связь смены режимов с величиной возмущающих воздействий;

в) созданием методики построения аналитических зависимостей определения критических в бифуркационном смысле значений параметров, с целью предоставления разработчику простых и понятных косвенных оценок границ устойчивости проектного режима нелинейной системы, но уже с точки зрения эволюции режимов нелинейных импульсных систем.

Основные виды широтно-импульсной модуляции, используемые в современных системах автоматического управления различного назначения, приведены в табл. 1.

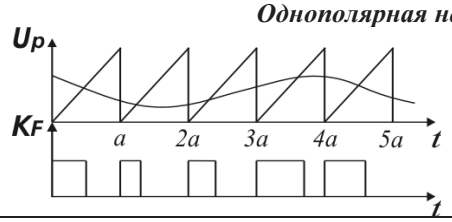
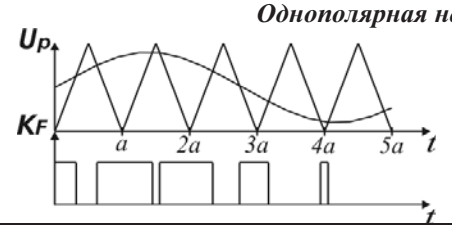
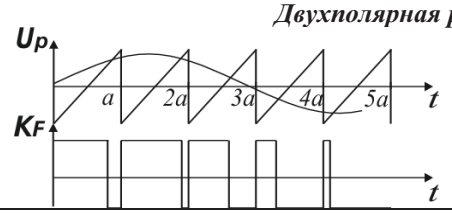
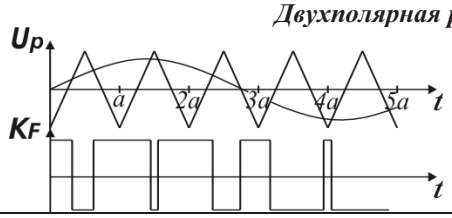
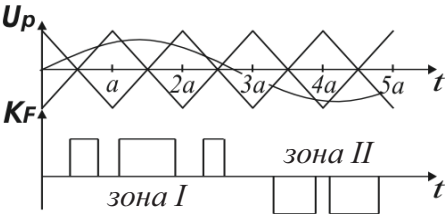
Динамическая модель непрерывной части схемы замещения базовых типов преобразователей описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dfrac{d\boldsymbol{X}}{dt} = \boldsymbol{A}\left(K_F, \boldsymbol{X}\right) \cdot \boldsymbol{X} + \boldsymbol{B}\left(K_F, \boldsymbol{X}\right); \quad \boldsymbol{X}\left(t_0\right) = \boldsymbol{X}_0. \end{cases} \tag{1}$$

Вектор неизвестных $\boldsymbol{X}$ описывает основные переменные состояния системы. Решение системы (1) ищется в виде периодического движения $\boldsymbol{X}(t)=\boldsymbol{X}(t+\tau)$. Здесь $\boldsymbol{A}$ - матрица линейной части; $\boldsymbol{B}$ – нелинейный вектор вынуждающих воздействий, нелинейность которого носит разрывный характер, определяемый видом коммутационной функции $K_F(\xi)$, зависящим от конкретного вида импульсной модуляции и от функции обратной связи $\xi(\mathbf{X},t)$, которая, в свою очередь, определяется как разностное уравнение, в котором сигнал ошибки регулирования U_{ER} сравнивается с развертывающим напряжением U_P определенного вида.

Таблица 1

Коммутационные функции основных типов ШИМ второго рода

Временные диаграммы формирования импульсной последовательности	Математическая модель коммутационной функции $K_F(\xi)$, где $\xi(t)=U_{ER}(X,t)-U_P(t)$
Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-1)	
	$K_F(\xi)=\frac{1}{2}(1+Sign(\xi));$ $U_P(t)=U_{ОП}\left(\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right)$
Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-2)	
	$K_F(\xi)=\frac{1}{2}(1+Sign(\xi));$ $U_P(t)=\frac{1}{2}U_{ОП}\left(1+(-1)^k-2(-1)^k\left(\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right)\right)$
Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-1)	
	$K_F(\xi)=Sign(\xi);$ $U_P(t)=U_{ОП}\left(-\frac{1}{2}+\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right)$
Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-2)	
	$K_F(\xi)=Sign(\xi);$ $U_P(t)=(-1)^k\,U_{ОП}\left(\frac{1}{2}-\left(\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right)\right)$
Однополярная реверсивная модуляция (ОРМ)	
	$K_F(\xi_1,\xi_2)=\frac{1}{2}\cdot(Sign(\xi_1)+Sign(\xi_2));$ $U_{PH}(t)=U_{ОП}\left(-\frac{1}{2}+\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right);$ $U_{PП}(t)=-U_{ОП}\left(-\frac{1}{2}+\frac{t}{a}-E_1\left(\frac{t}{a}\right)\right)$

Законы формирования импульсов напряжения на входе фильтра импульсным преобразователем с коммутационной функцией KF описываются уравнениями в базисе

коммутационно-разрывных функций. В табл. 1 приведены математические модели коммутационных функций для различных видов ШИМ. Здесь же представлены временные диаграммы, позволяющие качественно оценить вид коммутационных функций, развертывающих напряжений и форму выходного напряжения импульсного регулятора для конкретного вида импульсной модуляции.

Общие сведения о динамике нелинейных импульсных систем

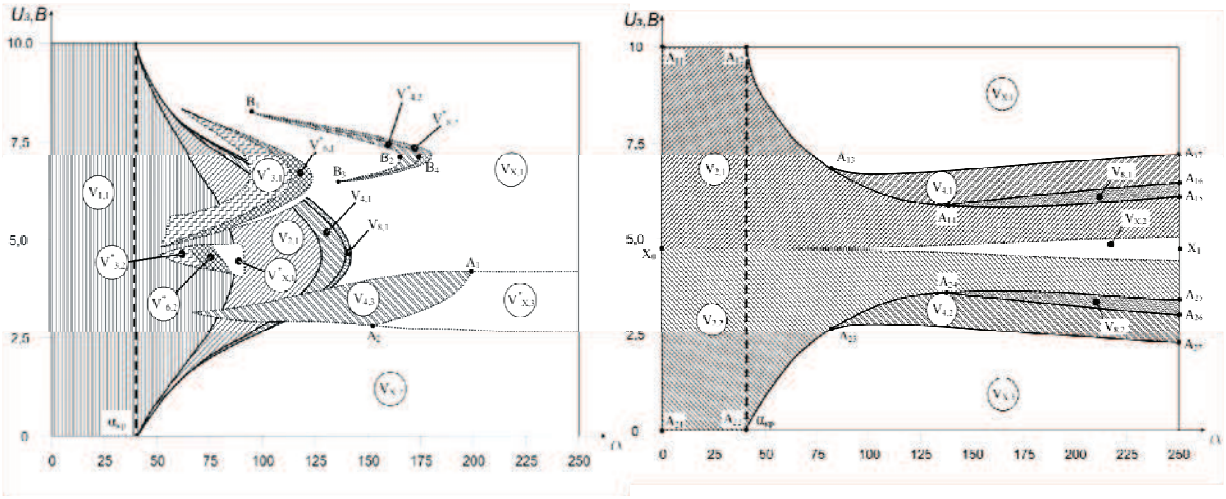
Основной особенностью математических моделей кусочно-непрерывных нелинейных импульсных систем, вида (1), является неединственность решения системы дифференциальных уравнений с разрывной правой частью, что находит свое выражение в особенностях разделения рассматриваемого фазового пространства на области устойчивости нормального (проектного) режима и области аномальной динамики. Традиционно такие области изображаются в пространстве параметров в виде так называемых *бифуркационных диаграмм* (рис. 1). Принципиальной является задача определить границ устойчивости проектного режима функционирования, всех возможных аномальных режимов и областей их взаимного пересечения [9–11, 16].

В качестве примера на рис. 1 представлены карты областей устойчивости однотактных преобразователей: понижающего типа – в области параметров $[U_З(t), \alpha]$ (рис. 1, *а* – ОНМ-1 и *б* – ОНМ-2); повышающего типа – ОНМ-1 в области параметров $[U_З(t), \alpha]$, рис. 1, *в* и $[U_{ВХ}(t), \alpha 2]$, рис. 3, *г* – инвертирующего типа.

Здесь штриховкой и символами $V_{m,j}$ отмечены области существования различных динамических режимов (индекс *m* обозначает *m*-цикл (*m*-периодическое движение), характерное для данной области, *j* – номер области на карте динамических режимов). Под *m-циклом* будем понимать, как в [3], отношение частоты квантования *f* широтно-импульсной модуляции к частоте субгармонического режима. В частности, область $V_{1,1}$ представляет собой область существования основного ($m = 1$) проектного режима. Незаштрихованные области V_X – соответствуют недетерминированным режимам функционирования преобразователя – квазипериодическим и хаотическим ($m \to \infty$). Особенностью диаграмм (рис. 1, *а*, *е*) является преобладание по всему диапазону регулирования сценария последовательных мягких удвоений периода, представляющего собой каскад бифуркационных переходов $V_{1,1} - V_{2,1} - V_{4,1} - V_{8,1} - \ldots - V_X$. Под мягким удвоением здесь понимается возникновение нового режима, амплитуда колебаний которого увеличивается плавно по мере увеличения коэффициента усиления пропорционального регулятора [3, 11].

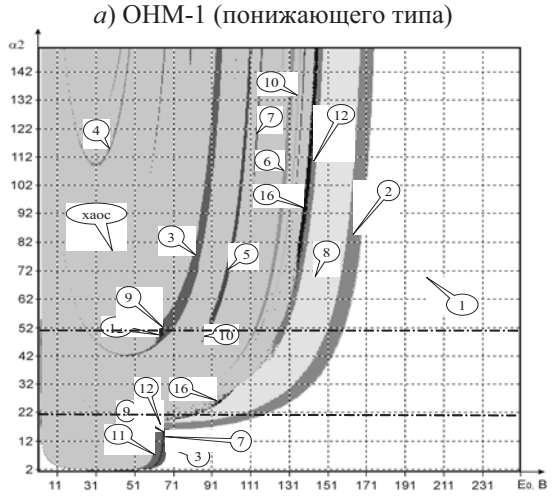
При малых значениях α периодическое решение, соответствующее области $V_{1,1}$ устойчиво и единственно. Однако с ростом параметра α появляются области, характеризующиеся жестким возникновением соответствующих периодических режимов со скачкообразным увеличением, примерно на порядок, размаха переменных составляющих. На рис. 1, *д*, *е* приведены карты областей устойчивости возможных режимов функционирования двухквадрантных преобразователей с двухсторонним обменом энергией ОРМ и ДРМ-2 в области параметров $[U_З(t), \alpha]$.

Представленные на рис. 1 различные движения отличаются разнообразием как по форме, так и по размаху амплитуды. По своим качественным и количественным показателям сигналы могут удовлетворять требуемым показателям качества преобразования электрической энергии, а движения аномальных зон несмотря на то, что являются периодическими, относятся к категории перенапряженных и могут приводить к выходу устройства из строя.

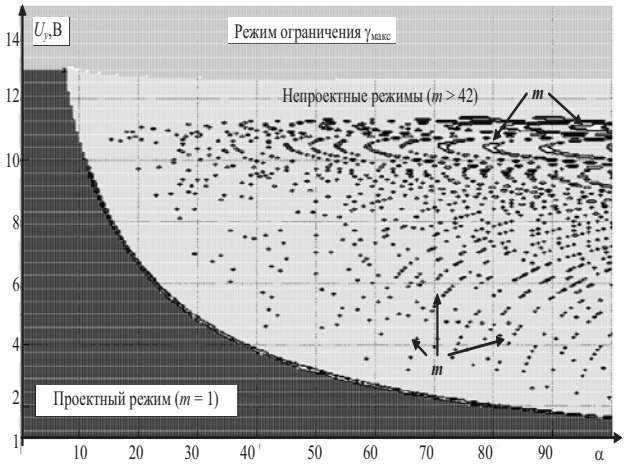


а) ОНМ-1 (понижающего типа)

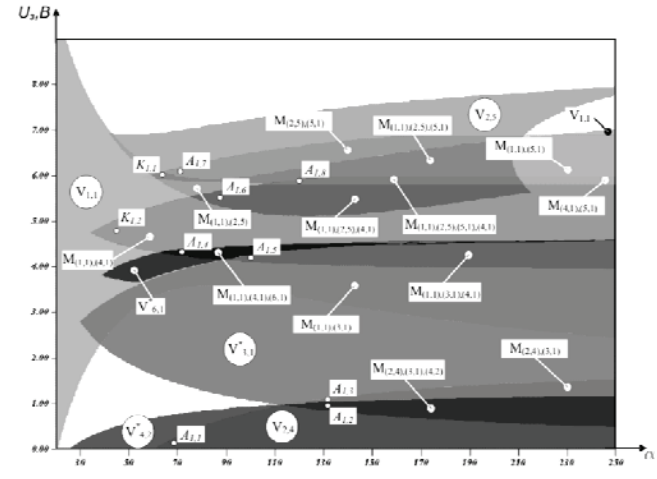
б) ОНМ-2 (понижающего типа)



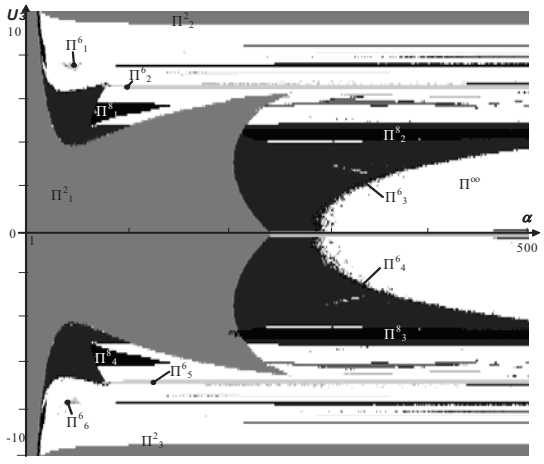
в) ОНМ-1 (повышающего типа)



г) ОНМ-1 (инвертирующего типа)



д) ОРМ



е) ДРМ-2

Рис. 1. Двухпараметрические бифуркационные диаграммы

Традиционно, по мере распространения теории косвенных методов определения устойчивости, преимущественно частотных, развивались и практические методы определения амплитудно-частотных характеристик – как наиболее наглядных и понятных способов оценки динамических свойств системы автоматического регулирования. Не-

смотря на то, что динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем, практика проверки спроектированных нелинейных импульсных систем до сих пор также базируется на определении амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик. Сюда относятся методы разомкнутого контура, более точные методы замкнутого контура, методы магнитной инжекции и др.

В процессе исследования бифуркационных диаграмм были обнаружены уникальные свойства поведения нелинейных импульсных систем на границе потери устойчивости проектного режима:

- это свойство «целочисленной синхронизации» с проектным режимом зарождающихся аномальных режимов ($m_i = N*m$), где $N = 2, 3, 4, 5\ldots$ – натуральный ряд чисел;

- это свойство потери устойчивости проектного режима при выходе мультипликаторов основной матрицы возмущенного решения за границы единичного круга, что реализуется в импульсных преобразователях гораздо раньше, нежели фаза выходного сигнала достигает 180 электрических градусов.

Эти свойства позволяют, при проведении проверки устойчивости, отказаться от вмешательства в схему спроектированного и изготовленного устройства, отказаться от создания дорогостоящего, узкополосного измерительного оборудования для построения АФЧХ, а использовать только традиционное измерительное и осциллографическое оборудование.

Выводы

Для использования результатов бифуркационного анализа динамических свойств нелинейных импульсных систем, характеризующихся индивидуальными для каждого вида импульсной модуляции чертами разделения фазового пространства, необходимо руководствоваться следующей последовательностью шагов.

1. При заданных параметрах непрерывной части системы (параметрах индуктивностей и емкостей выходного, а при наличии, и входного фильтра), а также структуры преобразователя, требуемых параметрах ПИД-регулятора, рассчитываются бифуркационные диаграммы в пространстве параметров: [$U_З$, α_i, $T_И$, $T_Д$]; [$U_{ВХ}$, α_i, $T_И$, $T_Д$]; [$U_{ВЫХ}$, α_i, $T_И$, $T_Д$], а также эти зависимости в конце срока активного существования преобразователя с учетом деградации параметров фильтров и корректирующих устройств.

2. По полученным аналитическим путем бифуркационным диаграммам рассчитываются границы областей устойчивости проектного режима в функции параметров [$\alpha_{кpi}$, $T_{Икр}$, $T_{Дкр}$].

Учитывая, что в последнее время системы управления импульсными преобразователями переведены на прямое цифровое управление, то и значения параметров ПИД-регуляторов [α_i, $T_И$, $T_Д$] будут оставаться неизменными в течение всего срока активного существования преобразователя.

Такая методика определения запасов устойчивости достаточно легко может быть автоматизирована. Для этого необходимо автоматизировать процесс измерения частоты и размаха колебаний переменной составляющей вектора переменных состояния, используя, например, программное обеспечение, разработанной в ТУСУР – САПР «DynamicCad».

Список литературы

1. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.

2. Кобзев А. В., Михальченко Г. Я., Музыченко Н. М. Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 с.

3. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко, А. А. Андриянов, С. Г. Михальченко. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.

4. Гавриш П. Е., Михальченко С. Г., Михальченко Г. Я. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора // Докл. Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 2 (13). – С. 103–109.

5. Гавриш П. Е., Михальченко Г. Я. Построение системы управления частотой вращения бесконтактного двигателя постоянного тока // Докл. Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 2 (32). – С. 303–307.

6. Михальченко Г. Я., Муликов Д. С. Режимы работы трехфазного активного выпрямителя двигателем // Электропитание. – 2014. – С. 50–53.

7. Андриянов А. И., Михальченко Г. Я. Сравнительная характеристика различных видов ШИМ по топологии областей существования периодических режимов // Электричество. – 2004. – № 12. – С. 46–54.

8. Андриянов А. И., Михальченко Г. Я. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения на базе однополярной реверсивной модуляции // Мехатроника, автоматизация и управление. – М., 2005. – № 1.

9. Tse, C. K. Flip Bifurcation and Chaos in Three-State Boost Switching Regulators, // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Theory and Applications. – Vol. CAS-41, No. 1. – Pp. 16–23. – Jan. 1994.

10. Баушев В. С., Жусубалиев Ж. Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. – 1992. – № 8. – С. 47–53.

11. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах / О. А. Алейников, В. С. Баушев, А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко // Электричество. – 1991. – № 4. – С. 16–21.

12. V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, “Analysis and control of paralleled dc/dc converters with current sharing,” IEEE Trans. Power Electron. – Vol. 13. – Pp. 635–644. – July 1998.

13. Jovanovic´ M. M., Crow D. E., and Lieu F. Y. A novel, low-cost implementation of ‘democratic’ load-current sharing of paralleled converter modules // IEEE Trans. Power Electron. – Vol. 11. – Pp. 604–611. – July 1996.

14. Panov Y., Rajagopalan J., and Lee F. C. Analysis and design of N paralleled converters with master-slave current-sharing control // in Proc. IEEE APEC’97. – 1997. – Pp. 436–442.

15. Iu H. H. C. and Tse C. K. Bifurcation Behavior in Parallel-Connected Buck Converters // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – Vol. 48. – Pp. 233–240. – Feb. 2001.

16. Zhanybai T. Zhusubaliyev, Erik Mosekilde, Alexey I. Andriyanov, Gennady Ja. Michalchenko. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters / Electronics. – 2013. – 2, 113-167/ ISSN 2079-9292.

ЭФФЕКТИВНАЯ МЕТОДОЛОГИЯ РЕМОНТА ВСТРОЕННЫХ УСТРОЙСТВ

В. К. Саргсян, Г. Г. Казеннов (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Национальный исследовательский университет МИЭТ»
124498, *г. Зеленоград, 4806-й пр., 5*
E-mail: s.vrezh@gmail.com

С развитием методов проектирования и возможностями производства СБИС, все более сложными становятся процессы тестирования и ремонта встроенных устройств. В работе представлена эффективная методология проектирования инфраструктуры, обеспечивающей ремонт встроенных устройств.

Традиционные подходы ремонта встроенных устройств систем на кристалле (СнК), использующие внешние оборудования тестирования и ремонта, не могут эффективно решать вопросы ремонта [1]. Для оптимизации тестирования и ремонта осуществляется внедрение инфраструктур, обеспечивающих эффективное тестирование и ремонт (Infrastructure IP, I-IP) [2]. Однако диагностика и ремонт встроенных устройств на системном уровне вызывают ряд трудностей, каковыми являются, например, автоматизация, интеграция разных инфраструктур, обеспечивающих ремонт встроенных устройств СнК. В недалеком прошлом поставщики IP-блоков (Intellectual property) разрабатывали специфические инфраструктуры тестирования и ремонта для каждого определенного устройства. Но такой подход применим только тогда, когда СнК проектируется IP-блоками одного поставщика. В случаях, когда СнК разрабатывается на основе IP-блоков разных поставщиков, возникают вопросы интегрирования разных инфраструктур, обеспечивающих диагностику и ремонт встроенных устройств. Это вызвало необходимость поиска стандартизации встроенного тестирования и ремонта. Один из выработанных стандартов – IEEE1500 – представляет собой масштабируемую стандартную архитектуру тестирования и ремонта встроенных устройств, обеспечивающую повторное использование и интеграцию инфраструктуры [3]. В настоящее время, в целях обеспечения более гибких и интегрируемых встроенных устройств, поставщики IP-блоков, как правило, поставляют устройства, обернутые интерфейсом тестирования. Встроенные в IP аппаратные структуры, охватывающие функциональные устройства и предназначенные для использования в качестве DFT-интерфейса, принято называть обертками или DFT-обертками (wrapper), а такие устройства – «обернутыми устройствами». Именно этот термин мы будем неоднократно использовать в данной работе, имея в виду функциональные устройства с IEEE1500-оберткой.

Наши предыдущие работы были посвящены исследованию и разработке инфраструктур, обеспечивающих ремонт встроенных устройств памяти. Учитывая эту практику, мы разработали универсальную инфраструктуру, обеспечивающую ремонт как устройств памяти, так и других встроенных обернутых устройств.

Ремонт встроенных обернутых устройств

Для тестирования обернутых цифровых и аналоговых устройств часто используются методы, аналогичные методам тестирования встроенных устройств памяти. Такими примерами являются схема BIST для ФАПЧ, O-BIST (oscillation-based built-in self-test) для аналоговых устройств и т. д. Помимо тестирования, в связи с неизбежными изменениями технологических процессов, напряжения, частоты и других параметров, в обернутых устройствах необходимы механизмы, позволяющие компенсировать эти изменения. Для этой цели, применяются так называемые схемы калибровки (calibration circuit). Встроенные схемы самокалибровки (self-calibration circuit) состоят из встроенного модуля измерения, обработки сигналов и регулировки параметров (напряжение, временные параметры и т. д.).

Процесс калибровки обернутых устройств на системном уровне похож на процесс ремонта устройств памяти. Здесь так же на системном уровне возникает проблема хранения калибровочной информации, а впоследствии, на этапе ремонта, и доставки этой информации [4, 5]. Как и при ремонте устройств памяти, здесь также нужно хранить информацию в энергонезависимом устройстве памяти. В данном случае для хранения информации был использован массив памяти электронного предохранителя (eFuse). Ниже приведена схема FCU_WC с вышеописанными операциями.

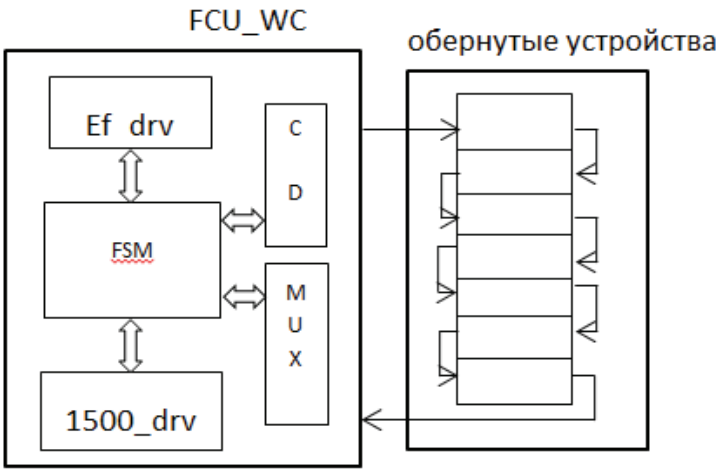


Рис. 1. Модуль FCU_WC, обеспечивающий ремонт обернутых устройств

Ef_drv – контроллер прожига, который осуществляет операции записи и чтения калибровочной информации. Модуль 1500_drv генерирует контролирующие сигналы по предусмотренному стандарту IEEE1500. Модуль CD – условный модуль, который может быть применен в том случае, когда калибровочная информация достаточно объемна. В этом случае, прежде чем данная информация будет записана в eFuse, она сначала подвергается компрессии. И наоборот, информация из eFuse отправляется в CD для декомпрессии, а затем в определенные регистры обернутых устройств. Модуль MUX осуществляет мультипликацию входных и выходных цепей. FSM является главным узлом, работающим в качестве контроллера и генерирующим руководящие сигналы.

В тестовом режиме эти устройства поочередно соединяются между собой, и осуществляется соответствующее действие тестирования/ремонта (рис. 1). Схема работает согласно стандарту IEEE1500. Рассмотрим работу схемы для сбора калибрационной информации. Она осуществляется в следующей очередности:

- В регистры команд 1500-обертк загружается инструкция, активирующий соответствующий регистр данных 1500-обертки (в данном случае активируется регистр «RPR_chain, repair chain»), хранящий калибрационную информацию.
- После этого осуществляется чтение калибрационной информации из обернутых устройств, то есть сканирование цепочек «RPR_chain», поочередно соединенных между собой.
- В конце, в регистры команд загружается инструкция BYPASS, который включается ремонтируемым устройством в функциональный режим.

Универсальная инфраструктура для ремонта неоднородных встроенных устройств

Как мы заметили, схема FCU_WC, спроектированная для реализации калибровку обернутых устройств, имеет много общего с блоком FCU, осуществляющим ремонт

устройств памяти [4, 5]. Учитывая эти сходства, мы соединили общие блоки данных модулей. Таким образом был спроектирован общий FCU_SH модуль (shared FCU), организующий системные операции ремонта как устройств памяти, так и других устройств (рис. 2).

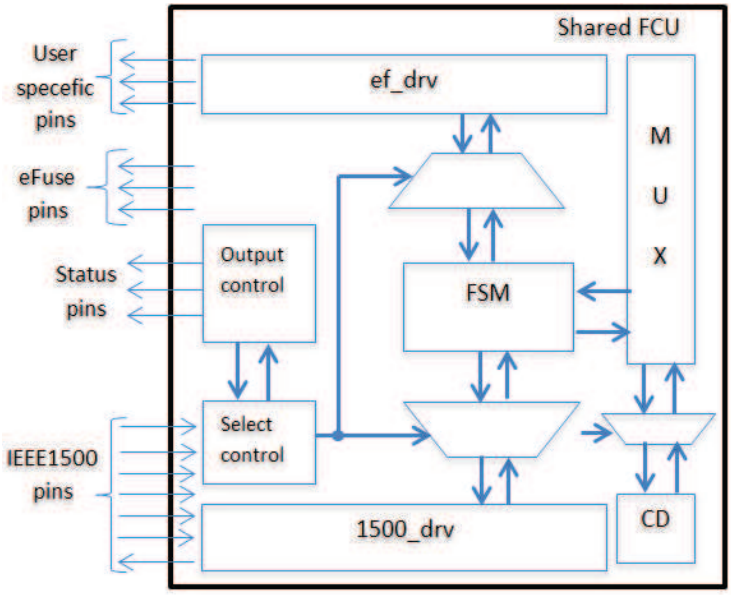


Рис. 2. Модуль FCU_SH

Здесь добавлена логическая схема, которая определяет ремонтируемое устройство (select control). Она представляет регистр данных, который получает свое значение после загрузки в регистр инструкций соответствующей команды. Таким образом, если в select_reg значение равно логическому нулю, все действия, осуществляемые с регистрами команд и данных, касаются групп устройств памяти, а в случае значения логического 1 – группам обернутых устройств. Здесь, в блоке FCU, к модулям «NVM», «IEEE driver» «CD» добавляется логика, осуществляющая мультиплексинг, которая также управляется содержанием регистра select_reg.

Результаты моделирования

Результаты моделирования показывают, что FCU_SH модуль эффективно осуществляет ремонт устройств памяти и других обернутых устройств. Как видно из сигнала shs_active, сначала осуществляется ремонт устройств памяти, а затем других обернутых устройств (рис. 3). Сигналы «rdy» и «fail» показывают статус соответствующего режима и статус окончания. В табл. 1 показаны результаты синтеза для трех схем. При проведении синтеза использовалась технологическая библиотека КМОП общего назначения с нормами 60 нм. Как видно, площадь схемы FCU_SH на 17 % меньше, чем суммарная площадь схемы FCU_WC (обернутых устройств) и FCU_MEM (устройств памяти).

Таблица 1

Результаты синтеза

Project type	Gate count	Area saving
FCU_MEM	497	-
FCU_WC	1015	-
FCU_SH	987	17.7 %

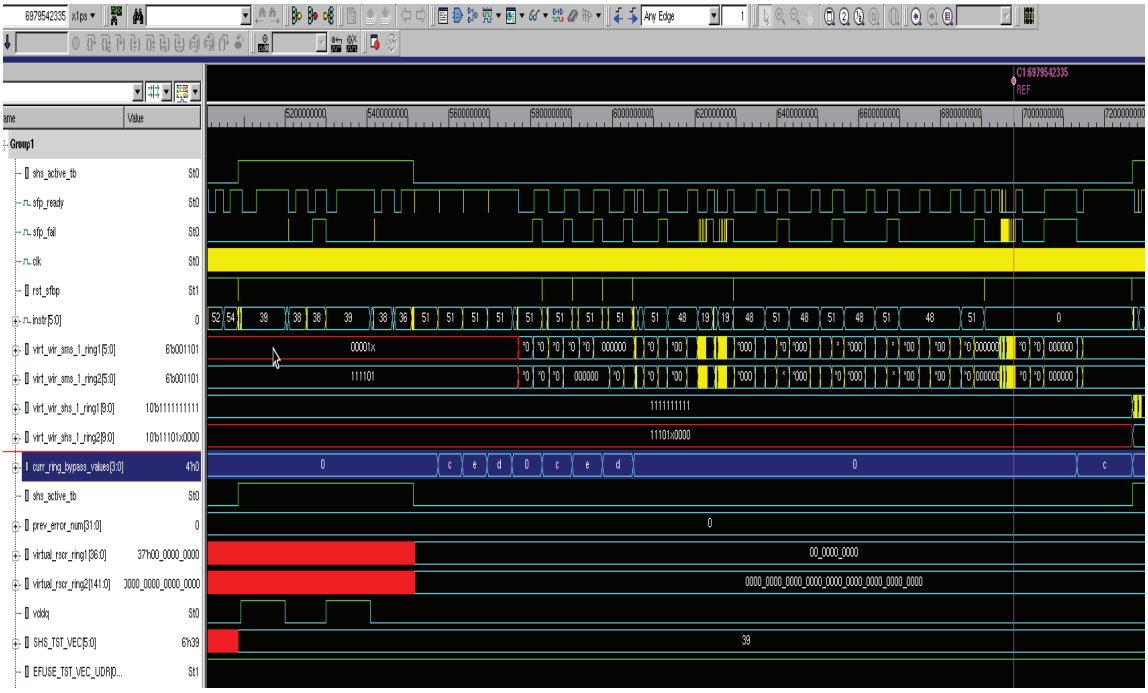


Рис. 2. Результаты моделирования

Заключение

В статье описан механизм организации ремонта неоднородных встроенных устройств СнК. Спроектирована схема FCU_SH, обеспечивающая ремонт различных встроенных устройств с IEEE1500-оберткой. Наши дальнейшие исследования будут сосредоточены на разработке методологии автоматизации проектирования универсальной схемы, обеспечивающей ремонт встроенных устройств.

Список литературы

1. 2003 technology roadmap for semiconductors / D. Edenfeld, A. B. Kahng, M. Rodgers, Y. Zorian // IEEE Computer. – Vol. 37, no. 1. – P. 47–56. – January 2004.

2. Zorian Y., Shoukourian S. Embedded-Memory Test and Repair: Infrastructure IP for SoC Yield // IEEE Design and Test of Computers. – 2003. – P.. 58–66.

3. IEEE1500 Web Site. http://grouper.ieee.org/groups/1500/

4. Vrezh Sargsyan. An Efficient Signature Loading Mechanism for Memory Repair // East-West Design & Test Symposium (EWDTS). – Kiev, 2014.

5. Саргсян В. К. // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ». – Вып. No2. – Март-апрель 2014.

ОСНОВНЫЕ СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ МЕЖСЛОЙНЫХ СОЕДИНЕНИЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ 3D-МОДУЛЯХ

И. С. Трухина, С. И. Трегубов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАУО ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: irina_truhina94@mail.ru

Для дальнейшего повышения степени интеграции микросхем необходимо совершить переход от традиционной двумерной технологии к технологиям объемной компоновки. Трехмерные интегральные схемы обеспечивают минимальные размеры и максимальное быстродействие, с одновременным повышением уровня функциональности. Увеличение плотности 3*D*-модулей возможно за счет вертикального расположения элементов, между которыми формируются межслойные соединения. Данная статья посвящена обзору современных методов создания соединений между слоями полупроводниковых многокристальных систем.

3*D*-интеграция предусматривает создание на кристалле различных функциональных слоев. Это достаточно просто рассмотреть на примере построения структуры ЭВМ. Например, первый слой состоит из блоков ввода-вывода, АЦП, датчиков, второй – схемы памяти, третий – считывающие устройства, логические схемы, процессор (рис. 1).

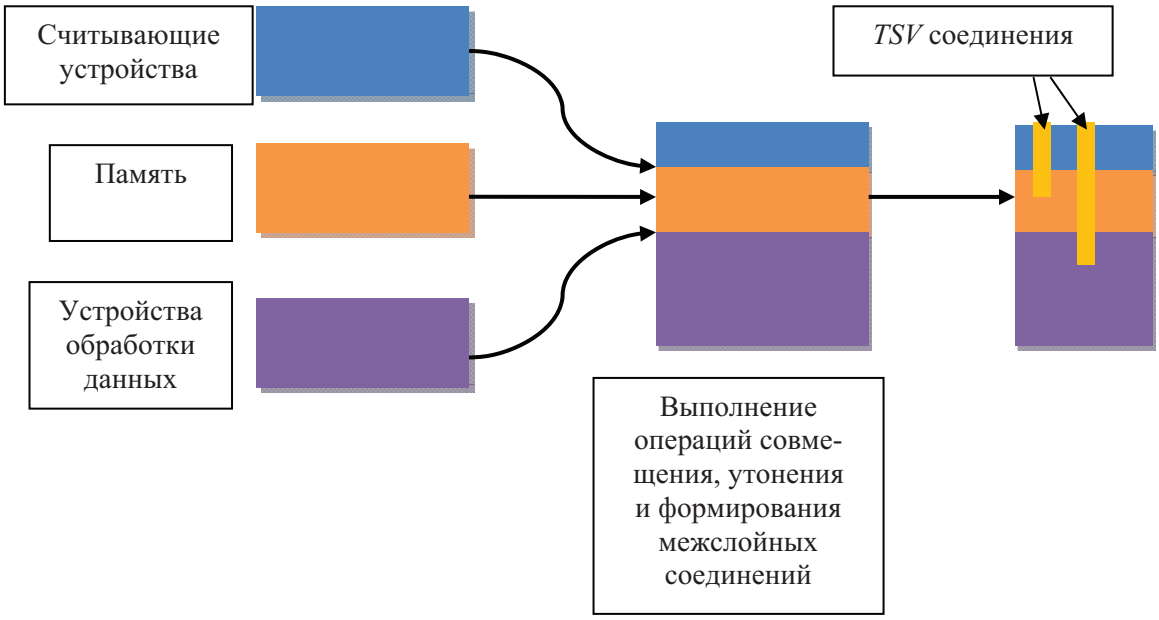


Рис. 1. Общая схема создания 3*D*-кристалла

На данный момент существует несколько возможных типов 3*D*-интеграции, один из которых интеграция кристаллов. Этот тип интеграции может быть осуществлен несколькими способами:

- метод перевернутого кристалла (*flip chip*) с разваркой выводов;
- сквозные отверстия «через кремний» (*TSV – through-silicon-via*);
- присоединение кристаллов к пластине (*D2W – die-to-wafer*).

Технология *flip chip* представляет собой присоединение полупроводникового кристалла на подложку активной стороной вниз, т. е. перевернутым (рис. 2). Выводы выполняются в виде металлических шариков или столбиков металла (например, из золота или меди), припоя или металлических контактных площадок. Присоединение кристаллов может осуществляться с помощью ультразвуковой и термозвуковой сварки, проводящих

клеев, пайки оплавлением. Недостатки данной технологии заключаются в трудности герметизации матрицы контактных площадок и в ухудшении тепловых характеристик, по сравнению с кристаллом присоединенным обычным методом. Основными преимуществами являются возможность матричного расположения контактных площадок и минимальная величина индуктивности соединений, за счет уменьшения их протяженности.

Данная технология используется для создания таких сборок как «система в корпусе» (*System-in-Package*) и «корпус на корпусе» (*Package-on-Package*). Трехмерные сборки типа *SiP* и *PoP* находят применение в смартфонах, планшетах, видеокартах и т. д.

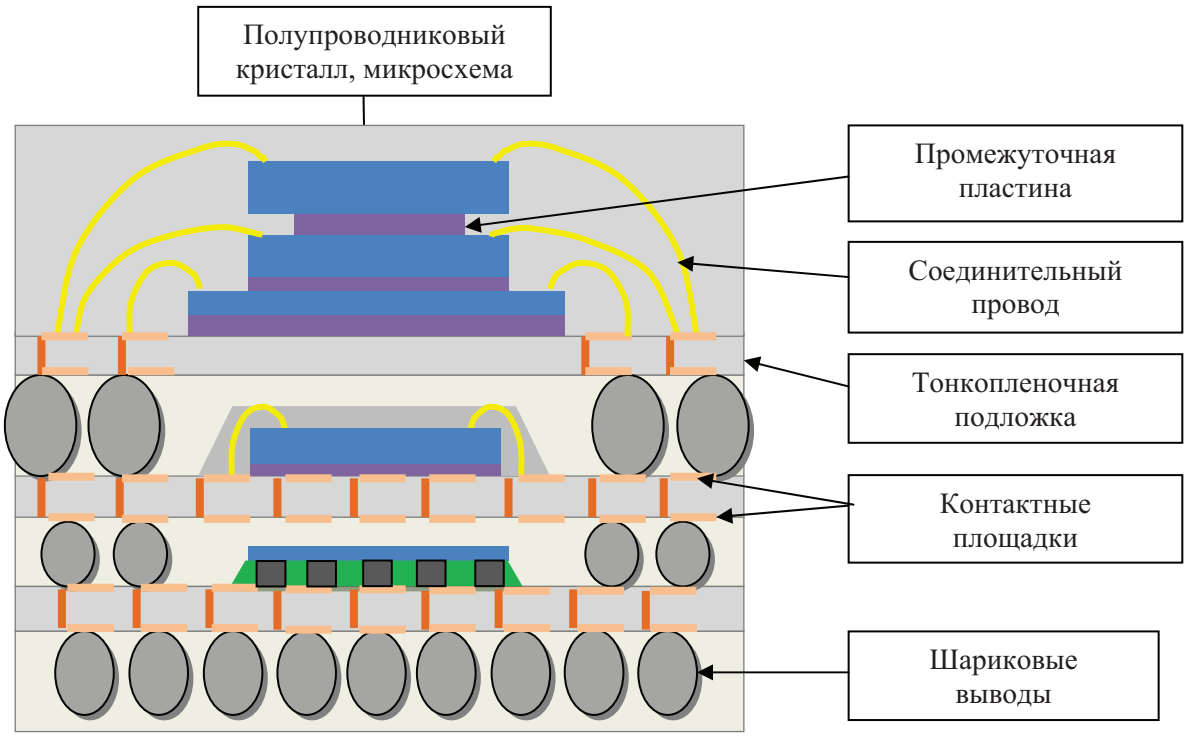


Рис. 2. Трехмерная сборка «система в корпусе» *SiP*

Следующий способ объединения кристаллов заключается в использовании отверстий «сквозь кремний» (рис. 3). Процесс создания *TSV*-межсоединения довольно сложен. Самая простая операция этого процесса – создание сквозного отверстия с помощью лазерной прошивки или глубокого ионного травления. Сквозные отверстия могут либо заполняться металлом, либо металл может осаждаться на боковые поверхности отверстия. Для заполнения или осаждения отверстия может также использоваться легированный кремний. Однако термообработка при осаждении металла может привести к механическому напряжению подложки, "всплыванию" сквозного соединения, а иногда и к его дефекту, что усложняет создание данного типа межсоединения полупроводниковых кристаллов. Исследования показали, что вольфрам имеет наилучшее согласование с температурным коэффициентом расширения кремния. За счет этого вольфрамовые отверстия вызывают наименьшие механические напряжения, что уменьшает вероятность растрескивания кремния. Но толщина вольфрамовой пленки не должна превышать нескольких микрометров. Процесс создания таких пленок довольно сложен, поэтому изготовители предпочитают использовать низкоомную медь.

Плотность *TSV*-межсоединений зависит от точности совмещения пластин, которая сейчас не превышает 1 мкм.

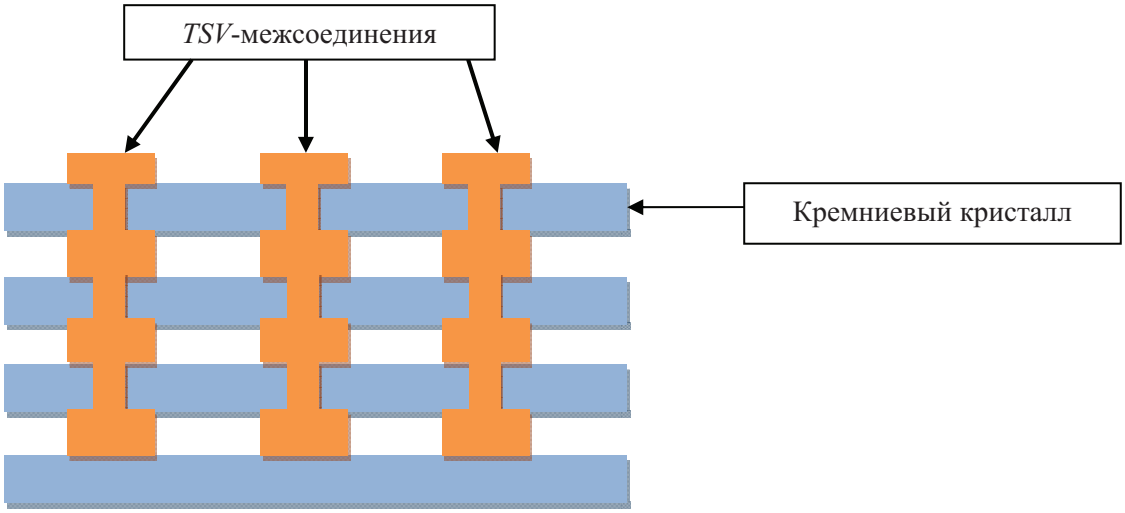


Рис. 3. Сквозные межслойные соединения

Еще один метод 3*D*-интеграции кристаллов – это присоединение кристаллов к пластине (*Die-to-Wafer*, *D2W*). Для получения электрических контактов используются *TSV*-соединения или разварка выводов. Путем размещения на пластине нескольких кристаллов меньших размеров можно реализовать 3*D*-систему на кристалле.

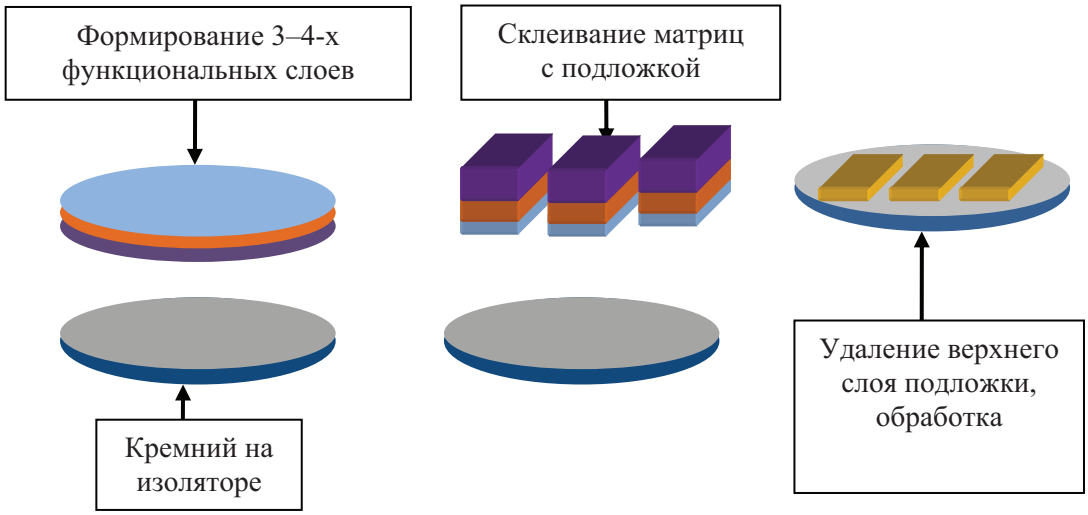


Рис. 4. Метод присоединения кристаллов к пластине

Таким образом, объединение слоев различных кристаллов – это важный этап перехода к 3*D*-интеграции. Недостатком межслойных соединений является сложность исполнения, но применение таких соединений позволит создать устройства с более высоким уровнем быстродействия и функциональности, а также позволит уменьшить габариты и энергопотребление.

Список литературы

1. Аракелян В. А. Науковедение // Трехмерная интеграция и задачи для систем автоматизированного проектирования. – 2014. – № 2. – С. 2–6.

2. Силовая электроника / Д. Барбарчук, С. Волкенштейн, В. Ланин, И. Петухов // Технологические особенности монтажа Flip-Chip. – 2010. – № 4.

3. Юдинцев В. Новые технологии // Трехмерная кремниевая технология. – 2011. – № 4. – С. 70–75 ; № 5. – С. 96–103.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ПРОБЛЕМА ВНЕДРЕНИЯ *CAM*-СИСТЕМ В ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ ПРОЦЕСС

К. О. Похабов, С. И. Трегубов (научный руководитель)

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

Описаны способы взаимодействия *CAD*-*CAM* и *CAM*-станок с ЧПУ, *CAD*-станок ЧПУ. Приведены критерии выбора *CAM*-систем. Рассмотрены преимущества различных *CAM*-систем, проведено сравнение их работы с *CAD*-приложениями. Предложена наиболее оптимальная структура взаимодействия.

На сегодняшний день невозможно представить современное производство без использования *CAD*/*CAM* систем. Для их максимально эффективного применения необходимо, чтобы данные программные пакеты могли беспрепятственно «общаться» друг с другом. Для такого взаимодействие могло осуществляться необходимо грамотно подходить к проблемы выбора данных программных продуктов.

Особенно остро стоит проблема для небольших предприятий, которые не могут позволить себе приобретение одновременно нескольких программных продуктов.

Взаимодействия между *CAD* – станок с ЧПУ, может развиваться по двум направлениям – это представлено на рис. 1.

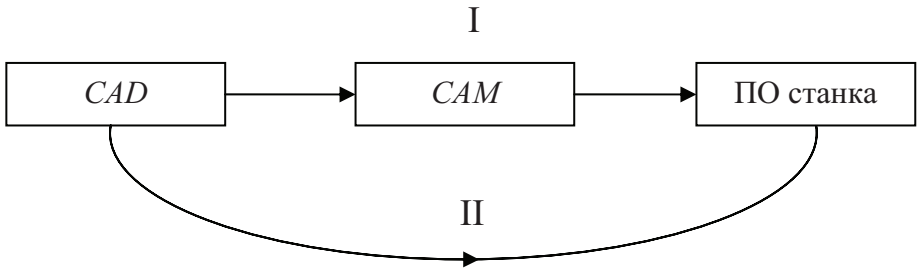


Рис. 1. Способы взаимодействия CAD систем и станка с ЧПУ

Для корректной работы должно быть грамотно настроена передача данных из одной системы в другую, в противном случае могут возникнуть следующие проблемы:

- ограниченными возможностями (или с отсутствием) трансляторов, которые должны обеспечивать обмен данными;
- потерей информации при преобразовании её из одного математического представления в другое;
- разной трактовкой правил записи и чтения форматов файлов;
- разными версиями форматов файлов и трансляторов.

Перечисленные проблемы приводят к повышению количества ошибок при проектировании, увеличению сроков подготовки производства и т. д., что влечет за собой заметные экономические потери и существенным образом сказывается на себестоимости продукции.

Поскольку каждое ПО имеет определенные форматы сохранения данных, необходимо знать, какие возможности предоставляет каждый формат, какие форматы хранения данных «понимает» пакет, в который передаются данные, и какие потери получатся при передаче информации из одного программного пакета в другой при применении данного формата хранения данных.

Таким образом, главными факторами при выборе *CAM* системы являются:

- тип проектируемой операции (токарная, фрезерная и т. п.);
- широкая библиотечная база, включающая используемое оборудование и инструмент;
- способность автоматически рассчитывать режимы резания и припуска на механическую обработку;
- способность автоматически подбирать инструмент;
- наличие многоосевой обработки;
- совместимость *CAD* и *CAM*–приложения;
- наличие ПК, способного по своим системным параметрам рассчитать и создать траектории движения инструмента, ПО для станка с ЧПУ.
- наличие системы ЧПУ понимающей *G*–код.

Также возможен вариант прямого взаимодействия CAD-системы и станка. Многие станки содержат свое ПО, и они могут заменить CAM-систему, на рис. 1 римская цифра II. Требования к передаче информации для способов I и II совпадают.

Станки с ЧПУ можно разделить на виды в зависимости от типа постпроцессора, которыми они обладают. Постпроцессор - это программный модуль, предназначенный для преобразования управляющей траектории, сформированной *CAM*-системой в управляющую программу для конкретного станка с ЧПУ с учетом особенностей его кинематики; он бывает внешний и встроенный.

Внешний постпроцессор позволяет получить промежуточный файл *CL-DATA* и работает непосредственно только с ним. Файл *CL-DATA* выдается *CAM*-системой через специальную команду экспорта управляющей траектории. Следовательно, работа внешнего постпроцессора автономна, и не привязана к определенной *CAM*-системе.

Преимуществом внешнего постпроцессора является то, что он настраивается только один раз на конкретный станок. Данный тип постпроцессора не привязывается к конкретной CAM-системе. Этот фактор имеет значение, если при создании программ для одного и того же станка на предприятии используются различные *CAM*-системы. Такая ситуация очень часто встречается на крупных предприятиях. Кроме того, поскольку постпроцессор не создается индивидуально для каждой *CAM*-системы, а настраивается только на конкретный станок, то он, как правило, есть готовый, вследствие чего снижается его стоимость.

Встроенный постпроцессор может обращаться к базам данных производства и *PDM*-системе (*PDM – Product Data Management*), что позволяет заложить в него сложную технологическую логику и быстро генерировать сложные программы обработки. Внешний постпроцессор в этом смысле более ограничен, чем встроенный. При создании программ обработки с большим количеством операций (20 и более), или программ многоосевой обработки такая технологическая логика в постпроцессоре становится просто необходимой, и внешний постпроцессор уже не может справиться с данной задачей.

Выбор *CAM* приложения будет зависеть от *CAD* системы. Наиболее распространёнными *CAD*-пакетами, применяемыми на предприятиях радиоэлектронной промышленности для проведения работ, связанных с проектированием и конструирования, являются: *Unigraphics (NX)*; *SolidWorks*; *Autodesk AutoCAD*; КОМПАС3*D*; *CATIA*. Из данного списка остановимся на *SolidWorks* и КОМПАС*3D*, данные пакеты являются

САПР среднего уровня и чаще других используются на малых предприятиях радиоприборостроения.

В качестве *CAM*-приложений предпочтение было отдано *MasterCam*, *Esprit*, *CamWorks*.

MasterCam обладает *CAD/CAM*-инструментами для всех видов программирования: от простых до очень сложных. В системе есть всё необходимое для любого вида производства: фрезерная обработка от двух до пяти осей, токарная, токарно-фрезерная обработка, проволочная электроэрозия, деревообработка, художественное моделирование и сложная *3D*-гравировка. *Mastercam Design* позволяет импортировать данные из всех известных *CAD*-систем, а также проектировать свободные пространственные 3D-формы, используя весь необходимый для этого набор инструментов, включая каркасное и поверхностное моделирование, твёрдотельное моделирование, свободное гибридное моделирование, черчение и автоматическое получение эскизов и чертежей.

Mastercam имеет огромное количество встроенных трансляторов данных из других *CAD/CAM*-систем. Он может открывать файлы: *IGES*; *DWG* и *DXF (AutoCAD)*; *X_T X_B (Parasolid)*; *SAT (ACIS)*; *STEP*; *VDA 3DM (Rhino 3D)*, *SLDPRT (SolidWorks)PAR*, *PSM (SolidEdge)*; *IPT*, *IAM (AutodeskInventor)*; *TXT*, *DOC* (текстовые файлы); *STL (StereoLithography)*; *EPS*, *PS (PostScript)* и др. Файлы из *AutoCAD* открываются в *Mastercam* без потери информации, переносятся все слои. Твердотельные модели из *SolidWorks* передаются вместе с деревом построения, вследствие чего обладают возможностью их дальнейшего редактирования. Также *Mastercam* может сохранять свои "родные" файлы для передачи геометрии в другие *CAD*-системы, в различных форматах.

В случае возникновения ошибок при конвертации файла из формата в формат (а также из-за различающихся внутренних настроек разных систем проектирования) в поверхностных моделях появляются ошибки, предусмотрены средства их диагностики. Большинство видов ошибок (самопересечение поверхностей) устраняются автоматически, другие (щели, потерянные поверхности и т. д.) – вручную.

Система ESPRIT включает программирование фрезерной обработки от 2-х до 5-ти осей, токарной обработки от 2-х до 22-х осей, электроэрозионной обработки от 2-х до 5-ти осей, многозадачных токарно-фрезерных станков с синхронизацией, станков с осью В.*ESPRIT* обладает прямым *CAD–CAM* интерфейс для импорта моделей из различных систем без необходимости правки или перестроения геометрии.

CAMWorks одна из наиболее совершенных и интеллектуальных систем для создания управляющих программ для станков с ЧПУ, полностью интегрированная в пользовательский интерфейс SolidWorks и обеспечивающая работу на уровне единой геометрической модели. Предоставляя интегрированную среду *CAD/CAM*, *CAMWorks* предоставляет пользователю:

- поддержание ассоциативной взаимосвязи между расчетной моделью и траекторией, показывающей, что при изменении модели путь движения инструмента также будет изменен;
- возможное «общение» между пакетами путем передачи файлов с использованием стандартных форматов, таких как *IGES*, *STEP*, и т. д.;
- использование одного файла для хранения *CAD* и *CAM* данных, что снижает сложность в управление данными.

MasterCam и *Esprit* являются сторонним ПО и могут работать с любым *CAD*-продуктом в той или иной мере. *CamWorks* же предпочтительней применять с *SolidWorks*, поскольку данный продукт разрабатывался именно под него, и он не требует в своем взаимодействии перекодировки информации в посторонние форматы, такие как *STEP*и *IGES*. Также невозможно использовать *CamWorks*, не имея *SolidWorks*.

Технология *ESPRIT Feature Exchange (FX)* связывает конструктивные элементы *CAD*-модели с технологическими параметрами внутри *CAM*-системы *ESPRIT*.

В отличие от большинства существующих *CAM*-систем, транслирующих просто геометрию, ESPRIT обеспечивает передачу дерева построения с полным набором данных, заложенных проектировщиком изделия: точность, свойства материала, административные данные и т. д.

Высокая степень совместимости ESPRIT с программами 3D-моделирования обеспечивает точную и удобную работу на важной стадии процесса подготовки управляющей программы. На сегодняшний день ESPRIT может напрямую работать с форматами как КОМПАС 3D, так и SolidWorks, что снижает потери информации. В качестве недостатков можно назвать довольно слабый CAD-интерфейс, однако он компенсируется наличием ассоциативности.

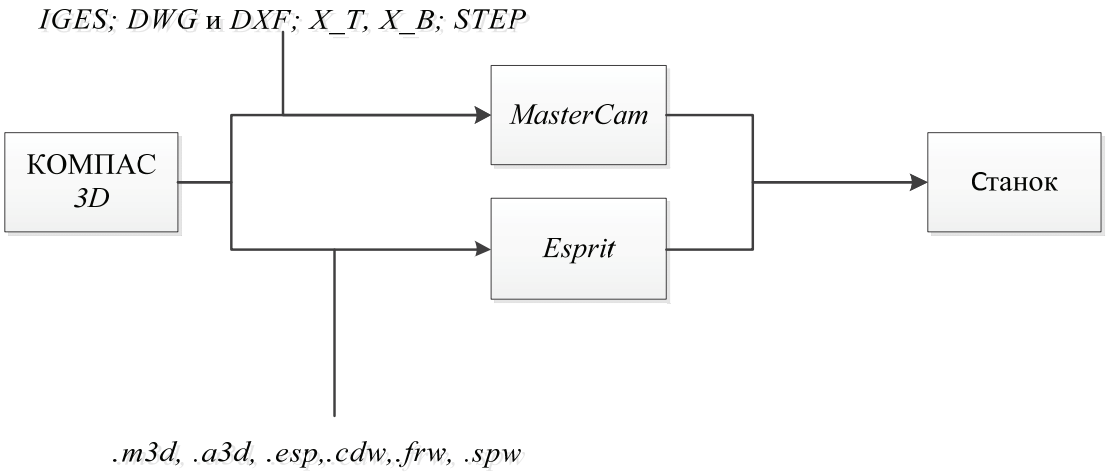


Рис. 2. Схема взаимодействия КОМПАС *3D* с *CAM*-системами

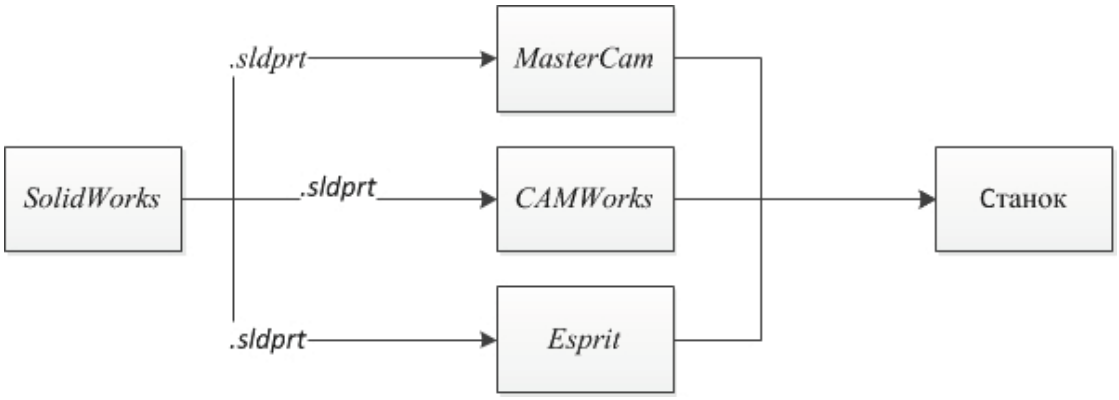


Рис. 3. Схема взаимодействия *SolidWorks* с *CAM*-системами

Представленные схемы иллюстрируют процесс передачи информации между пакетами. На рис. 3 видно, что для *SolidWorks* передача информации для всех 3-х рассмотренных *CAM* приложений осуществляется в родном формате. Таким образом, все три программных пакета отвечают критерию сокращения потери информации, и для дальнейшего сравнения их необходимо оценивать по другим факторам.

Пакеты *MasterCam* и *Esprit* предпочтительнее, так как могут работать автономно от *CAD* приложения, что дает большую гибкость при их использовании.

На российском сегменте КОМПАС *3D*более востребован, чем *SolidWorks*. Пакет Esprit лучше своего оппонента взаимодействует с КОМПАС*3D* (рис. 2) и не уступает ему при использовании*SolidWorks*. Это важно, например, при взаимодействии отделов, использующих разные *CAD*-системы, или при поступлении заказа из сторонних организаций, предоставляющих свои пакеты КД, по которым необходимо изготовить продукт. Таким образом, *Esprit* выигрывает в условиях отечественного рынка.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. САПР и графика [Электронный ресурс] : Web-сервер журнала САПР и графика. – Электрон. журн. – Режим доступа: http://www.sapr.ru/

СИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАТОРОВ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ НА ОСНОВЕ API-ТЕХНОЛОГИЙ

П. И. Кучинский, Ф. Г. Зограф (научный руководитель)

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

Функциональное назначение системы состоит в автоматизации процедуры расчета и формирования 3D-модели радиаторов охлаждения электронных компонентов. На основе вводимых пользователем данных, система проводит расчет конструктивных параметров радиатора в математическом ядре, затем, данные поступают в геометрическое ядро, где происходит построение и визуализация 3D-модели. Система позволяет выбрать вид рассчитываемого радиатора, метод по которому будет происходить расчет, размеры радиатора, свойства материала. Результатом работы является 3D-модель радиатора готовая для дальнейшего использования в процессах проектирования.

При проектировании РЭА, перед инженером конструктором, встает задача анализа и расчета тепловых режимов устройств. Одной из таких задач является задача разработки конструктивных параметров радиатора электронных устройств.

Традиционный подход заключается в проведении теплового расчета по одной из известных методик, описанных в большом числе источников, например, в работах Л. Л. Роткопа, Ю. Е. Скрипникова, П. В. Пошехонова, А. А. Чернышева, Г. Н. Дульнева и ряда других авторов. Затем, по рассчитанным геометрическим параметрам строится 3D-модель в САПР. На сегодняшний день процесс проектирования автоматизирован лишь частично. В основном автоматизация коснулась расчета геометрических параметров радиатора, что отражено, например, в [1–3], а построение твердотельной геометрической модели происходит в полу-автоматизированном режиме.

Актуальной является задача сокращения затрат на проектирование радиаторов за счет автоматизации процесса расчета и построения 3D-модели.

Основная новизна разработки заключается в том, что процедуры расчета и формирования 3D-модели интегрированы в рамках одной системы, что позволит снизить затраты на проектирование.

Для реализации системы существует различные варианты, это: создание системы «с нуля», макросы или комбинирование модулей в уже существующих программах САПР, и т. д. Многие производители предлагают готовые решения для построения пользовательских приложений и расширения возможностей выпускаемого программного обеспечения САПР. Среди подобных решений, на сегодня, наиболее распространены два подхода – *API* и *SDK*.

API (англ. *application programming interface*) – интерфейс программирования приложений – набор готовых программных процедур.

SDK (англ. *software development kit*) – комплект средств разработки,

Именно средства *API SolidWorks* использовались для разработки системы автоматизации проектирования радиаторов охлаждения электронных компонентов. Основными критериями для выбора *API SolidWorks*, послужили: простота, распространённость базового пакета в России, отсутствие дополнительной платы.

Расчетная часть системы была построена на основе простых и легко алгоритмизируемых расчетов игольчатого и ребристого радиаторов, приведенных в [4].

Расчеты были алгоритмизированы. Блок-схема и пояснения алгоритма для ребристого радиатора приведены в [5], для игольчатого радиатора, задача решалась аналогично.

На рис. 1 приведена структурная схема разработанной системы автоматизации проектирования радиаторов.

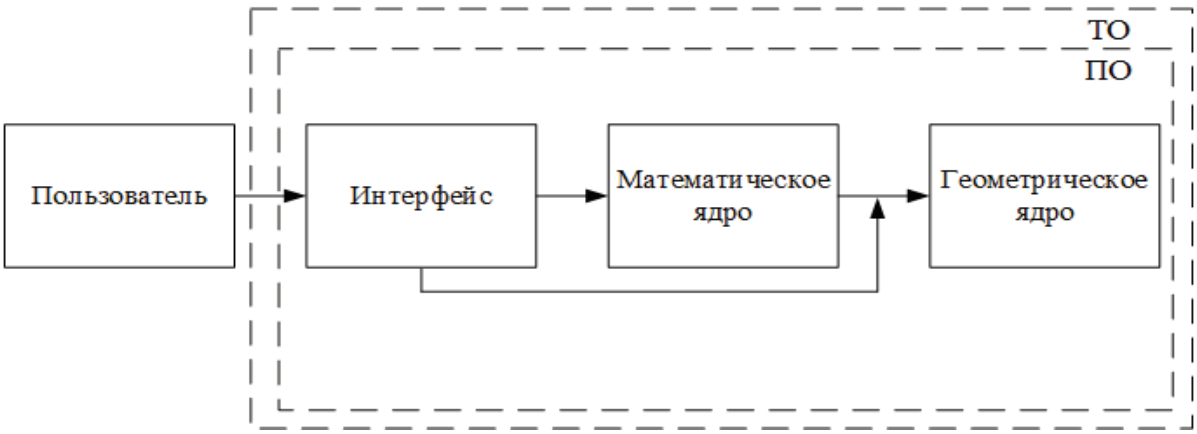


Рис. 1. Структурная схема системы автоматизации

На рис. 1: «ПО» – программное обеспечение, состоящее из общесистемного (Windows, драйвера) и прикладного программного обеспечения (разработанный программный модуль «Радиатор-2000» и программа SolidWorks); «ТО» – техническое обеспечение – средства ввода и вывода информации, визуализации, персональные компьютер; «Математическое ядро» – часть системы реализующая расчет геометрических параметров радиатора; «Геометрическое ядро» – часть системы обеспечивающая построение и визуализацию 3D-модели.

Пользователь взаимодействует с интерфейсом, выбирает вид радиатора, метод расчета, вводит данные, в математическом ядре происходит расчет конструктивных параметров радиатора. Затем данные поступают в геометрическое ядро, где происходит построение и визуализация параметрической 3D-модели. Вопросы построения параметрической 3D-модели радиатора обсуждаются в [5, 6].

Работа с программой происходит как с обычным приложением Windows. Запускается exe-файл программного модуля и открывается стартовое окно программы «Радиатор-2000» (рис. 2).

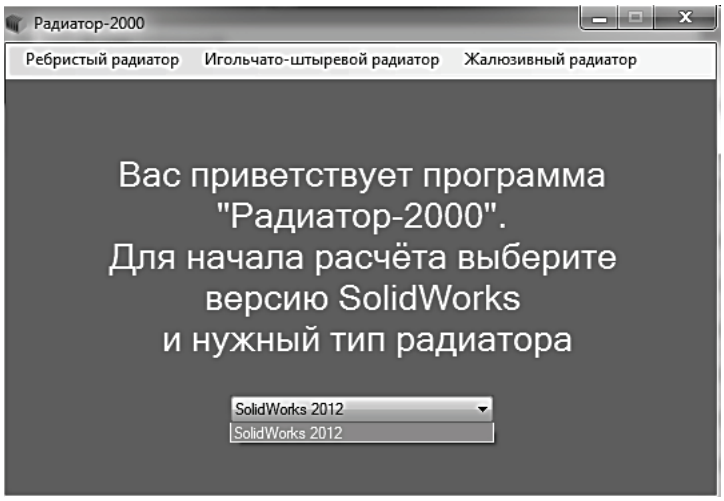


Рис. 2. Окно программы «Радиатор-2000»

Далее пользовать выбирает тип радиатора и методика расчета (рис. 3).

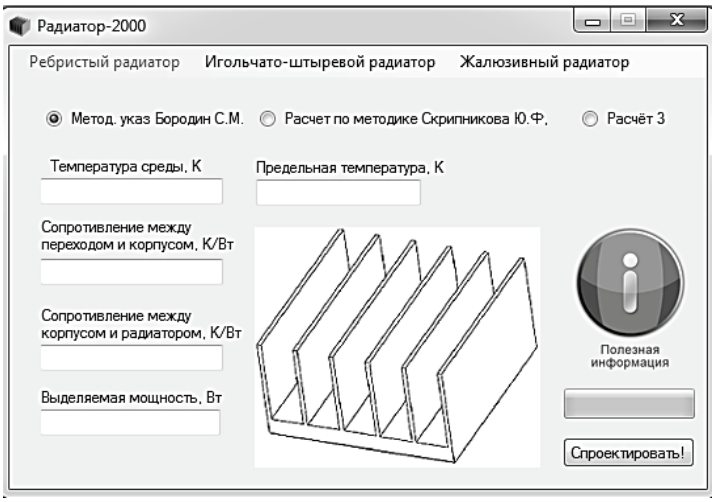


Рис. 3. Выбор методики расчета радиатора

Затем вводятся входные параметры и запускается расчет, перед проведением расчета программа ищет пустые или неправильно заполненные поля. Если таковые есть, то выводится сообщение об ошибке (рис. 4).

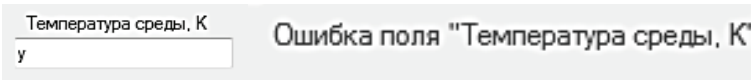


Рис. 4. Вывод сообщения об ошибке при неправильно заполненных полях

Если допущены смысловые ошибки, допустим температура радиатора меньше температуры среды, то выводится сообщение об ошибке «ФАТАЛ ЕРОР».

Реализована кнопка вызова справочной информации о коэффициентах и приближениях, принятых в выбранном методе расчета.

Результатом работы является 3D-модель, сформированная в SolidWorks (рис. 5).

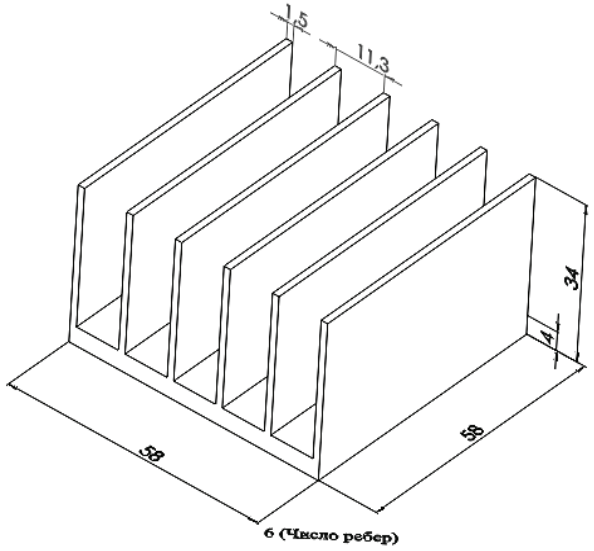


Рис. 5. Твердотельная геометрическая модель ребристого радиатора с рассчитанными параметрами

Для оценки работоспособности выбранных алгоритмов расчета, было проведено тепловое моделирование в модуле SolidWorks Flow Simulation. Основные параметры и предпосылки для теплового моделирования приведены в [6].

На рис. 6. приведены диаграммы распределения температур полученные в результате теплового моделирования игольчатого радиатора. В итоге, тепловое моделирование подтвердило правильность выбранных методик расчета.

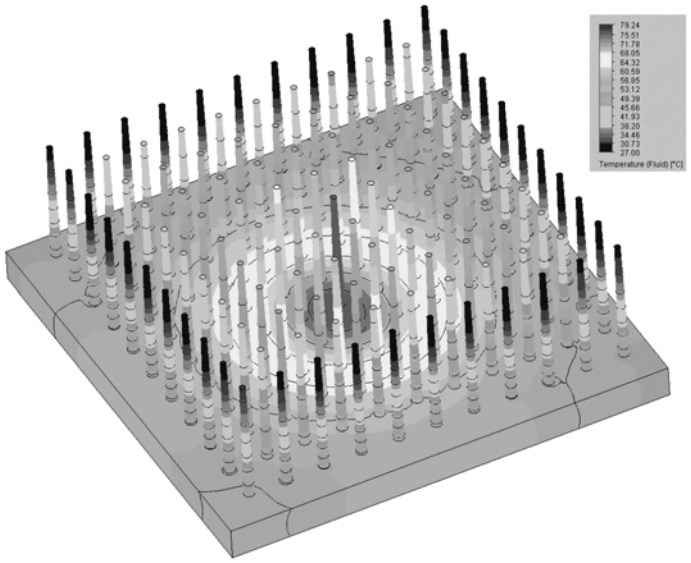


Рис. 6. Результаты теплового моделирования игольчатого радиатора

Описанная система автоматизации проектирования радиаторов охлаждения электронных компонентов на основе API-технологий позволяет автоматизировать не только расчет геометрических параметров, но и построение 3D-модели. Для этого конструктору достаточно ввести исходные данные для расчета в окно программы.

В дальнейшем планируется увеличение числа типов и методов расчетов радиаторов, разработка и внедрение процедур обратной связи с помощью которых система позволит облегчить пользователю выбор направления оптимизации параметров проектируемого радиатора. Планируется увеличение степени интерактивности и наглядности системы.

Список литературы

1. Шило Г. И. Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. – № 1–2.

2. Карьгин И. П. Создание компьютерной модели расчета системы охлаждения светодиода // Светотехника и электроэнергетика. – 2011. – № 1.

3. Колпаков А. С. Тепловое моделирование просто и доступно // Электронные компоненты. – 2008. – № 6.

4. Бородин С. М. Обеспечение тепловых режимов в конструкциях радиоэлектронных средств. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 52 с.

5. Кучинский П. И., Зограф Ф. Г. Параметрическая модель ребристого радиатора // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – С. 399–402.

6. Кучинский П. И., Зограф Ф. Г. Параметрическое моделирование ребристого радиатора // М754 Молодежь и наука: в 3 т.: материалы конф. Т. 3 / отв. за выпуск А. Н. Тамаровская. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. – 700 с. – С. 149–154.

МЕТОДИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТОНКИХ ФОЛЬГИРОВАННЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Ю. А. Каленчиц[1], В. И. Чупий[2],
С. И. Трегубов[1] (научный руководитель), А. А. Левицкий[1] (научный руководитель)

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
e-mail: yura77707@mail.ru
[2]*АО НПП «Радиосвязь»*
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

Рассматриваются методические аспекты измерения тонких фольгированных диэлектриков, применяемых при производстве многослойных печатных плат высокого класса точности.

При производстве многослойных печатных плат (МПП) известно, что чем выше класс точности платы, тем выше влияние на качество изделий применяемых материалов. Одним из существенных недостатков материалов с эпоксидным или полиимидным основанием, применяемых в производстве МПП, является нестабильность геометрических размеров.

При производстве МПП, слои фольгированного диэлектрика, составляющие основу платы, подвергаются дестабилизирующим воздействиям, таких как высокая температура, химические реагенты и вода на некоторых этапах технологического процесса изготовления. Под влиянием данных факторов меняются геометрические параметры этих слоёв, что ведет к рассовмещению координат контактных площадок и отверстий (рис. 1) при формировании многослойной структуры печатной платы и не позволяет обеспечить высокое качество МПП и снижает выход годных изделий.

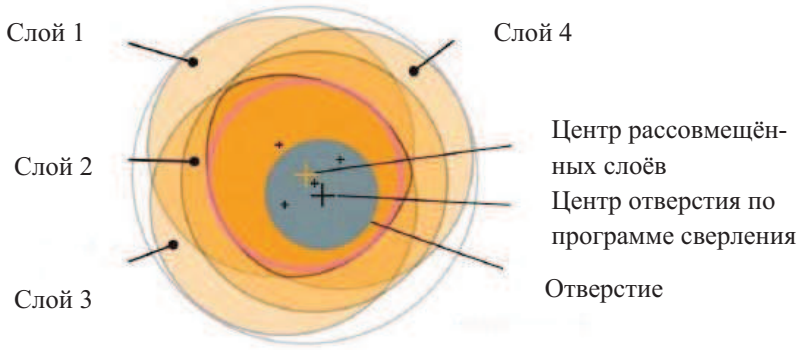


Рис. 1. Рассовмещение контактных площадок на разных слоях МПП

Таким образом, контроль геометрических параметров тонких фольгированных диэлектриков в процессе производства МПП необходим для оптимизации технологического процесса.

Часто для контроля геометрических параметров материала достаточно применить методику, установленную в стандарте *IPC–TM–*650 пункт 2.2.4 «*Dimensional stability*». Вариант «В» данной методики предполагает исследование заготовки из тонкого фольгированного диэлектрика размером 255 х 275 мм с отверстиями (рис. 2). Расстояние между центрами отверстий 230 и 250 мм. Все замеры проводятся по центрам отверстий.

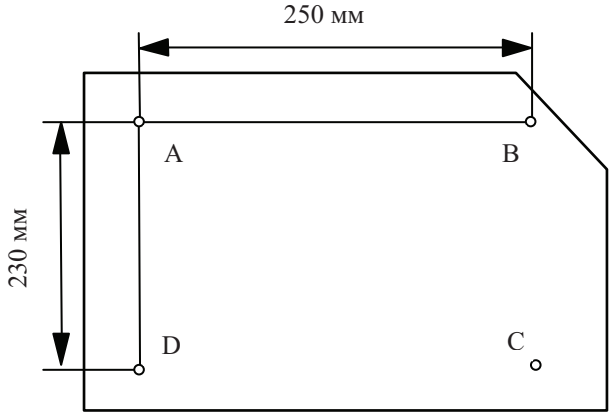


Рис. 2. Образец для испытания на размерную стабильность

Первым этапом исследования по данной методике является стабилизация материала в течение суток при температуре 23 °С и относительной влажности воздуха 50 %.

После первого травления меди с одной стороны образцов с сопутствующими операциями очистки и сушки, следует стабилизация размеров образцов при температуре 23°С и относительной влажности воздуха 50 % в течение суток. Далее следует проведение замеров по отверстиям.

Следующим этапом происходит удаление медной фольги с другой стороны диэлектрика. После операций очистки и сушки делаются измерения размеров материала.

В данной методике обработка полученных результатов измерений (расчёты геометрических размеров) проводятся по формулам:

$$MD = \left[\frac{(AB_2 - AB_1)}{AB_1} + \frac{(CD_2 - CD_1)}{CD_1} \right] \bullet 50; \quad (1)$$

$$TD = \left[\frac{(AC_2 - AC_1)}{AC_1} + \frac{(BD_2 - BD_1)}{BD_1} \right] \bullet 50, \quad (2)$$

где MD – процентное изменение линейных размеров исследуемого материала по длинной стороне; TD – процентное изменение исследуемого материала вдоль короткой стороны; 1 – индекс, обозначающий исходные размеры; 2 – индекс, обозначающий итоговые размеры; AB – измеренное расстояние между отверстиями A и B; CD – измеренное расстояние между отверстиями C и D; BD – измеренное расстояние между отверстиями B и D.

Однако, исследования, проведённые по рассмотренной методике, не могут отобразить полную картину изменения геометрических размеров тонкого фольгированного диэлектрика при изготовлении МПП вследствие одноразовости проводимых измерений.

Поэтому, главной задачей исследования, на наш взгляд, является выявление динамики изменения геометрических параметров материала на критичных этапах технологического процесса.

К критичным этапам технологического процесса, где на заготовку действуют дестабилизирующие факторы, и где могут происходить изменения геометрических параметров, относятся:

1. термостабилизация;
2. фотопечать;

3. формирование проводящего рисунка на слое;
4. оксидирование меди на диэлектрике;
5. прессование слоёв диэлектрика в многослойную структуру печатной платы.

Следующим моментом, который необходимо отметить, является выбор геометрических размеров исследуемой заготовки. Понятно, что чем больше значение геометрического размера заготовки, тем должно быть больше значение изменения этого размера. Следовательно, желательный размер заготовок, применяемых для исследования, выбирается наибольшим типовым, используемым на предприятиях. В нашем случае размер составляет 457х305 мм.

До того как заготовки оправляются на фотопечать, проводится термостабилизация материала при температуре 110 ^{o}C в течение 60 минут.

В отличие от рассмотренного выше метода по стандарту *IPC–TM–*650, представляется целесообразным измерения проводить не по отверстиям, а по реперным знакам, что позволяет повысить точность измерений. Тем не менее, до формирования реперных знаков посредством фотопечати, после термостабилизации материала измерения проводятся по углам заготовки. Обработка полученных результатов проходит по формулам (1) и (2).

Для изучения динамики изменения геометрических параметров диэлектрика были разработаны 5 видов фотошаблонов, разделённых для трёх групп исследуемых заготовок.

Первая группа заготовок, изготавливается по фотошаблону, представленному на рис. 3. На одной части заготовок, входящих в эту группу, фольга остаётся на всей площади диэлектрика, на другой – полностью стравливается. Таким образом можно проанализировать стабильность фольгированного диэлектрика при 100 % и при 0% заполнении поверхности медью.

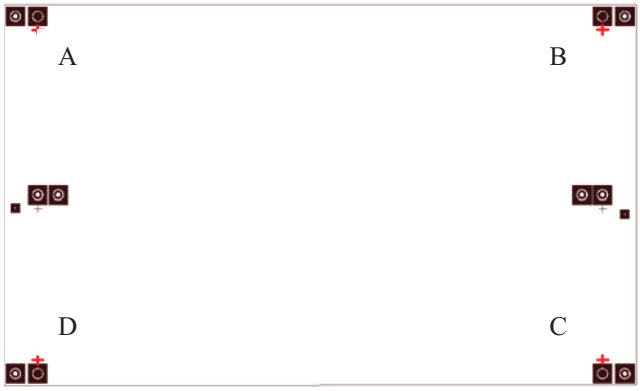
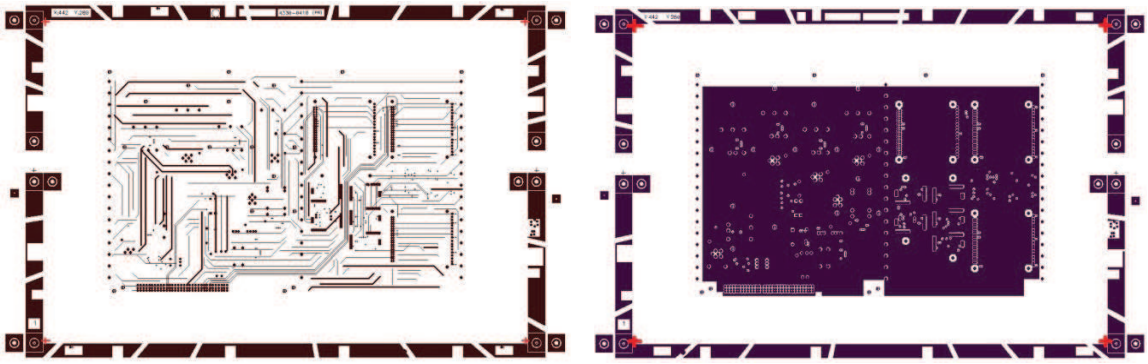


Рис. 3. Фотошаблон для первой группы образцов

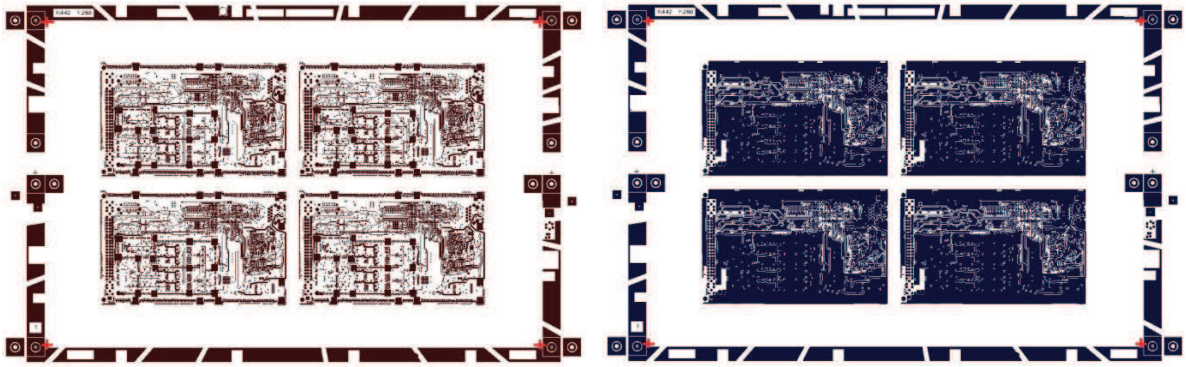
Вторая группа заготовок предполагает печать одной большой платы третьего класса точности на заготовке, причём для первой части заготовок предполагается фотопечать слоя, содержащего только проводники (рис. 4, *а*), а для второй – печать слоя, содержащего только медь (заземление или питание платы) (рис. 4, *б*). В этом случае можно изучить стабильность материала при данных видах фотопечати.

Для третьей группы заготовок проводится фотопечать четырёх небольших мультиплицированных плат пятого класса точности. В данном случае для первой части заготовок формируются сигнальные слои (содержащие проводники) (рис. 5, *а*), для другой части заготовок – слои содержащие полигоны меди. Таким образом можно проанализировать геометрические параметры материала при фотопечати мультипликацией.



а *б*

Рис. 4. Фотошаблоны для второй группы заготовок



а *б*

Рис. 5. Фотошаблоны для третьей группы заготовок

На наш взгляд такое построение методики исследования даёт возможность наиболее точно изучить динамику изменения геометрических параметров тонкого фольгированного диэлектрика на критичных этапах технологического процесса, а так же определить зависимость геометрических размеров заготовки от площади заполнения медью. Помимо этого, разработанная методика позволяет оптимизировать технологический процесс, что ведёт к повышению качества изготавливаемых многослойных печатных плат высокого класса точности и увеличению выхода годных изделий на производстве, что в свою очередь сказывается на уменьшении их себестоимости.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (логовор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1. Кумбхз К. Ф., Медведев А. М. Печатные платы: справочник. В 2-х кн. Кн. 1. – М.: Техносфера, 2011. – 1016 с.

2. IPC–TM–650 Test methods manual. Number 2.2.4 «Dimensional stability» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ipc.org/ContentPage.aspx?pageid=DIMENSIONAL-TEST-METHODS

ФОРМАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРНО-ЛОГИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ СБОРОЧНОЙ 3*D*-МОДЕЛИ

А. И. Сидорычев, Д. Э. Цыганков, А. Ф. Похилько

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: d.tsyg@mail.ru

Рассматривается метод описания сборочной 3D-модели, представляющий собой систему связанных формализованных моделей входящих в нее компонент. Программная реализация данной модели позволит решать такие задачи, как автоматическое формирование сборки, а также ее модифицируемость и сохранение, при обеспечении структурной и логической целостности проектного решения.

Процесс проектирования изделий, состоящих из нескольких компонент, включает в себя этап построения сборочной 3D-модели, содержащей в себе сами 3D-модели деталей, а также взаимосвязи между ними – сопряжения. 3D-модель каждой детали, входящей в состав устройства, строится по фиксированной последовательности проектных операций, у каждой из которых имеется свой ряд параметров [1]. Также свои проектные операции и параметры имеют и сопряжения деталей. Сохранение всего вышеперечисленного в базе данных позволит задавать значения параметров, тем самым определяя проектное решение.

Предметная область декомпозируется на ряд элементарных объектов, каждый из которых описывается совокупностью атрибутов. Эти объекты взаимосвязаны определенными отношениями, которые в совокупности представимы в виде взвешенного по ребрам частично ориентированного графа [2]. Структура графа представляет структуру предметной области, а подграфы графа – сложные объекты или подсистемы. Вместо графов для представления структуры предметной области можно использовать язык теории множеств и решеток их разбиений [3]. Формализованная модель описания трехмерной сборочной модели FmAsMod имеет следующий вид:

$$Fm^{AsMod} = \{ M^{Det}\{...\}, M^{Con}\{...\}\}, \tag{1}$$

где M^{Det} – множество деталей, составляющих сборку; M^{Con} – множество сопряжения между деталями – элементами множества M^{Det}.

Каждый элемент множества составляющих сборку деталей MDet формально описывается следующим образом:

$$M^{Det} = \{ Det_i^{Fm} \langle D_{id}^{val}, D_{Name}^{val}, D_{des}^{M}\{...\}, D_{obj}^{M}\{...\}, D_{spc}^{val} \rangle \}, \tag{2}$$

где D_{id} – уникальное число-идентификатор детали – числовое значение записи в базе данных; D_{Name} – название детали (включая децимальный номер и исполнение); D_{des} – последовательность проектных операций, участвующих в процессе построения 3*D*-модели детали, из множества $M^{Ds.op}$; D_{obj} – перечень объектов, составляющих 3*D*-модель (объект – грань, кромка, поверхность и т. д.), определяемые множеством M^{Obj}; D_{spc} – описание детали.

Множество проектных операций $M^{Ds.op}$, участвующих в процессе построении детали имеет следующий вид:

$$M^{Ds.op} = \{ Ds.op_i^{Fm} \langle Do_{id}^{val}, Do_{tp}^{ref}, Do_{\det}^{ref}, Do_{spc}^{val} \rangle \}, \tag{3}$$

где Do_{id} – идентификатор проектной операции; Do_{tp} – тип проектной операции $Ds.opi$ из множества типов операций $M^{Tp.op}$; $Dodet$ – идентификатор детали D_{eti} из множества деталей M^{Det}; Do_{spc} – описание проектной операции.

Тип проектной операции определятся множеством МТр.ор, имеющим описание:

$$M^{Tp.op} = \{Tp.op_i^{Fm} \langle To_{id}^{val}, To_{Name}^{val}, To_{par}^{M}\{...\}, To_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{4}$$

где To^{id} – идентификатор типа проектной операции; To^{Name} – имя типа операции; To^{par} – перечень проектных параметров типа операции; To^{spc} – описание типа операции.

Проектные операции задаются параметрами, множество которых $M^{Des.pr}$ имеет вид:

$$M^{Des.pr.} = \{Des.pr_i^{Fm} \langle Dp_{id}^{val}, Dp_{op}^{ref}, Dp_{Name}^{val}, Dp_{tp}^{ref}, Dp_{sig}^{val}, Dp_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{5}$$

где Dp_{id} – идентификатор параметра операции; Dp_{op} – идентификатор операции $Ds.op^i$ из множества $M^{Ds.op}$; Dp_{Name} – имя параметра операции (обозначение в коде), Dp_{tp} – тип параметра; Dp_{sig} – значение параметра; Dp_{spc} – описание параметра операции.

Множество типов проектных параметров $M^{Tp.pr}$ описывается следующим образом:

$$M^{Tp.pr} = \{Tp.\,pr_i^{Fm} \langle Tp_{id}^{val}, Tp_{Name}^{val}, Tp_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{6}$$

где Tp_{id} – идентификатор типа проектного параметра; Tp_{Name} – имя типа проектного параметра; Tp_{spc} – описание типа параметра.

Значения проектных параметров $M^{Vl.\mathrm{pr}}$ описываются формулой:

$$M^{Vl.pr} = \{Vl.pr_i^{Fm} \langle Vp_{id}^{val}, Vp_{pr}^{ref}, Vp_{do}^{ref}, Vp_{sig}^{val}, Vp_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{7}$$

где Vp_{id} – это идентификатор значения параметра; Vp_{pr} – идентификатор типа параметра $Tp.pr_i$ *из* $M^{Tp.pr}$; Vp_{do} – идентификатор операции $Tp.op_i$ из множества $M^{Tp.op}$; Vp_{sig} – значение параметра; Vp_{spc} – описание операции.

Множество объектов, составляющих 3*D*-модель, M^{obj} определяется как

$$M^{Object} = \{Obj_i \langle Ob_{id}^{val}, Ob_{op}^{ref}, Ob_{Name}^{val}, Ob_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{8}$$

где Ob_{id} – идентификатор объекта; Ob_{op} – идентификатор операции $Ds.op_i$ из множества $M^{Ds.op}$; Ob_{Name} – имя объекта; Ob_{spc} – описание объекта.

Элементы множества сопряжений, участвующих в сборке M^{Con} имеют описание:

$$M^{Con.} = \{Con_i^{Fm} \langle Cn_{id}^{val}, Cn_{tp}^{ref}, Cn_{obj1}^{ref}, Cn_{obj2}^{ref}, Cn_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{9}$$

где Cn_{id} – идентификатор сопряжения; Cn^t_p – идентификатор типа сопряжения Cn^i из множества $M^{Tp.Cn}$; Cn_{obj1} и Cn_{obj2} – идентификаторы первого и второго объектов, участвующих в сопряжении, из множества M^{Obj} соответственно; Cn_{spc} – описание сопряжения.

Множество типов сопряжений $M^{Tp.Cn}$ включает в свой состав типы используемых при построении сборки сопряжений и описывается формулой:

$$M^{Tp.Cn} = \{Tp.Cn_i^{Fm} \langle Tc_{id}^{val}, Tc_{Name}^{val}, Tc_{par}^{M}\{...\}, Tc_{spc}^{val} \rangle\}, \tag{10}$$

где Tc_{id} – идентификатор типа сопряжения; Tc_{Name} – имя типа сопряжения; $Tc_{pa}r$ – перечень параметров, определяющих тип сопряжения; Tc_{spc} – описание типа сопряжения.

Каждое сопряжение Con_i определяется параметрами, множество которых $M^{Pr.Cn}$ имеет следующий вид:

$$M^{\Pr.Cn} = \{\Pr.Cn_i^{Fm} \langle Pc_{id}^{val}, Pc_{Cn}^{ref}, Pc_{Name}^{val}, Pc_{tp}^{ref}, Pc_{sg}^{val}, Pc_{spc}^{val} \rangle\}, \quad (11)$$

где Pc_{id} – идентификатор параметра сопряжения; Pc_{Cn} – идентификатор сопряжения Con_i из множества $M^{Tp.cn}$; Pc_{Name} – имя параметра; Pc_{tp} – тип параметра; Pc_{sg} – значение параметра; Pc_{spc} – описание параметра.

Выделенные выше формализованные модели элементов 3*D*-сборки обеспечивают ее полное описание и представление в структурно-параметрическом виде.

В качестве примера описания сборочной 3*D*-модели рассматривается волноводная секция, состоящая из фланца ОСТ4 Г0.206.203 и волновода сечением 72х34 мм по ГОСТ 20900-75. На рис. 1 представлены данные компоненты, а также выделены их структурные элементы – объекты, участвующие в сопряжениях, а именно: внутренние поверхности *H*- и *E*-стенок фланцевого окна $Obj^{S}{}_5$ и $Obj^{S}{}_7$, кромка вершины фланца $Obj^{Face}{}_3$, кромка торца волновода $Obj^{Face}{}_1$,и грани разделки волновода $Obj^{Edge}{}_3$ и $Obj^{Edge}{}_6$.

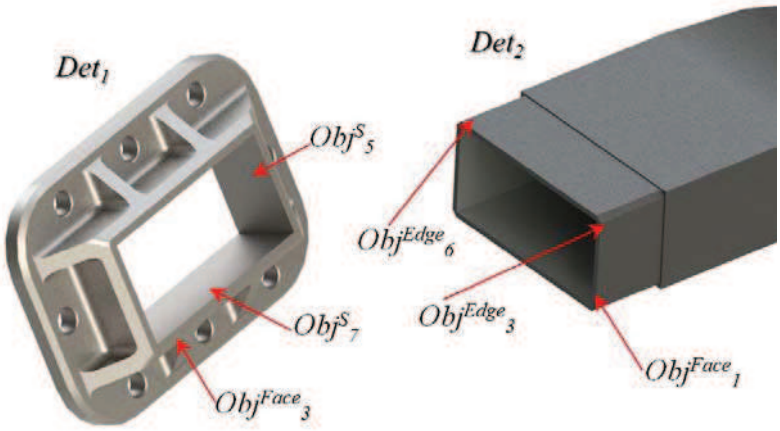


Рис. 1. Структурные элементы, участвующие в сопряжении фланца и волновода

Выделенная совокупность объектов является минимально необходимой для определения положения обоих деталей. Так, для сопряжения данных компонент требуется по два сопряжения типа «Параллельность» (*Par*) и «Совпадение» (*Math*), а также одно типа «На расстоянии» (*Dist*). В соответствии с (9), множество сопряжений M^{Con}, участвующих в построении 3*D*-сборки фланца и волновода имеет следующий вид:

$$\begin{gathered} M^{Con.} = \{Con_1^{Fm} \langle 1, Parall, Edge_3^{Det1}, S_5^{Det2}, 0\rangle, Con_2^{Fm} \langle 2, Match, Edge_3^{Det1}, S_5^{Det2}, 1\rangle \\ Con_3^{Fm} \langle 3, Parall, Edge_6^{Det1}, S_7^{Det2}, 0\rangle, Con_4^{Fm} \langle 4, Match, Edge_6^{Det1}, S_7^{Det2}, 1\rangle, \\ Con_5^{Fm} \langle 5, Distan, Face_3^{Det1}, Face_1^{Det2}, h\rangle\}, \end{gathered} \quad (12)$$

где h – высота волноводного фланца ОСТ4 Г0.206.203 (h = 26 мм).

Результат реализации сопряжений из множества M^{Con} (13) отображен на рис. 2: положение обеих компонент относительно друг друга полностью задано – система является фиксированной (невозможно изменения положения ни одной из компонент).

Волноводные секции имеют фланцы с обоих концов, следовательно, для сопряжения второго фланца, достаточно повторить систему (12), изменив объекты волновода, участвующие в сопряжении, на аналогичные объекты противоположного конца.

Система формализованных моделей представления 3*D*-сборки является основанием для разработки инфологической модели базы данных, позволяющей сохранять информацию о сборке, а именно: об операциях установки сопряжений, типах и значениях проектных параметров, а так же о деталях – компонентах и их порядке в сборке и составляющих их объектов, а также о взаиморасположении относительно друг друга.

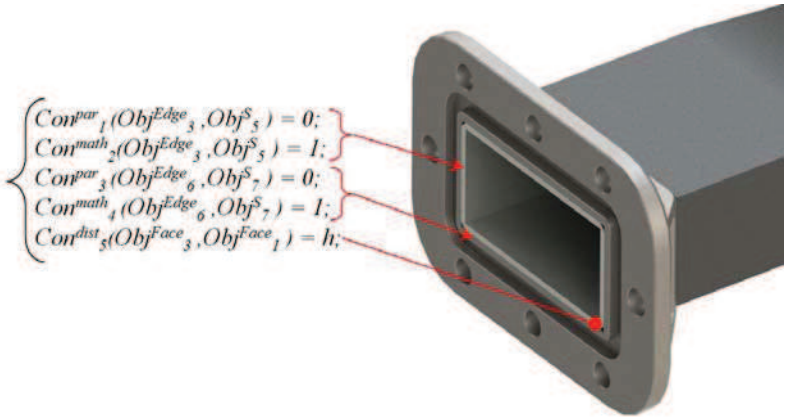


Рис. 2. Результат выполнения совокупности сопряжений фланца и волновода

Инфологическая модель описания 3*D*-сборки состоит из сущностей четырех типов: стержневых, к которым относятся детали, объекты, сопряжения и операции; ассоциативных, к которым относятся параметры операций, значений параметров, типы операций и типы сопряжений; а так же обозначающая – параметры сопряжений и характеристическая сущность – типы параметров.

Программная реализация представленного метода позволит, внося изменения и редактируя сохраненную в базе данных информацию о сборочной 3D-модели, формировать, редактировать и перестраивать ее [4], при этом сохраняя все взаимосвязи между деталями-компонентами и обеспечивая ее структурно-логическую целостность.

Список литературы

1. A Model for Storing and Presenting Design Procedures in a Distributed Service-oriented Environment / O. Kozintsev, A. Pokhilko, L. Kamalov, I. Gorbachev, D. Tsygankov // Moving Integrated Product Development to Service Clouds in the Global Economy: Proceedings of the 21st ISPE Inc. International Conference on Concurrent Engineering. – 2014. – P. 84-91.

2. Похилько А. Ф. Проектирование составных радиотехнических устройств на основе информационно-логических связей компонент / А. Ф. Похилько, Д. Э. Цыганков // Радиотехника. – 2014. – № 7. – С. 130–132.

3. Антонов В. В. Построение формальной модели предметной области с применением нечеткой кластеризации / В. В. Антонов, Г. Г. Куликов, Д. В. Антонов // Системный анализ, управление и обработка информации. – Уфа: УГАТУ, 2011. – № 5 (45). – С. 3–11.

4. Похилько А. Ф. Формирование функционально адаптируемого представления класса технических объектов / А. Ф. Похилько, И. В. Горбачев, Д. Э. Цыганков // Системный анализ в проектировании и управлении: сб. науч. тр. XVIII Междунар. науч.-практ. конф. – 2014. – С. 123–124.

ТРЕБОВАНИЯ К ВЫБОРУ ПРОГРАММ ТРАССИРОВКИ

С. А. Антипкина, С. И. Трегубов (научный руководитель)

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

Разработка новой радиоэлектронной аппаратуры требует автоматизацию процессов проектирования печатных плат. В данной статье рассматривается проектирование структуры проводников с использованием САПР печатных плат, приведены различные трассировщики и их описание. Затрагивается вопрос о выгодности применения какого-либо трассировщика для различных поставленных задач, а также критерии выбора.

Разработка печатных плат включает в себя несколько этапов – размещение компонентов на плате, трассировку (до 35 % общего времени конструирования), расчеты, топологический анализ, формирование трехмерной модели. Как правило, задача трассировки формулируется следующим образом: по заданной схеме соединений проложить необходимые проводники на плоскости (плате, кристалле и т. д.), чтобы реализовать заданные электрические соединения с учетом заранее заданных ограничений: минимально допустимая ширина проводников, зазоры между проводниками, шаг трассировки, тип переходных отверстий, количество итераций и т. п. Данный процесс достаточно автоматизирован. В настоящее время имеется широкий набор пакетов программ для автоматизированного проектирования электронных устройств.

Типовая структура систем автоматического проектирования (САПР) печатных плат отображена на рис. 1.

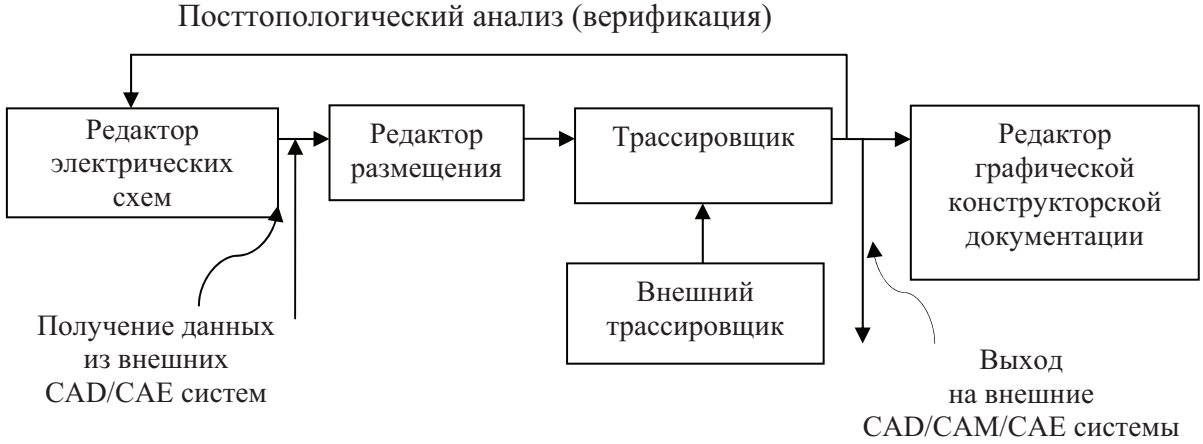


Рис. 1. Типовая структура пакета печатных плат

В процессе проектирования печатных плат основное внимание направленно на трассировщик с точки зрения автоматизации процесса и качества. Оценка работы трассировщика осуществляется по критериям трассировки: процент реализованных соединений, суммарная длина проводников, число пересечений проводников, число монтажных слоёв, число межслойных переходов, равномерность распределения проводников, минимальная область трассировки. Часто критерии являются взаимоисключающими. Возможность применения программ трассировщиков в основных пакетах систем автоматического проектирования печатных плат (САПР ПП) представлена в табл. 1.

Таблица 1

Трассировщик	Пакеты САПР ПП
TopoR	Пакет *Kicad*
	Пакет *Altium Designer*
	Пакет *DipTrace*
	Пакет *Proteus ARES*
	Пакет *Eagle*
	Пакет *PCAD* 2000-2006
SPECCTRA	Пакет *PCB Design Studio*
	Пакет *OrCAD*
	Пакет *EDWinXP*
FreeRouting	Пакет *FreePCB*
	Пакет *Kicad*
PADS AutoRouter	*PADS*
PADS AutoRouter HSD	*PADS*
BlaseRouter	Система *PADS PowerPCB*
Situs	Пакет *Protel DXP*
PCB Layout	Пакет *DipTrace*
MaxRoute	Пакет *EDWinXP*
Autorouter	Пакет *Eagle*

В своей статье «Планарные и координатные трассировщики на практике» Веренич И. Ю. и Лысенко Ю. В. [1] рассмотрели два фундаментальных подхода к решению задачи трассировки печатного монтажа – планарный и координатный. Тот или иной подход определяется набором опций трассировщика. Разделение привело к тому, что и трассировщики стали классифицировать на планарные и координатные. Веренич И. Ю. и Лысенко Ю. В. провели эксперименты, на основе которых сделали выводы о целесообразности использования того или иного трассировщика в зависимости от параметров печатной платы – «...При трассировке печатных плат большое значение имеют количество сигнальных слоёв, плотность монтажа, относительное расположение контактных площадок на плате, наличие ограничений на длины цепей (или время задержки сигналов) и т. д. В зависимости от соотношения этих параметров планарные либо координатные трассировщики достигают лучших результатов, причем разница в их результатах может быть очень значительной. Поэтому для разработчика важно выбрать "правильный" подход...». «...Планарный трассировщик пытается провести несколько цепей целиком на одной слое, т. е. без использования переходных отверстий. Планарные методы наиболее эффективны на однослойных и двухслойных платах. Они, как правило, требуют меньшего числа переходных отверстий, в связи с отсутствием необходимости частой смены слоев. Планарные трассировщики показывают худшие результаты при высокой плотности печатного монтажа. Координатные трассировщики рационально использовать, когда на плате имеются хотя бы два сигнальных слоя. При таком подходе задаются преимущественные направления проводников по слоям. Данный подход имеет преимущества при трассировке многослойных плат с регулярным и/или плотным расположением выводов компонентов. Также при использовании координатного подхода легче обеспечить согласование длин проводников и необходимое время задержки сигналов.»

Поэтому для того чтобы грамотно решить какую-либо задачу и быстрее получить требуемые результаты, нужно подобрать оптимальный пакет САПР и трассировщик. Выбор трассировщика зависит от поставленных задач.

Рассмотрим подробно свойства некоторых трассировщиков.

SPECCTRA. *SPECCTRA* успешно справляется с платами большой сложности, используя новый принцип представления графических данных – так называемой *ShapeBased*-технологии. В программе используются более компактные способы математического описания графических объектов, что повышает эффективность трассировки печатных плат с высокой плотностью расположения компонентов, обеспечивает автоматическую трассировку одной и той же цепи трассами разной ширины и др.

Данный трассировщик использует адаптивные алгоритмы, реализуемые за несколько проходов трассировки. На первом проходе выполняется соединение абсолютно всех проводников без обращения внимания на возможные конфликты, заключающиеся в пересечении проводников на одном слое и нарушении зазоров. На каждом последующем проходе автотрассировщик пытается уменьшить количество конфликтов, разрывая и вновь прокладывая связи (метод *rip-up-and-retry*) и проталкивая проводники, раздвигая соседние (метод *push-and-shove*). Информация о конфликтах на текущем проходе трассировки используется для уменьшения количества конфликтов на следующем проходе.

Всем объектам печатной платы присваивается определенный уровень иерархии, и вводятся правила трассировки, составляющие стратегию трассировки. Можно автоматически проложить трассу, состоящую из сегментов разной ширины. В стратегию трассировки можно включить большое количество подкоманд, задающих способы изгиба трасс, центрирование проводников и другие особенности стиля разводки конкретной платы.

В *SPECCTRA* проводится контроль соблюдения технологических зазоров типа проводник-проводник, проводник переходное отверстие, контролируется максимальное запаздывание сигнала в отдельных цепях и т. п., а также выполняется контроль максимальной длины параллельных проводников, расположенных на одном или двух смежных слоях, это позволяет уменьшить уровень перекрестных искажений и уровень шума проектируемого устройства.

SPECCTRA выполняет размещение компонентов и трассировку платы, на которой предварительно размещены компоненты с помощью одного из графических редакторов печатных плат *PCBoards*, *P-CAD*, *TangoPRO*, *PADS*, *Protel*, *OrCAD*. Плата с предварительно размещенными компонентами транслируется в формат пакета *SPECCTRA*. Разведенная в программе *SPECCTRA* печатная плата транслируется обратно. Процедура трансляции встроена в *ACCEL P-CAD PCB* и в графический редактор *PCBoards* системы *Design Center*, к остальным программам трансляторы поставляются отдельно.

К программе *SPECCTRA* дополнительно поставляются несколько приложений, расширяющих ее функциональные возможности:

* *ADV (Advanced)* – расширение возможностей настройки стратегии трассировки сложных плат, в частности разных значений ширины трассы и зазоров на разных слоях трассировки, назначение индивидуальных правил трассировки отдельным цепям и т. п.;

* *DFM (Design for Manufacturability)* – повышение технологичности проекта, автоматическая генерация контрольных точек для всех или выделенных цепей, сглаживание углов, увеличение зазоров при наличии свободного пространства;

* *HYB (Hybrid)* – поддержка технологии межслойных переходных отверстий, размещения переходных отверстий рядом с выводами планарных компонентов, технологии монтажа гибкими проводниками;

* *FST (Fast Circuit)* – учет особенностей проектирования высокочастотных устройств, контроль максимальной длины параллельных проводников для уменьшения перекрестных искажений, контроль задержек распространения сигналов, разводка дифференциальных каскадов с обеспечением симметрии, скругление углов, специальные правила трассировки для выделенных областей, введение экранирующих цепей [2].

TopoR. Данный трассировщик не имеет преимущественных направлений трассировки, кратных 45°. Трассировка под произвольными углами обеспечивает более экономичное использование коммутационного пространства. Дополнительное преимущество обеспечивается использованием сглаживания проводников дугами или аппроксимирующими дугу линиями.

Во время трассировки *TopoR* старается выдерживать заданную ширину проводников и номинальные зазоры между проводниками. Если не удается выдержать номинальный зазор, *TopoR* уменьшает его вплоть до минимального. Если не существует возможности провести трассу указанной ширины, *TopoR* уменьшит ширину, взяв меньшее значение из таблицы правил трассировки.

Благодаря эффективным алгоритмам минимизации количества и длины перемычек обеспечиваются результаты, сравнимые с ручной трассировкой. Умение минимизировать число межслойных переходов делает *TopoR* предпочтительным автотрассировщиком при конструировании гибких печатных плат. Из-за отсутствия предпочтительных направлений трассировки и глубокой оптимизации *TopoR* обеспечивает качественную трассировку современных *BGA*-компонентов. Как результат, *TopoR* позволяет спроектировать ту же самую печатную плату в меньшем числе слоев, и/или меньшего размера, и/или более дешевую в производстве, и/или обладающую лучшими показателями по электромагнитной совместимости, в том числе за счет увеличенных зазоров между проводниками.[3]

FreeRouting. Трассировщик *FreeRoute* в настоящее время находится в активной разработке. Однако уже есть стабильный релиз, который сейчас показывает отличные результаты при разводке с шагом угла 45 градусов. Скорость трассировки все еще оставляет желать лучшего, однако качество трассировки очень хорошее. Трассировщик можно использовать с такими программами, как *FreePCB*, *Kicad*, *gEDA*, *CadSoft-Eagle* всеми системами разработки *PCB*, в составе которых есть интерфейс взаимодействия с автотрассировщиками *Specctra* или *Electra*.

Процесс трассировки состоит из двух основных стадий – сначала трассы прокладываются так, чтобы все соединения были разведены (*routing*). Стадия разводки не закончится, пока не останется неразведенных цепей. После этого запускается стадия оптимизации разводки (*Bath Optimizer*) – все трассы оптимизируются на предмет уменьшения длины и количества переходных отверстий. Вторая стадия оптимизации продолжается довольно долго. Прервать оптимизацию можно в любой момент.

Дорожки, которые уже были разведены перед запуском *FreeRoute*, никак не будут затронуты трассировщиком. Поэтому эту возможность следует использовать для предварительной трассировки заранее известных и критичных цепей.

Программа *FreePCB* не имеет русификатора. *FreePCB* работает во всех операционных системах семейства *Microsoft Windows*, включая последнюю – *Windows* 7. Ее можно запустить в *Linux* и *Macintosh* с помощью программы *Wine*.

PADS AutoRouter. Бессеточный трассировщик, разработанный для высокоскоростных проектов с высокой плотностью. Хорошо подходит для компонентов с малым шагом и плотными областями. Обеспечивает шинную трассировку и оптимизацию межслойных переходов, одновременную трассировку 8 слоев, углы трассировки – ортогональная, диагональная, и даже трассировка под «любым углом». Поддерживает создание проводников в виде меандра с настройкой амплитуды и зазора.

При прокладке трасс вначале разрешают проводникам пересекаться и прокладывают их с малыми зазорами, а затем производят несколько циклов оптимизации, перекладывая проводники и увеличивая зазоры, где возможно. Так, при оптимизации учитываются нужды всех проводников, а не только уже проложенных. Результат работы

подобных трассировщиков характеризуется числом трасс, проведенных без нарушений, причем нарушением является как пересечение трасс, так и несоблюдение зазоров [4].

Situs. *Situs* создавался как инструмент, предназначенный для трассировки сложных топологий с высокоплотной компоновкой элементов упакованных в BGA-корпуса, содержащих расщепленные экранные слои и предъявляющих высокие требования к геометрии проводников. Современные топологические алгоритмы трассировки и возможности тонкой настройки позволяют свести к минимуму этапы посттрассировки. Для создания топологии сначала трассировщик определяет путь для трассировки, и затем вызывает различные испытанные алгоритмы для преобразования в высококачественную трассу. Алгоритмы имеют модели посадочных мест, *IBIS* и *SPICE*-модели, а также 3*D*-модели. Каждую из них можно создать в программе самостоятельно путем последовательного ввода сведений о компоненте. *Situs* использует полностью настраиваемый алгоритм для решения задач разводки печатных плат с большой плотностью установки элементов. Трассировщик может работать по неортогональным направлениям и с самостоятельным выбором слоев.

Выводы. Существуют различные виды печатных плат (по количеству слоёв, по частоте, по диапазону температур и т. д.), и каждая из них обладает индивидуальными требованиями, задачами. Также сейчас имеются различные трассировщики. Желательно использовать трассировщик, позволяющий сделать максимально оптимальный рисунок на печатной плате. Предприятия могут иметь несколько трассировщиков. Тем не менее, такое использование не оправдано. Т.к. приобретение трассировщика ограничивается стоимостью, возможностью получения лицензионного продукта, а также поддержанием языков в программе. Следовательно, для выбора программного продукта необходимо проводить исследования печатной платы и осуществлять аналитический обзор рынка продукции САПР.

Список литературы

1. Веренич И. Ю., Лысенко Ю. В. Планарные и координатные трассировщики на практике // Вестник ЮУрГУ. 2011. – № 2. – С. 30–33.

2. Ёлшин Ю. Система *Specctra* – практический опыт работы // Компоненты и технологии. – 2006. – № 5.

3. Официальный сайт TopoR. – Режим доступа: http://www.eremex.ru

4. Знакомство с решениями *PADS* для разработки печатных плат. Руководство по изучению PADS / 2005-2009 Mentor Graphics Corporation All Rights Reserved.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ ВНЕШНИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

А. А. Остапенко, Я. В. Яровая, И. И. Потапов (научный руководитель)

ОАО «ЦКБ «Геофизика»
660041, г. Красноярск, ул. Академика Киренского, д. 89
E-mail: adm@geockb.ru

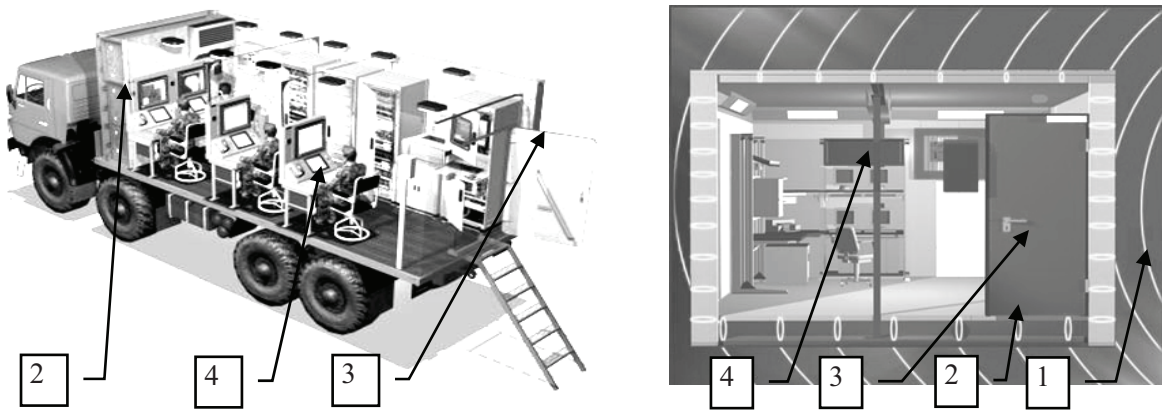
Рассмотрены требования функциональной устойчивости радиоэлектронной аппаратуры к внешним помеховым электромагнитным воздействиям. Проведён анализ нормативных требований к аппаратуре радиотехнических систем при различных условиях эксплуатации. Предложена методика подтверждения показателей эффективности защитных мер для критических чувствительных узлов аппаратуры. Приведены результаты тестовых испытаний цифровых радиоэлектронных узлов на помеховые импульсные электромагнитные воздействия.

Работоспособное состояние радиоэлектронной аппаратуры зависит от уровней внешних кондуктивных и излучаемых электромагнитных помеховых воздействий. Требования электромагнитной безопасности радиоэлектронной аппаратуры определены Техническим регламентом Таможенного союза ТР ТС 020/2011, который задает обязательность подтверждения показателей функциональной устойчивости. Анализ проводился для *E*/*E*/*PES* систем (ГОСТ Р МЭК 61508-1-2007), размещённых в экранированных защитных оболочках. Для оценки эффективности защитных мер разработан малогабаритный имитатор импульсных полей в виде полеобразующих пластин, высоковольтного генератора и измерительных средств. Предложена и проверена методика испытаний оборудования на помехоустойчивость и помехоэмиссию в виде кондуктивных и излучаемых электромагнитных помех. Приведены результаты испытаний ноутбука и схемы тактового генератора на воздействие серии импульсных электромагнитных полей короткой длительности возникающих при электростатических разрядах. Ноутбук был подключен к источнику питания и выполнял программу тестирования. Испытания показали, что импульсные электрические поля короткой длительности с параметром и степенью интенсивности излучаемой импульсной (переходной) электромагнитной помехи при установленной ГОСТ Р 52863-2007 [1] степени жесткости не вызывали аварийных состояний системной платы и монитора ноутбука.

Увеличение плотности радиоэлектронных средств, повышение пропускной способности и производительности каналов связи, освоение верхних частот спектра рабочих сигналов увеличивает риски нарушения работоспособного состояния аппаратуры [2]. Снижение действующих напряжений и токов в компонентах электронной техники требует применения дополнительных мер защиты от внешних кондуктивных и наведённых помех, импульсных электромагнитных полей. Подтверждение соответствия аппаратуры требованиям электромагнитной безопасности определены ТР ТС 020/2011 в форме сертификации и декларирования. Регламент распространяется на все изделия, которые могут создавать электромагнитные помехи или корректность работы которых зависит от воздействия внешних помех. Документ рекомендует перечень нормативов, добровольное применение которых обеспечивает соблюдение регламента «Электромагнитная совместимость», в который входит около двухсот статей и положений государственных стандартов России, Белоруссии и Казахстана. В России активно вводятся межгосударственные стандарты прямого применения Международной электротехнической комиссии (МЭК), разрабатываются и внедряются гармонизированные стандарты [1, 3] по электромагнитной безопасности радиоэлектронной аппаратуры и технических средств.

Электромагнитная функциональная безопасность рассматривается частью общей безопасности, которая относится к системам EUC (оборудование, машины, аппараты

или установки, используемые для производства, обработки, транспортировки и в иных процессах), управляемому оборудованию и системам управления. Безопасность зависит от правильности функционирования *E*/*E*/*PES* систем (электрических/электронных/программируемых электронных систем, связанных с безопасностью и систем обеспечения безопасности). При отсутствии специальных средств защиты воздействия электромагнитных помех на радиоэлектронные средства повышают риски возникновения отказов, сбоев, кратковременных потерь работоспособного состояния. Анализ безопасности проводился для E/E/PES систем размещённых в экранированных стационарных сооружениях и подвижных объектах радиотехнических систем связи, радиолокации и радионавигации (рис. 1).



1 – импульсное поле; 2 – стенка экранированного объекта-носителя (помещения);
3 – неоднородности экрана; 4 –аппаратура в защитном исполнении

Рис. 1. Воздействие полей на аппаратуру объекта и экранированного сооружения с радиоэлектронной аппаратурой

Для электронной аппаратуры, размещаемой на подвижных объектах и стационарных условиях электромагнитная обстановка задана требованиями ГОСТ Р 51317.2.5-2000 [4]. Проведен анализ многообразия индуцированных и электромагнитных воздействий на внешних сигнальных проводниках, энергоснабжения и заземления. Электрические перегрузки в виде наведенных импульсов могут возникать во внешних и внутренних цепях оборудования, что повышает риски нарушений работоспособного состояния. Необходимый уровень электромагнитной безопасности *E/E/PES* систем достигается прогнозированием деструктивных электромагнитных воздействий (ГОСТ Р МЭК 62305-1-2010 [3]). Обоснование требований к чувствительным узлам оборудования и электронным комплектующим позволяет на этапе разработки выявить пути проникновения помех и критические узлы. Эффективность защиты аппаратуры должна подтверждаться комплексными испытаниями всего объекта, что реализуется путём формирования тестовых импульсных воздействий (токов, напряжений, полей) с характеристиками, соответствующими заданным требованиям жесткости. Тестовые поля мощного электромагнитного импульса обычно имеют характеристику вида «двойной экспоненты», что позволяет использовать существующие высоковольтные импульсные генераторы с ёмкостными накопителями. Специализированные имитаторы импульсных полей аккредитованных лабораторий используют токопроводящие пластины, управляемые одним или более генераторами, с поперечно распространяющейся электромагнитной волной по рабочему объему. Уникальность испытательного оборудования влияет на сроки и материальные затраты при изготовлении изделий.

Сертификация *E*/*E*/*PES* систем на устойчивость к импульсным полям, токам и напряжениям на внешних портах проводится в специализированных аккредитованных испытательных лабораториях (центрах). Виды тестовых испытательных воздействий, значения типовых параметров при испытаниях электронной аппаратурой внутри объектов на устойчивость к импульсным полям и напряжения определяются установленной степенью жесткости испытаний. Для аппаратуры автоматизированных систем в защитном исполнении основные воздействия представлены в табл. 1.

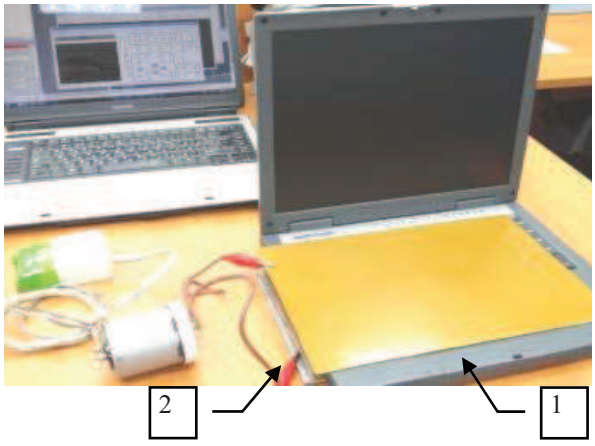
Таблица 1

Рекомендуемые виды испытательных воздействий по ГОСТ Р 52863-2007 [2]

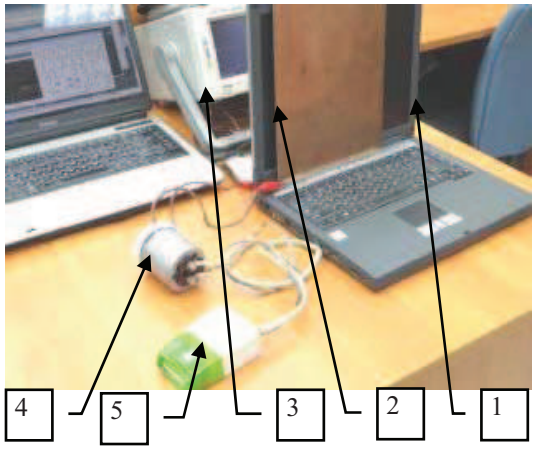
Вид воздействий (I – токи, U – напряжения, P – поля, W - мощность)	Испытательные воздействия по			
	сети электропитания	проводным линиям связи	металло-конструкциям	импульсным полям
1 Импульсы большой длительности	U, W	–	I, W	–
2 Низковольтные однократные миллисекундные импульсы	U, I	U, I	–	–
3 Высоковольтные однократные миллисекундные импульсы	U, I	U, I	I	–
4 Комбинированные однократные импульсы	U, I	–	–	–
5 Высоковольтные периодические микросекундные импульсы	U, W	–	–	–
6 Высоковольтные однократные наносекундные импульсы	U	U	U	P
7 Высоковольтные периодические наносекундные импульсы	U	U	–	P
8 Периодические импульсы короткого замыкания	I	–	–	–

Уровни воздействий на *E*/*E*/*PES* системы обоснованы с учётом качественных признаков классификации и функционирования при формировании испытательных воздействий на порты электропитания, заземления и управления, сигнальные порты. В состав малогабаритного имитатора импульсных полей входит: измерительный комплекс (цифровой осциллограф, высоковольтные делители, ноутбук с программным обеспечением для регистрации и хранении данных); тестовый генератор серий наносекундных импульсов (высоковольтный преобразователь, источник питания с приёмником команд управления, пульт беспроводного управления); полеобразующие пластины, создающие испытательный объём 350×200×70 мм. Малые размеры высоковольтного преобразователя позволяют применять устройство в труднодоступных местах с плотным монтажом и в условиях эксплуатации. Имитатор позволяет проводить проверки работоспособного состояния и эффективности узлов защиты. Напряженность тестовых импульсных полей внутри рабочей зоны позволяет имитировать все виды возможных воздействий. Имитатор был использован при проверках влияния импульсных помех на работоспособное состояние ноутбука, устройств защиты линий, многослойной печатной платы модема, макета генератора тактовых импульсов и различных технических средств. Контроль работоспособности ноутбука проводился комплексным тестом памяти при проверке быстродействия без применения универсальных операционных систем. Нагружение сериями импульсов повторялось не менее пяти раз. Уровни воздействующих импульсных электрических полей **E** задавались расстоянием между пластинами *d* (с учётом вы-

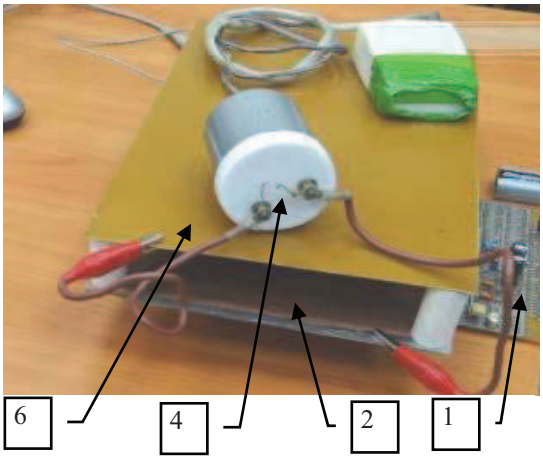
соты дополнительных диэлектрических шайб *h*). Условия испытаний и размещение полеобразующих пластин, при проверках системной платы, жидкокристаллического монитора ноутбука и генератора представлены на рис. 2.



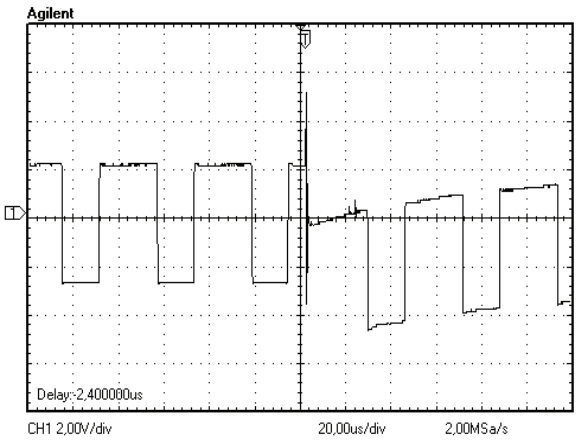
а – испытания системной зоны ноутбука



б – испытания монитора ноутбука



в – испытания макета генератора



г – результат регистрации воздействий

1 – объект испытаний; 2 – испытательная зона; 3 – измерительный комплекс (ноутбук, осциллограф, делитель); 4 – генератор серии высоковольтных импульсов; 5 – радиоуправляемый источник питания; 6 – полеобразующая система с изоляторами

Рис. 2. Испытания системной платы и монитора ноутбука

Результаты испытаний ноутбука на влияние импульсных (переходных) электромагнитных полей представлены в табл. 2. Степени жесткости испытательных воздействий и критерии оценки качества функционирования технических средств задавались в соответствии с ГОСТ Р 52863-2007 [1]. Оценка проводилась по состоянию работоспособности системной платы и монитора ноутбука.

Импульсные электрические поля короткой длительности с параметром и степенью интенсивности излучаемой импульсной (переходной) электромагнитной помехи при степени жесткости установленной ГОСТ Р 52863-2007 [1], не вызывали аварийных состояний системной платы и монитора ноутбука.

Таблица 2

Результаты испытаний критичных узлов цифровой аппаратуры

Объект исследования	Характеристика воздействий	Выявленные признаки последствий тестовых воздействий
1 Ноутбук, зона системной платы при выполнении тестовых проверок памяти и процессора	h = 10 мм	незначительное подергивание изображения, отказов, сбоев, остановки теста не выявлено
	h = 5 мм	значительные искажения изображения, сбои в работе тачпада
	h = 3 мм	аварийная остановка теста с запуском перезагрузки, отказов не выявлено
2 LCD монитор ноутбука при выполнении тестовых проверок	h = 3 мм	искажение отдельных строк в полосе 10 % высоты экрана
	h = 0 мм (d = 11 мм)	сильные искажения, внутренние разряды за защитным стеклом монитора. Отказов, сбоев нет
3 Блок питания ноутбука с кабелем	d = 25 мм	признаков влияния на работу ноутбука не выявлено
4 Проводники платы 3 COM модема	локальный разрядник на удалении 10–40 см	предельные уровни наводок не более 200 мВ при вертикальном и горизонтальном положении, без мер экранирования
5 Макет генератора тактовых импульсов	d = 20 мм	появление сбоев в работе (рис. 2, *г*). При размещении в замкнутом экране из медной фольги сбоев не выявлено

Результаты испытаний свидетельствуют о выполнении современных требований помехоустойчивости ноутбука к излучаемым электромагнитным помехам заданным новыми нормативами.

Список литературы

1. ГОСТ Р 52863-2007. Автоматизированные системы в защитном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым ЭМ воздействиям. Общие требования. – М.: Стандартинформ, 2008. – 32 с.

2. Балюк Н. В., Кечиев Л. Н., Степанов П. В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2009. – 478 с.

3. ГОСТ Р МЭК 61508-1-2007. Функциональная безопасность систем электрических, электронных, программируемых электронных, связанных с безопасностью. Ч. 1. Общие требования. – М.: Стандартинформ, 2008. – 50 с.

4. ГОСТ Р 51317.2.5-2000. Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка. Классификация электромагнитных помех в местах размещения технических средств. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 2001. – 40 с.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВЛАГОЗАЩИТНОГО ПОКРЫТИЯ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ОТВЕРЖДЕНИЯ

М. Г. Кожурина[1], Н. Н. Махновская[2], С. И. Трегубов[1] (научный руководитель)

[1]Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Kozhurina.mariya@mail.ru
[2] АО НПП «Радиосвязь»
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

Рассматриваются вопросы, возникающие при применении новых влагозащитных материалов для печатных узлов. Рассмотрены свойства полиуретановых покрытий УФ-отверждения, в сравнении с традиционными влагозащитными покрытиями.

Влагозащитные покрытия необходимы для защиты электронных изделий, эксплуатируемых в жестких климатических условиях и подвергаемых воздействию влаги и высокой температуры, пыли и агрессивных химикатов. Они также предотвращают рост дендритов и образование оксидов на проводящих слоях печатных плат, приводящих к короткому замыканию проводников и выходу из строя печатного узла. Большинство материалов влагозащитных покрытий обладают весьма высокой устойчивостью в различных химически агрессивных средах. Однако, если печатный узел будет подвергаться продолжительному воздействию агрессивных химических соединений, таких как углеводороды, необходимый уровень защиты могут обеспечить только покрытия на основе эпоксидных смол.

По мере развития новых материалов, необходим поиск новых защитных покрытий для обеспечения эксплуатации производимого устройства в жестких условиях.

Независимо от того, какой выбран материал или процесс покрытия, необходимо учитывать следующие вопросы: метод нанесения покрытия, условия эксплуатации изделия, ремонтопригодность, утилизация отходов, воздействие на окружающую среду, безопасность персонала, системная поддержка и обслуживание.

Для обеспечения надежной защиты радиоэлектронной аппаратуры, влагозащитные покрытия должны обладать следующими свойствами:

- жизнеспособность смеси и срок хранения – важный фактор при планировании операции покрытия, т. к. влияет на стоимость и на объемы нанесения. Приемлемой считается жизнеспособность смеси от 30 минут до 3 часов при комнатной температуре. Низкая жизнеспособность неизбежно приведет к излишней потере материала во время нанесения и может приводить к неоднородной толщине покрытия вследствие быстрого загустевания материала;

- вязкость. Наиболее технологичны составы с низкой вязкостью (менее 3000 сантипуаз (сПз)), позволяющей жидкому покрытию легко растекаться вокруг компонентов во время нанесения и заполнять пространства под компонентами. Однако, при покрытии компонентов с острыми углами или выступающими выводами желательна высокая вязкость материала. Вязкость должна быть достаточной, чтобы обеспечить галтель на границе компонента и платы, где не может быть обеспечено полное проникновение покрытия под компонент;

- отверждение. Отверждением называют необратимый переход реакционноспособных олигомеров (полимеров сравнительно небольшой молекулярной массы) в нерастворимые и неплавкие (так называемые сшитые) полимеры. Процесс происходит с участием специальных реагентов (отвердителей) или под действием дополнительных

энергетических процессов. Температура отверждения является важным фактором. Чем выше температура, тем быстрее происходит отверждение. Обычно при комнатной температуре влагозащитным покрытиям до полной полимеризации требуется до 24 часов. В печи влагозащитные покрытия могут полимеризоваться за короткий промежуток времени, вплоть до 30 секунд. Выбор температуры и времени отверждения определяется конкретным технологическим процессом для определенного вида материала. Для массового производства желательно применение самых быстроотверждающихся покрытий. Однако, надо иметь в виду, что высокая температура отверждения может привести к повреждению компонентов на плате с низкой рабочей температурой;

- электрические свойства. Влагозащитное покрытие должно обладать хорошими электроизоляционными свойствами. Кроме того, покрытие не должно отрицательно влиять на характеристики электрической схемы, например, некоторые покрытия при низких частотах не влияют на работоспособность схемы, но приводят к отказу схемы. Диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрический потерь возрастают с увеличением частоты, тогда как сопротивление и электрическая прочность диэлектрика уменьшаются. Повышение тангенса угла диэлектрических потерь означает увеличение потерь полезной энергии и связанный с этим нагрев аппаратуры.

- влагопоглощение. Поглощение влаги покрытием, как из воздуха, так из водяной пробки на поверхности печатного узла влечет за собой уменьшение удельного объемного и поверхностного сопротивлений;

- химическая совместимость и химическая стойкость. Влагозащитное покрытие должно быть электрохимически совместимым с материалом печатного узла, компонентами и химическими соединениями, оставшимися на плате в результате выполнения предыдущих технологических операций. Они не должны разъедать корпуса компонентов и удалять с них маркировку. Некоторые химические соединения могут влиять на адгезию влагозащитного покрытия с платой, препятствовать отверждению покрытия или замедлять его.

- механическая стойкость. Влагозащитное покрытие должно обеспечивать определенную ударную вязкость и устойчивость к истиранию. Покрытие должно быть максимально эластичным, т.к. в случае термического стресса (например, перепада температур) толстые слои могут потрескаться.

Некоторые типовые покрытия приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры покрытий

Параметры	Силиконовые	Акриловые	Полиуретановые	Полиуретановые УФ-отверждения
Условия отверждения	24 ч в н.у, 30 мин при 80 °С	24 ч в н.у, 30 мин при 80 °С	20 ч при 90 °С	30 с
Рабочие температуры	-65…200	-60...130	-70...120	-60…150
ТКЛР (коэф. линейного расширения)	$7{,}5x10^{-5}$	$16x10^{-5}$	$15x10^{-5}$	
Диэлектрическая проницаемость	2.5	2,5	3,6	2,5
Диэлектрическая прочность кВ/мм	17	58	60	60
Тангенс угла потерь	0.01	0.01	0,03	0,01
Влагостойкость	$5x10^{10}$	$6x10^{10}$	$1{,}5x10^{10}$	$6x10^{10}$
Вязкость, (сПз)	65…50000	200…1000	35…5000	250…700

Применяемые покрытия обладают следующими свойствами:

- Силиконовое покрытие: защита от повышенной влажности; быстрая полимеризация при комнатной или повышенной температуре; нанесение толстым слоем 150–300 мкм; наличие покрытий, не содержащих растворителей, что обеспечивает стабильность вязкости лака в течение длительного времени и простота ремонта.

- Акриловое: защита от повышенной влажности; быстрое отверждение при нагреве; хорошая устойчивость к плесневым грибкам; наилучшая адгезия к материалам печатного узла и высокая ремонтопригодность.

- Полиуретановое: химическая стойкость; высокая стойкость к соленому туману; быстрое отверждение при нагреве; хорошая устойчивость к плесневым грибкам и высокие технологичность и ремонтопригодность.

- Полиуретановое ультрафиолетового отверждения: химическая стойкость и защита от повышенной влажности; не содержит в своем составе растворителей (100 % полимера); отверждение за 10–60 с; нанесение слоем от 25 до 500 мкм; хорошая гибкость влагозащитной пленки в широком диапазоне температур и достаточная толщина покрытия даже на острых кромках компонентов, хорошая ремонтопригодность.

Влагозащитное покрытие ультрафиолетового (УФ) отверждения – один из самых быстрополимеризующихся материалов. Обладает невысокой вязкостью, что позволяет быстро покрывать поверхность компонентов и гарантирует равномерное распределение материала по всей поверхности печатного узла. Не содержит растворителей, в результате чего покрытие более удобно в применении, безопасно для окружающей среды, имеет высокую скорость отверждения и сокращает технологическое время с момента нанесения покрытия до обретения пленкой конечных свойств.

Лаки УФ-отверждения можно наносить с помощью автоматического оборудования, кисти или дозатора.

Автоматическое селективное нанесение защитного покрытия. Системы автоматического селективного нанесение позволяют равномерно наносить лак на заданные области электронного модуля с повторяемым результатом без предварительной маскировки или герметизации.

Нанесение покрытия кистью/растеканием

Нанесение покрытия кистью/растеканием применяется для покрытия небольших партий и ремонта, так как лак можно наносить на выбранные участки. У этого способа низкая повторяемость нанесения равномерного по толщине слоя лака.

Нанесение с помощью пистолета-распылителя.

Лаки УФ отверждения пригодны для нанесения с помощью распылителя (например, для селективного нанесения материалов на важные участки). Этот метод нанесения применяется при малых объемах производства. Сущность метода заключается в распылении материала сжатым воздухом на поверхность изделия.

Отверждение лаков происходит через два быстро перекрестно протекающих химических процесса: УФ-полимеризация и полимеризация за счет химической реакции влаги из воздуха (ПУ-сушка). Печатный узел можно нагружать уже после этапа УФ-сушки. Цикл ПУ-сушки приводит к полной полимеризации лака в теневых зонах, где УФ-излучение не может запустить процесс образования поперечных связей.

Очень важно выполнить УФ-сушку до самой подложки пригодными для этого УФ-лампами. Невозможно достигнуть указанных в техническом отчете свойств только с помощью ПУ-сушки. Для отверждения в основном используются лампы со спектром излучения (350-390) нм (диапазон UV-A).

Поиск нового материала в большинстве случаев связан с несоответствием старого современным требованиям, предъявляемым к материалам, используемым в высокопро-

изводительном производстве радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) специального применения. А так же не приспособленность для селективного автоматического способа нанесения.

Наиболее перспективным является лак УФ-отверждения, т.к. позволяет производить покрытие разными способами, обладает большим сроком жизни, является одним из быстроотверждаемых покрытий. Так же можно варьировать время отверждения покрытия (в печи конвейерного типа – скорость прохождения покрытого ПУ в зоне отверждения). Одним из недостатков данного покрытия является обязательное УФ излучение для полимеризации.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (Договор № 02.G25.31.0041).

Список литературы

1 Уразаев В. Г. Влагозащита печатных узлов. – М.: Техносфера, 2006. – 344 с.

2 Уразаев В. Г. Современные технологии влагозащиты печатных узлов // Печатный монтаж. – 2007. – № 5.

3 Романова И. Влагозащитные покрытия. Материалы и оборудования // Печатный монтаж. – 2010. – № 4.

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ, СВЯЗАННЫЕ С ПРОИЗВОДСТВОМ И УТИЛИЗАЦИЕЙ СРЕДСТВ ЭЛЕКТРОНИКИ

Е. Ю. Торокова, В. А. Барашков (научный руководитель)

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

Рассмотрены некоторые проблемы экологической безопасности, связанные с производством и дальнейшим использованием электронной техники. Особое внимание уделено вопросам утилизации отработавших электронных приборов и оборудования в некоторых странах Европы и Северной Америки.

Стремительный рост электронной промышленности в последние годы привел к весьма неожиданным последствиям в виде нарастания экологических, экономических, нравственных и прочих проблем. Начиная с середины 1990-х, электронные отходы становятся общепризнанным доминирующим компонентом в общем потоке твердых отходов. Это связано с тем, что потребление небольших электронных устройств типа сотовых телефонов стало повсеместным во всех развитых и развивающихся странах. В отсутствие адекватной государственной политики по переработке таких отходов, из-за малого размера, короткого срока жизни и высокой стоимости их переработки, такие изделия люди обычно просто выбрасывают, не задумываясь по поводу негативного воздействия их на окружающую среду и здоровье людей.

При производстве электронных продуктов и их компонентов (полупроводниковых чипов, компьютерных клавиатур, мониторов, устройств хранения информации) используется свыше 1000 различных материалов, включая растворы хлорированных веществ, бромированные препараты-гасители пламени, поливинилхлориды, тяжелые металлы, пластики, газы и пр.

Одна только электронно-лучевая трубка может содержать от одного до трех килограммов свинца. В большом телевизионном мониторе его окажется еще больше. Плоские панельные телевизоры и мониторы содержат меньше свинца, но больше ртути. Примерно 40% тяжелых металлов, включая свинец, ртуть и кадмий, обнаруживаемых в окружающей нас среде, обязано своим присутствием выбрасываемым и попадающим на свалки электронным изделиям. Все возрастающими темпами в полупроводниковой промышленности используется индий. Наноматериалы сейчас широко применяются в различных изделиях, включая продукты электронной промышленности, хотя воздействие наноматериалов на здоровье человека пока проверяется.

Основные риски связаны с содержащимися в электронных изделиях некоторыми веществами, такими как, например: свинец, ртуть, кадмий, полибромированные дифенил эфиры.

Опасность свинца для человека определяется его значительной токсичностью и способностью накапливаться в организме. По степени воздействия на живые организмы свинец отнесен к классу высокоопасных веществ наряду с мышьяком, кадмием, ртутью, селеном, цинком, фтором и бенз(а)пиреном (ГОСТ 17.4.1.02-83). Свинец вызывает повреждение мозга у детей, в связи с чем употребление многих продуктов для них ограничено.

Ртуть токсична в очень малых дозах, она воздействует на мозг и повреждает почки. Она может попасть в организм уже с грудным молоком. Всего 1/70 чайной ложки ртути может вызвать отравление около 100 000 квадратных метров озерной поверхности, делая рыбу непригодной к употреблению в пищу.

Кадмий аккумулируется в теле человека и может вызвать повреждение почек.

Полибромированные дифенил эфиры (PBDE) являются особым классом химических веществ, используемых в качестве замедлителей горения. Эти соединения часто применяются в качестве добавки в пластические материалы, используемые для изготовления корпусов телевизоров, потребительской электроники, изоляции проводов, персональных компьютеров и других небольших электронных изделий. Достоинством данных веществ является то, что они снижают вероятность возгорания и интенсивность горения.В практических целях (PBDE) используются весьма широко, и их содержание в пластике может составлять от 5 до 30% от его общего веса. Эти соединения, будучи подмешенными к пластику, не вступают, тем не менее, с ним в соединение, поэтому они так легко покидают его и оказываются в окружающей среде. Количество атомов брома и их местоположение в соединении может варьироваться. Это ведет к тому, что обнаруживается 209 различных форм (PBDE). Наибольший вред оказывает пентабромдифенил эфир.

Эти соединения широко распространены в окружающей среде, они способны распространяться на большие расстояния и оказывать хроническое воздействие на живые организмы. Они обнаруживаются в тканях всех морских обитателей. Подобно полихлорированным бифенилам (особой группе углеводородов, широко используемых в различных промышленных процессах), (PBDE) являются сильно гидрофобными и поэтому адсорбируются на различных частицах и липидах, что способствует их аккумуляции в тканях организмов животных, поглощающих их с пищей. Наибольшая концентрация (PBDE) отмечается в тканях морских обитателей: животных, рыб и птиц. Есть подозрение, что (PBDE) вызывает нарушение репродукции животных, отравленных этими веществами.

Упомянутые химические вещества и материалы способны оказывать вредное воздействие на здоровье рабочих и общества в целом на любой стадии жизненного цикла продукта.

Например, какой вред может возникнуть при производстве компонентов электронной техники? В производстве средств электроники используется широкий спектр токсических веществ, включая хлорированные и бромированные компоненты, фотоактивные химические вещества, токсичные газы, кислоты, растворители, тяжелые металлы, пластики и пластификаторы, многие из которых способны оказывать тяжелый вред окружающей среде и здоровью рабочих.

Рабочие, занятые в производстве электроники, могут подвергаться воздействию свыше тысячи различных химических веществ. Многие из этих веществ увеличивают риск заболевания раком, вызывают повреждение репродуктивной функции, дефекты детского развития, и тяжелые заболевания.

Значительный вред рабочим возникает на стадии сборки продукта. На протяжении длительного времени большинство электронных гаджетов изготавливалось в США. И только сравнительно недавно производство переместилось за рубеж в развивающиеся страны, что было вызвано желанием использовать в своих интересах дешевый труд и слабое законодательство. Владельцы фирменного знака прекратили заниматься производством и передали контракты на изготовление электроники своим новым партнерам.

Теперь многие из электронных изделий, которые мы покупаем, собираются в убогих мастерских, вроде тех в Китае, где рабочие подвергаются воздействию ядовитых веществ, их заставляют работать сверхурочно, для того, чтобы обеспечить высокую интенсивность производства, а платят им ниже прожиточного минимума. Рабочим также не разрешают организовать или формировать независимые профессиональные союзы,

чтобы защитить себя и требовать лучшие условия труда. Рабочие часто калечат себя на рабочих местах, когда они спешат выполнить установленную им норму.

Наибольшим контрактом на производство электроники владеет компания Hon Hai Precision Industry, Ltd Тайваня, обычно известная под именем Foxconn. Фокскон одна владеет 13 предприятиями в Китае, у нее занято почти 1 миллион рабочих по всему миру. Недавно в новостях прозвучало, в каких нечеловеческих условиях фирма Apple производит iPhones и iPads. Эта потогонная система привела к тому, что в 2010 году 18 рабочих пытались покончить жизнь самоубийством.

Но подобные проблемы не ограничиваются компанией Foxconn. Исследования Китайской Инспекции труда показали, что отвратительные условия труда в Foxconn являются типичными для всех производителей электроники в Азии. При обследовании 10 фабрик электроники Китая в провинциях Гуандуне и Цзянсу, они нашли обычные отвратительные условия на всех предприятиях, восемь из которых работают по контракту с Dell, и семь с – HP.

Отмечено, что:

- на всех фабриках рабочие работали сверхурочно по 36–160 часов в месяц, при законном, установленном пределе в 36 часов;
- на девяти из этих десяти фабрик, минимальная ежемесячная заработная плата (138 $ на одной фабрике) не обеспечивала прожиточный минимум большинства рабочих, что не оставляет им другой возможности к выживанию, как брать много часов сверхурочной работы;
- условия труда на поточной линии очень тяжелые, рабочий день длится 8–10 часов и более. Перерывы часто не допускаются;
- дискриминация. На всех десяти фабриках были обнаружены случаи дискриминации при приеме на работу. Многие наниматели предпочитают молодых людей (часто моложе 18 лет), и женщин, которых легче контролировать.

Переработка электронных отходов является наиболее проблемной операцией. В США, согласно заключению экспертов, в год образуется приблизительно 400 миллионов единиц бытовой электроники. Стремительное развитие технологий приводит к тому, что электронные изделия быстро устаревают. С учетом агрессивной политики торговых фирм, это означает, что изделия бытовой электроники выбрасываются, даже если они еще продолжают работать. Переработка электронных отходов осуществляется с большим трудом. Полная и безопасная переработка часто стоят дороже, чем извлекаемые материалы. Дело во многом объясняется тем, что в самой конструкции электронного изделия не заложена возможность разборки. Переработку электронных изделий затрудняют используемые материалы и их физическое устройство. В то время как компании-производители утверждают, что предложили «зеленую электронику», мы на самом деле очень далеки от действительно зеленых изделий. Как отмечалось выше, электронные гаджеты содержат много токсических материалов, что удорожает процесс переработки с одной стороны, а с другой – делает его просто опасным.

Тем самым, основная часть выброшенной электроники оказывается на свалках. По оценкам Агентства по защите окружающей среды (США) в 2011 году США произвели примерно 3,4 миллионов тонн электронных отходов. Но только 25 % из этого количества поступило на переработку. Остальные 75 % оказались либо на открытых мусорных свалках, либо были сожжены в специальных печах для переработки мусорных отходов. И это при том, что опасные химические вещества со свалок оказываются в подземных водах, а при горении пластмасс образуются диоксины – опасные химические соединения (хлорированные производные бензола, относящиеся к кумулятивным ядам и ксенобиотикам).

В то же время, большинство фирм, заявляющих о себе, как о переработчике электронных отходов, на самом деле их не перерабатывает. Отходы экспортируют. Огромное количество электронного мусора из тех 25 %, заявленных на переработку, грузится на корабли и отвозится туда, где и перерабатывается в нечеловеческих условиях, отравляя людей, почву и воду в Китае, других Азиатских странах, а также в Гане и Нигерии в Западной Африке.

В 2001 году в рамках Базельской конвенции несколько групп исследователей посетило места переработки электронных отходов в Китае, Индии и Пакистане. Члены комиссии обнаружили огромную территорию под названием Гуйю в провинции Гуандун на берегах реки Льянйянг всего в 4 часах езды к северу от Гонконга, самой большой в мире свалки электроники, где примерно 100 000 нищих рабочих мигрантов заняты разборкой старых компьютеров, импортируемых сюда преимущественно из Северной Америки. Эти рабочие использовали технологии 19-го столетия для уничтожения отходов 21-го столетия.

Переработкой отходов здесь занимаются там же, где живут люди. Переработка заключается в механическом разрушении конструкции и удалении металла, который затем можно здесь же переплавить. В результате ущерб, получаемый людьми, оказывается колоссальным.

Примеров можно привести множество. Кинескопы телевизоров или компьютеров просто разбивают молотками так, что наружу выбрасывается огромное количество токсичного фосфора. Компьютерные клавиатуры выжигают в открытых посудинах на открытом огне для извлечения свинца, при этом рабочие вдыхают ядовитые пары свинца. При горении пластмасс, как отмечалось выше, выделяются чрезвычайно опасные диоксины и фураны. Бывшие ирригационные системы засоряются мусором, в том числе битым стеклом. Отработанные кислоты и растворы тяжелых металлов выливаются прямо в реку. Ужасающие условия труда и чрезвычайно слабое трудовое законодательство в Китае приводят к тому, что к такой работе очень широко привлекается труд женщин и детей.

В крови детей, проживающих в Гуйю, содержание свинца на 54 % выше, чем в ближайшем городе Чендиан. От отравления этим металлом страдает 66,6 % местных детей. Уровень свинца в донных отложениях местной реки в два раза превышает принятый в Европе, в соответствии с Базельской конвенцией, допустимый уровень. Отмечается количество выкидышей у беременных женщин с частотой выше средней по стране. Полибромированные дифениловые эфиры, используемые в качестве замедлителей горения в электронике, обнаружены в опасных количествах (до 4,1 промилле от веса жировой ткани) в яйцах сапсанов, что увеличивает риск исчезновения этого вида.

Дети подвергаются воздействию диоксиновых паров вместе с клубами дыма, поднимающимися над Гуйю и в конце концов оседающими на землю. Почва перенасыщена свинцом, хромом, оловом и другими тяжелыми металлами. Электронные отходы буквально плавают в лужах токсических веществ, которые просачиваются в почву, достигают уровня грунтовых вод и делают питьевую воду непригодной для использования. Кучи золы и пластиковых отбросов возвышаются рядом с рисовыми полями и перегораживают течение реки Льянйянг.

Недавно было предпринято исследование по определению размеров загрязнения местности в Гуйю тяжелыми металлами. В образцах пыли, взятых на анализ, ученые обнаружили содержание свинца и меди в 371 и соответственно в 115 раз превышающее те же значения на расстоянии 30 км от Гуйю. Теми же исследователями установлено, что донные осадки реки Льянйянг загрязнены полихлорированными бифенилами на уровне в три раза превышающем средние значения вдали от Гуйю.

Выход может быть найден в создании так называемой «зеленой электроники», в рамках которой токсичные материалы при производстве средств электроники заменяются нетоксичными и легко разлагающимися в окружающей среде. В то же время исследования по отысканию альтернатив токсичным материалам и инвестиции в металлургическое оборудование для безопасной утилизации электронных отходов катастрофически отстают от темпов появления новых электронных устройств, ведь привычка покупать все новые гаджеты взамен старых у населения работает по-прежнему безупречно. Необходимы новые стандарты по испытанию используемых материалов, особенно в областях связанных с медициной, аэрокосмическими технологиями. Улучшенное тестирование материалов и создание надежной базы данных по токсичности материалов может стимулировать производителей учитывать опасность продукта на ранних стадиях проектирования, а не в дальнейшем, после принятия эксплуатационных и экономических решений.

РАСЧЕТ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА СВЧ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ ТРиАНА (АСОНИКА-Т)

М. Г. Теплых[1], Е. С. Сапожникова[2], С. И. Трегубов[1] (научный руководитель)

[1]Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: marrr22@bk.ru
[2]АО НПП «Радиосвязь»
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

Рассматривается использование программного комплекса Асоника-Т для проведения теплового анализа, который позволит на этапе проектирование выбрать оптимальное конструкторское решение для изготовления блока СВЧ-преобразователя.

При проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), необходимо учитывать влияние температуры на ее характеристики и параметры. Если они выходят за пределы, допустимые для ее нормального функционирования, разработчики РЭА прибегают к различным методам охлаждения и температурной стабилизации.

Одной из главных задач работы является поиск путей сокращения сроков разработки аппаратуры, посредством проведения теплового анализа конструкции РЭС когда она находится в стадии разработки. Уже на этих этапах необходимо прогнозировать перегревы. Это позволит своевременно выбрать схему построения системы обеспечения теплового режима (СОТР) разрабатываемой конструкции с учетом технического задания (ТЗ).

Так как происходит постоянное усовершенствование РЭА (увеличение степени миниатюризации узлов и блоков, ужесточение внешних факторов) с целью повышения требований к надежности, расчет теплового режима современных радиоэлектронных устройств становится необходимостью, которая не может быть решена без применения систем автоматизированного проектирования (САПР).

Расчет теплового режима будет проводиться на СВЧ-преобразователе (рис. 1).

Конструктивно СВЧ-преобразователь выполнен в виде трех отсеков в одном устанавливается СВЧ-модуль, в другом – цифровое устройство, в третьем отсеке источник вторичного электропитания и модуль сопряжения с сетью Ethernet.

Отсеки разделены жесткими стенками.

Конструкция должна предусматривать эффективный отвод тепла, особенно от СВЧ-модуля, на котором рассеивается до 40 Вт. Суммарная мощность потребления модуля не превышает 80 Вт.

Требования к внешним воздействиям: пониженная рабочая температура: минус 10 °С (минус 40 °С для антенных модулей), рабочая повышенная температура: 50 °С (40 °С для антенных модулей). Предельная пониженная температура среды: минус 50 °С, предельная повышенная температура среды 65 °С.

Современный подход к исследованию тепловых характеристик РЭС основывается на методах математического моделирования.

Существуют специализированные пакеты прикладных программ, комплексов и подсистем теплового проектирования РЭС (*MENTOR GRAPHICS*/модули *AutoTherm*, *AutoFlow*, *Beta Soft*, *TAS*, *Thermal Designer* 98, *FLOTHERM*, *COSMOS*, *PLAC*, АСОНИКА-Т, ТРиАНА и др.), которые базируются на различных методах и подходах к моделированию тепловых режимов РЭС [1].

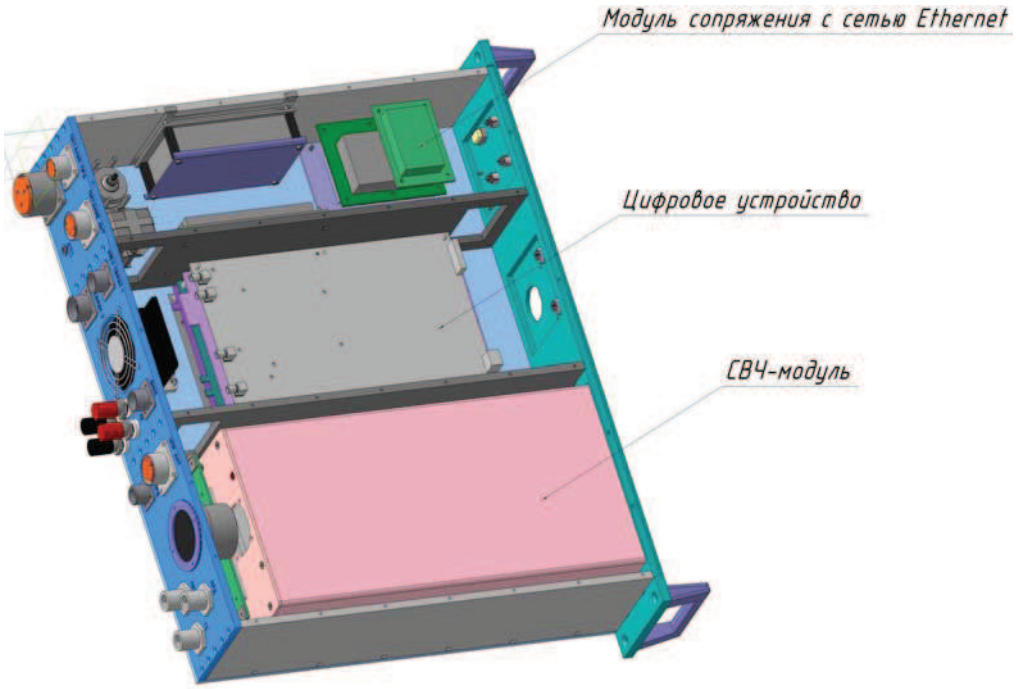


Рис. 1. 3D-модель исследуемого модуля

Для расчета теплового режима выбираем программный комплекс ТРИаНА (АСОНИКА-Т) так как он позволяет решить следующие задачи:

- определение тепловых режимов работы всего множества радиокомпонентов и несущих конструкций с учетом конструктивно-технологических и эксплуатационных особенностей РЭА различного назначения и внесение изменений в конструкцию с целью обеспечения необходимого теплового режима работы РЭА;
- выбор лучшего варианта конструкции из несколько имеющихся вариантов с точки зрения тепловых режимов работы;
- обоснование необходимости и оценка эффективности дополнительной защиты РЭС от тепловых воздействий;

На начальном этапе строится геометрическая модель блока (рис. 2). При построении модели учитываются размеры каждого элемента, свойства материала, также расстояние от стенок модуля до установленных внутри прибор. Устанавливается взаимодействие прибора с воздухом внутри и снаружи.

Узлами обозначаются: 1 – левая стенка; 2 – верхняя стенка; 3 – передняя стенка; 4 – нижняя стенка; 5 – задняя стенка; 6 – правая стенка; 7 – стенка 1 внутри модуля; 8 – стенка 2 внутри модуля; 9 – СВЧ-модуль; 10 – цифровое устройство; 11 – воздух снаружи; 12 – воздух внутри.

Воздух снаружи задается как предельная повышенная температура среды.

Ветви графа отображают тепловые потоки между условно изотермическими объемами конструкций (рис. 3).

Также устанавливается источник тепловой мощности.

После создания модели тепловых процессов производится расчет. В результате выдается разнообразная текстовая и графическая информация. Данные выводятся как для стационарного расчета в виде таблицы температур в узлах модели (табл. 1), так и для нестационарного в виде графика зависимости температуры в узлах модели от времени и таблицы температур в промежутках времени в узлах модели.

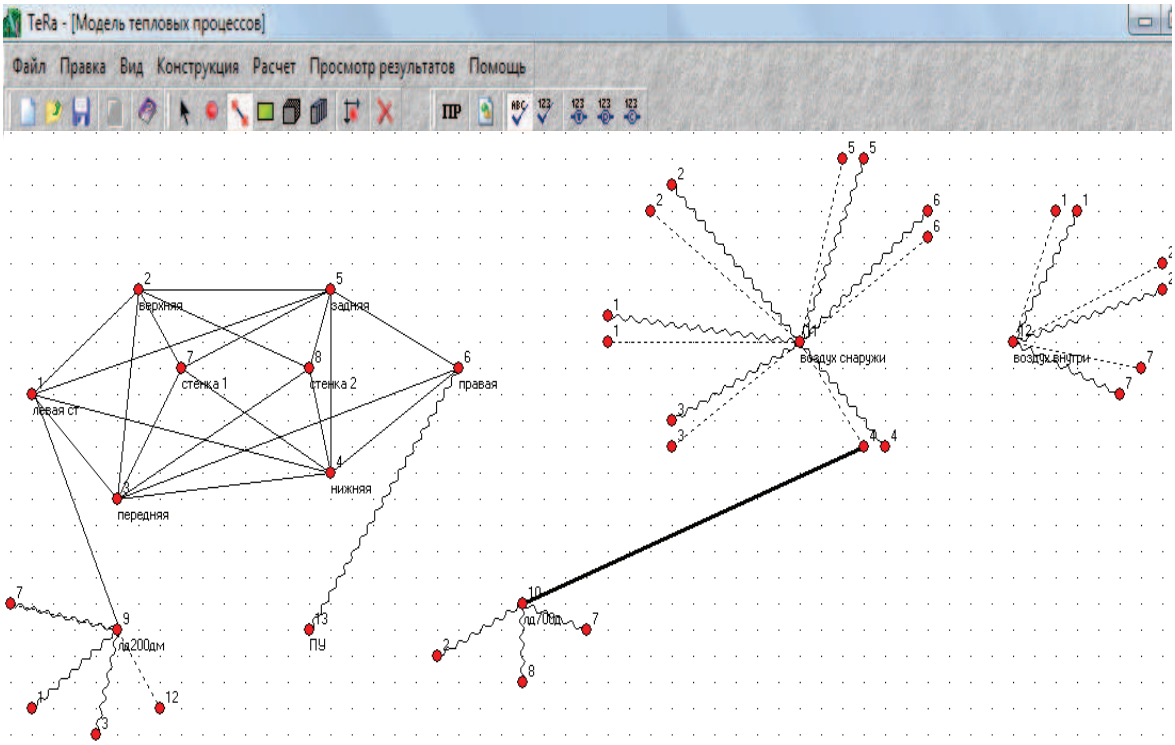


Рис. 2. Геометрическая модель СВЧ-преобразователя

(кондукция в декартовой системе координат) *i* ○——○ *j*	1 2 3 4	Размер, определяющий площадь сечения теплового потока, мм Размер, определяющий площадь сечения теплового потока, мм Длина пути теплового потока, мм Теплопроводность материала, Вт/м·К
(контактный теплообмен /прямоугольное пятно/) *i* ○▬▬○ *j*	1 2 3	Длина контактного пятна, мм Ширина контактного пятна, мм Коэффициент смазки, отн.ед
(излучение с плоской неразвитой поверхности) *i* ○~~~~○ *j*	1 2 3 4	Длина поверхности, мм Ширина поверхности, мм Степень черноты поверхности, отн.ед. Коэффициент облученности, отн.ед.
(естественнаяконвекция с неразвитой плоской поверхности в неограниченную среду) *i* ○— — — —○ *j*	1 2 3 4 5	Длина поверхности, мм Ширина поверхности, мм Определяющий размер, мм Коэффициент ориентации (см. табл. 1.3) Давление окружающей среды, мм рт. ст.

Рис. 3. Обозначение ветвей в модели

Полученные в результате расчета температуры используются в качестве граничных условий для моделирования теплового режима с помощью подсистемы АСОНИКА-ТМ, в результате которого могут быть получены температуры всех элементов СВЧ-преобразователя.

Таблица 1

Результаты расчета

№ узла	Имя узла	Температура, °С
1	Левая стенка	83.9
2	Верхняя стенка	83.1
3	Передняя стенка	85.9
4	Нижняя стенка	83.5
5	Задняя стенка	83.5
6	Правая стенка	84
7	стенка 1 внутр	84
8	стенка 2 внутр	84
9	СВЧ-модуль	86.8
10	Цифровое устройство	83.5
11	воздух снаружи	65
12	воздух внутри	84.4
13	Плата	84

Полученные результаты показали, что температура в преобразователе высокая, поэтому необходима доработка конструкции (добавление дополнительных вентиляторов, изменение расположения элементов). После изменений необходимо повторить расчет заново.

Список литературы

1. Исследование тепловых характеристик РЭС методами математического моделирования [Текст] : монография / В. В. Гольдин, В. Г. Журавский, В. И. Коваленок [и др.]; ред. А. В. Сарафанов. – М. : Радио и связь, 2003. – 456 с.

2. http://triana.su/ – сайт программного комплекса ТРиАНА.

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ, СРЕДСТВА АНАЛИЗА КОНСТРУКЦИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ 3D МОДЕЛЕЙ

П. В. Иевлев, А. В. Муратов (научный руководитель), А. В. Турецкий

Воронежский государственный технический университет
г. Воронеж, ул. Московский проспект, 14
E-mail: Ievlev92@mail.ru

Рассмотрены процессы моделирования механических характеристик электронных модулей третьего уровня (стойки) и несколько видов анализа: модальный, динамический, ударный, статический.

Все современные технические системы и объекты хозяйственного и оборонного назначения, осуществляющие функции управления, регулирования, обработки информации, координации и связи (ракеты, самолеты, танки, корабли, спутники, автомобили, все пульты управления и т. д.), содержат сложные радиоэлектронные средства (РЭС). При этом с каждым годом возрастает сложность задач, решаемых с помощью РЭС, что приводит к росту оснащенности всей техники радиотехническими устройствами.

Радиоаппаратура, устанавливаемая на подвижных объектах, подвергается интенсивным механическим воздействиям, которые вызывают 30–50 % всех отказов [1, 2]. Ухудшение надежности и стабильности работы аппаратуры вызывается механическими воздействиями, наиболее опасными из которых являются вибрации, удары и линейные перегрузки. Источниками этих воздействий могут быть различные двигатели, в том числе и реактивные, быстро вращающиеся несбалансированные массы, наличие зазоров, неровности дорог и стыки рельсов, акустические шумы, ударная волна, перегрузки при маневрировании, взрывные воздействия, небрежность или неосторожность обслуживающего персонала (падение РЭС, удары при погрузочно-разгрузочных работах). Кроме того, блоки РЭС представляют собой сложные механические конструкции, в которых возникают резонансные колебания, многократно усиливающие механические нагрузки. Все это может приводить к помехам в каналах передачи информации, к снижению точности работы аппаратуры и к механическим разрушениям элементов конструкций.

Применение математического моделирования механических процессов позволяет сократить количество промежуточных вариантов конструкции РЭС, сроки и затраты на проектирование, провести виртуальные испытания устройства на начальных стадиях проектирования. Это приводит к значительному сокращению временных и материальных затрат на реальные испытания, проводимые в лабораторных условиях.

Системы инженерного анализа, встроенные в САПР, ассоциативны с геометрией проектируемых изделий, поэтому отслеживают изменения модели. Расчетные данные структурированы и интегрированы в общую систему проектирования САПР.

Учитывая достоинства и недостатки современных CAE-систем, в настоящей работе для моделирования механических воздействий на радиоэлектронные модули третьего уровня была выбрана система Creo 2.0 [1].

Проектирование радиоэлектронного модуля третьего уровня выполнено в соответствии с ГОСТ Р51623-2000 «Конструкции базовые несущие радиоэлектронных средств.

Для определения собственных частот и форм колебаний сконструированного шкафа был выполнен модальный анализ спроектированного модуля, в результате которого были установлены следующие возможные собственные частоты [3]: 6,4 Гц (колебания стойки вдоль лицевой стороны), 10,62 Гц (кручение стойки), 12,3 Гц (колебания

стойки вдоль боковой стороны), 20,04 Гц (собственная частота вибрации несущих вертикальных колонн стойки).

Сопоставление полученных частот с параметрами механических динамических воздействий на РЭС для различных условий эксплуатации, показывает, что данные частоты могут быть возбуждены при всех условиях эксплуатации радиоэлектронных средств: в стационарных помещениях из-за влияния соседнего оборудования, при землетрясениях, а также в случае размещения рассматриваемого модуля на любом транспортном средстве. Поэтому исследование поведения конструкции при наличии внешних воздействий в этом частотном диапазоне становится особенно актуальным.

Для выявления реакции стойки на ударные воздействия был проведен динамический спектральный анализ. При этом были использованы результаты проведенного модального анализа. При исследовании был задан спектр возмущающих воздействий. Частоты воздействий выбраны в интервале 0 ÷ 25 Гц, который включает в себя частоты собственных свободных колебаний, так как при таких воздействиях могут оказаться очень значимыми явления резонанса. Установлено, что наибольшие напряжения возникают в местах контакта вертикальных колонн и нижнего основания стойки (ножки зафиксированы). Вблизи верхнего основания значения напряжений меньше.

В случае воздействия вдоль пространственной диагонали возникают значительно бóльшие напряжения в каркасных элементах, кроме того появляются значительные напряжения в опорах – $1{,}4 \cdot 10^{10}$ Па [3, 4].

В табл. 1 приведены значения напряжений в стойке при ударном воздействии.

Таблица 1

Напряжения в стойке при ударном воздействии

Направление удара	Максимальное напряжение вблизи контакта колонны с нижним основанием, Па	Максимальное напряжение вблизи контакта колонны с верхним основанием, Па
Вдоль оси Y	$5{,}6 \cdot 10^{6}$	$1{,}7 \cdot 10^{6}$
Вдоль оси Z	$2{,}03 \cdot 10^{8}$	$6 \cdot 10^{7}$
Вдоль оси X	$2{,}07 \cdot 10^{8}$	$6{,}3 \cdot 10^{7}$
Вдоль пространственной диагонали	$1{,}4 \cdot 10^{11}$	$8{,}4 \cdot 10^{10}$

Установлено, что наибольшие напряжения возникают в местах контакта вертикальных колонн и нижнего основания стойки (ножки зафиксированы). Вблизи верхнего основания значения напряжений меньше.

Таким образом, была установлена бóльшая уязвимость сконструированной стойки к ударному воздействию в горизонтальной плоскости, по сравнению с воздействием в вертикальной плоскости. При этом возникшие напряжения меньше предельных для стали и критическими не являются. Удар вдоль пространственной диагонали для данной конструкции не допустим, так как возникающие при этом напряжения близки к критическим.

Статическая нагрузка была смоделирована на горизонтальные направляющие, служащие для размещения в стоечной конструкции модулей более низкого уровня (корпусов вставных блоков). Поскольку в проекте предусмотрена возможность размещения блоков различных размеров, то моделирование было сделано для различных статических нагрузок: 200Н, 400Н, 600Н, 800Н и 1000Н.

В табл. 2 приведены значения напряжений и перемещений конечных элементов конструкции при различных нагрузках.

Таблица 2

Величина силы, Н	Напряжения, Па		Перемещения, мм	
	в направляющих	в вертикальных колоннах	в направляющих	в вертикальных колоннах
200	$2{,}96\cdot10^{6}\ldots1{,}5\cdot10^{7}$	$1{,}4\cdot10^{1}$	$2{,}5\cdot10^{-2}\ldots1{,}2\cdot10^{-1}$	$2{,}5\cdot10^{-2}\ldots8{,}7\cdot10^{-2}$
400	$2{,}96\cdot10^{6}\ldots2{,}6\cdot10^{7}$	$1{,}4\cdot10^{1}$	$3{,}7\cdot10^{-2}\ldots1{,}5\cdot10^{-1}$	$2{,}5\cdot10^{-2}\ldots8{,}7\cdot10^{-2}$
600	$4{,}4\cdot10^{6}\ldots3{,}1\cdot10^{7}$	$2{,}1\cdot10^{1}$	$4\cdot10^{-2}\ldots1{,}8\cdot10^{-1}$	$4\cdot10^{-2}\ldots1{,}6\cdot10^{-1}$
800	$5{,}9\cdot10^{6}\ldots5{,}3\cdot10^{7}$	$2{,}8\cdot10^{1}$	$5\cdot10^{-2}\ldots2{,}5\cdot10^{-1}$	$5\cdot10^{-2}\ldots1{,}8\cdot10^{-1}$
1000	$7{,}4\cdot10^{6}\ldots7{,}4\cdot10^{7}$	$3{,}5\cdot10^{1}$	$9{,}4\cdot10^{-2}\ldots3{,}1\cdot10^{-1}$	$9{,}4\cdot10^{-2}\ldots2{,}1\cdot10^{-1}$

Анализ экспериментальных результатов показал, что деформация в направляющих носит упругий характер (показано выполнение закона Гука) и возникающие напряжения значительно меньше модуля упругости.

Таким образом, показана принципиальная возможность применения программного продукта Creo 2.0.

Список литературы

1. Ненашев А. П. Конструирование радиоэлектронных средств. – М.: Высш. шк., 1996. – 432 с.

2. Методы и средства комплексного анализа механических и тепловых характеристик радиоэлектронных модулей / С. Ю. Сизов, А. В. Турецкий, О. Ю. Макаров, И. А. Лозовой // Тр. 10-й междунар. конф. – М.: ИПУ РАН, 2010. – № 1. – С. 40–43.

3. Моделирование механических характеристик радиоэлектронных модулей третьего уровня / П. В. Иевлев, А. В. Муратов, А. В. Турецкий, Ю. В.Сидоров, А. И. Климов // Радиотехника. – 2014.– № 11. – С. 37–40.

4. Этапы моделирования механических характеристик радиоэлектронных модулей третьего уровня / П. В. Иевлев, А. В. Муратов, А. В. Турецкий, Ю. В.Сидоров, А. И. Климов // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 41–43.

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ МОНТАЖА МНОГОСЛОЙНЫХ КЕРАМИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

М. С. Московских[1], А. А. Левицкий[2]

[1]*АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева»*
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
[2]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Рассмотрены вопросы, связанные с выбором режима монтажа бескорпусных многослойных керамических конденсаторов. Основное внимание уделяется анализу температурных режимов пайки.

Введение

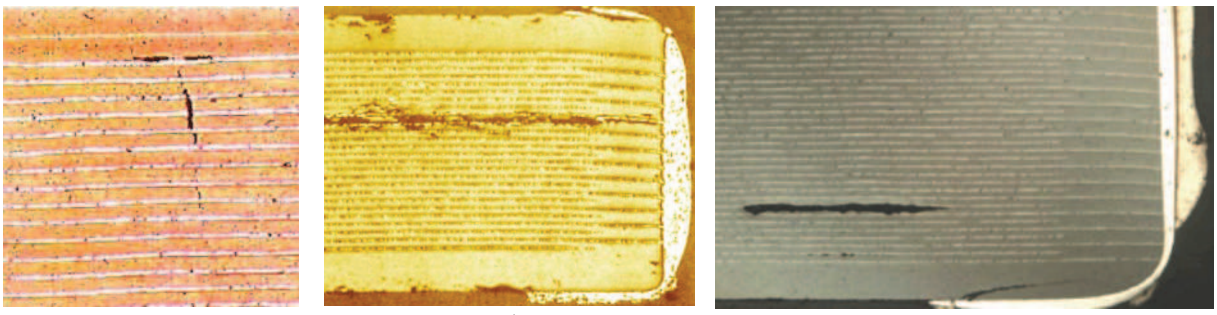
В настоящее время традиционный монтаж электронных компонентов на печатные платы в значительной степени вытеснен технологией поверхностного монтажа (англ. – *Surface Mount Technology* или *SMT*), в которой электронные компоненты, имеющие специальную конструкцию корпуса (англ. – *Surface Mounted Device* или *SMD*), устанавливаются и припаиваются непосредственно к контактным площадкам, сформированным в проводящем слое на поверхности платы.

При производстве аппаратуры широкого применения, с использованием поверхностного монтажа, как правило, используется автоматизированная установка *SMD*-компонентов на плату и технология групповой пайки. Для аппаратуры специального назначения зачастую используется ручная установка и пайка *SMD*-компонентов.

Одной из проблем технологии поверхностного монтажа является повреждение устанавливаемых на плату компонентов, что приводит к сокращению выхода годных изделий при производстве и сокращению надежности аппаратуры в процессе эксплуатации. К наиболее «уязвимым» компонентам с этой точки зрения относятся многослойные керамические конденсаторы [1, 2]. В данной работе рассмотрены причины повреждения многослойных керамических конденсаторов, устанавливаемых на печатные платы с использованием технологии печатного монтажа.

1. Дефекты конденсаторов и причины их возникновения

К повреждению многослойных керамических конденсаторов может приводить ряд различных причин [3–7]. Причиной брака, не связанной напрямую с монтажом, может быть наличие в самих конденсаторах скрытых дефектов (рис. 1), способных в дальнейшем приводить к отказам [5].



а *б* *в*

Рис. 1. Скрытые дефекты многослойных керамических конденсаторов [5]:
а – внутренние трещины; *б* –расслаивание; *в* – пустоты в теле конденсатора

В процессе сборки печатаной платы причинами повреждений конденсаторов могут быть: механические воздействия при установке (позиционировании) элементов на

плате; тепловой удар; изгибные деформации; миграция металла электродов (серебра и палладия); дефекты пайки (например, дефект «надгробный камень» из-за избыточной толщины слоя припоя).

К появлению дефектов конденсаторов также могут приводить выполняемые после завершения пайки операции: тестирование, отделение платы от групповой заготовки, установка соединителей, закрепление на шасси. Выполнение этих операций оговаривается в специальных технических требованиях, однако на практике в ходе их выполнения часть конденсаторов повреждается. Типичные трещины в результате деформации платы показаны на рис. 2.

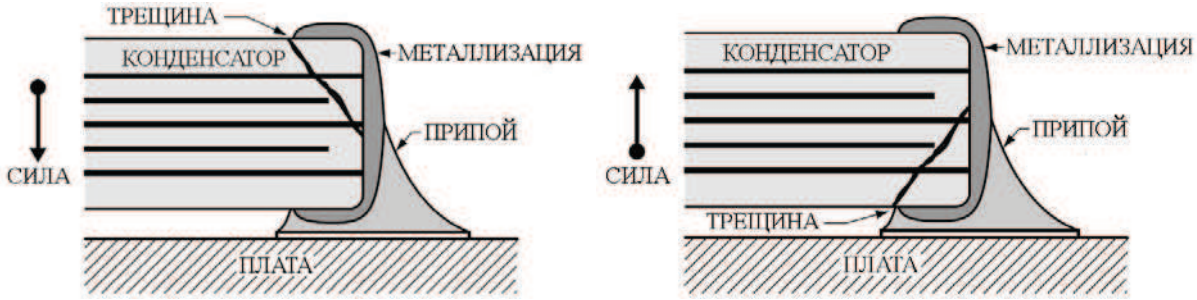


Рис. 2. Изменение характера разрушений конденсатора при изменении направления внешней силы [4]

Для снижения риска повреждения компоненты на плате должны быть изолированы от соединителей и других элементов, чтобы минимизировать повреждения при деформаций платы во время ее обработки.

Рассмотрим факторы, определяющие возможность повреждения конденсаторов в процессе пайки.

2. Пайка конденсаторов

Требования к выполнению пайки конденсаторов оговариваются в соответствующих документах, регламентирующих применение этих компонентов. Так, например, для конденсаторов типа К10-17 и К10-47 данные требования приведены в технических условиях: ОЖ0.460.107 ТУ Конденсаторы керамические К10-17; ОЖ0.460.174 ТУ Конденсаторы керамические К10-47.

Вместе с тем, производственная практика (включая зарубежный опыт) показывает, что возникновение дефектов многослойных керамических конденсаторов на этапе пайки остается важной проблемой технологии поверхностного монтажа.

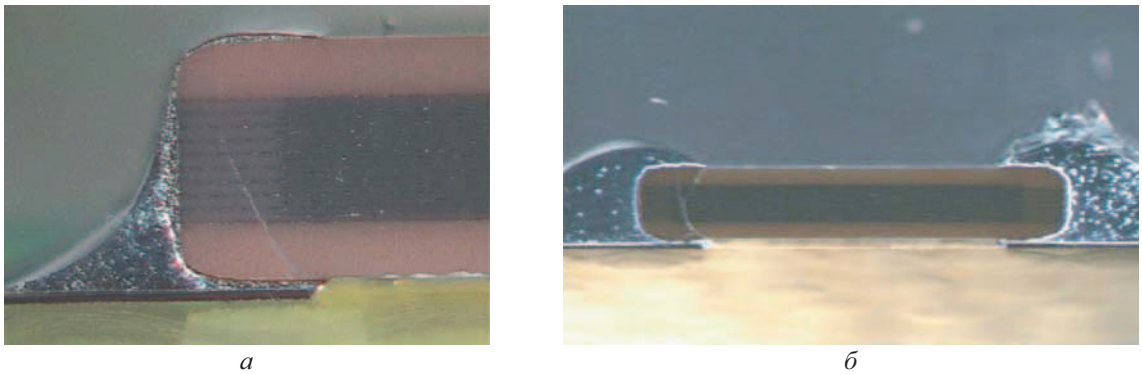
Одним из механизмов разрушения конденсаторов является термоудар (тепловой удар) – одноразовое и неоднородное изменение температуры тела с высокой скоростью нарастания (снижения). При быстром изменении температуры, например, при погружении конденсатора в ванну с припоем, результатом является механическое воздействие, поскольку температура поверхности элемента достигает температуры расплавленного припоя практически мгновенно, а внутренняя часть конденсатора остается при начальной температуре. Вследствие температурного градиента тепловое расширение керамики конденсатора неоднородно и могут появляться трещины.

При установке на плату помимо теплового удара важным фактором является различие температурных коэффициентов линейного расширения (ТКЛР) материалов конденсатора и платы. Многослойный керамический конденсатор состоит из слоев керамики на основе титаната бария ($BaTiO_3$) с чередующимися слоями палладия или палладий-серебряного сплава (Pd/Ag), а также выводов, состоящих из сплава Pd/Ag и/или никеля и покрытия припоем. Значения ТКЛР материалов в конденсаторе и в печатной плате приведены в табл. 1 [6].

Таблица 1

Материал	ТКЛР × 10^6, 1/°C
Керамика конденсатора ($BaTiO_3$)	9,5-11,5
Сплавы палладий / серебро (Pd/Ag)	13-17
Сплавы на основе олова	27
Никель	13-14
Медь	17,6
Алюминий	7
Стеклотекстолит FR-4/G-10 PCB (вдоль плоскости платы)	18
Эпоксидный клеевой компаунд	20-100

Из табл. 1 видно, что ТКЛР стеклотекстолита широко используемой марки *FR*-4 примерно в два раза отличается от ТКЛР керамики, занимающей основной объем конденсатора. Это приводит к тому, что изменения размеров конденсатора и участка платы, на котором он установлен, при нагреве и остывании печатного узла существенно различны и вызывают остаточные механические напряжения в конденсаторе после завершения пайки. На рис. 3 показаны характерные варианты повреждений, выявленных после пайки.



а *б*

Рис. 3. Трещины в керамических конденсаторах после пайки:
а – трещина под углом 45°; *б* – трещина, вызванная избытком припоя [6]

Рассмотрим тепловые режимы для различных вариантов монтажа многослойных керамических конденсаторов.

3. Анализ режимов монтажа

В настоящее время на отечественных предприятиях используется несколько режимов монтажа многослойных керамических конденсаторов и ни один из них не обеспечивает полное отсутствие дефектов. В табл. 2 представлены режимы монтажа конденсаторов.

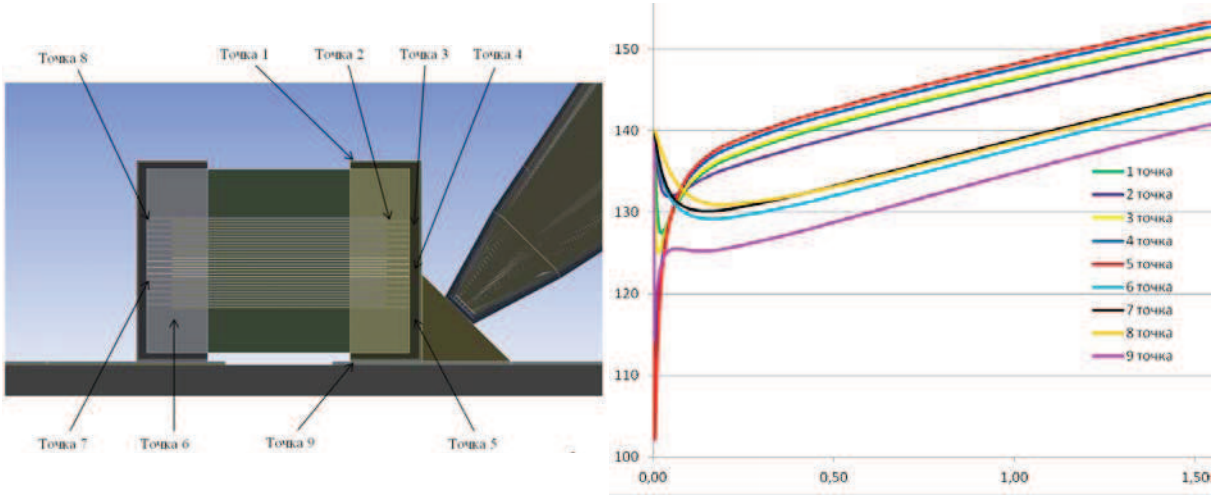
Для определения возможности возникновения термоудара в процессе пайки конденсатора при указанных в табл. 2 методах монтажа, выполнено численное моделирование нестационарного теплового процесса в программе конечно-элементного анализа ANSYS. Варианты моделей для некоторых режимов монтажа показаны на рис. 4 и 5.

Из рис. 4, *б* видно, что в процессе пайки температура в верхней части конденсатора (в точках 1-4 и 8) сначала снижается относительно исходного значения 140 °С, а затем монотонно растет. Через некоторое время температура на большей части конденсатора практически достигает температуры разогретого паяльника – 210 °С. Анализ графика показывает, что наиболее критичен перепад температур между нижней частью конденсатора (точки 5 и 9) и верхней частью конденсатора.

Таблица 2

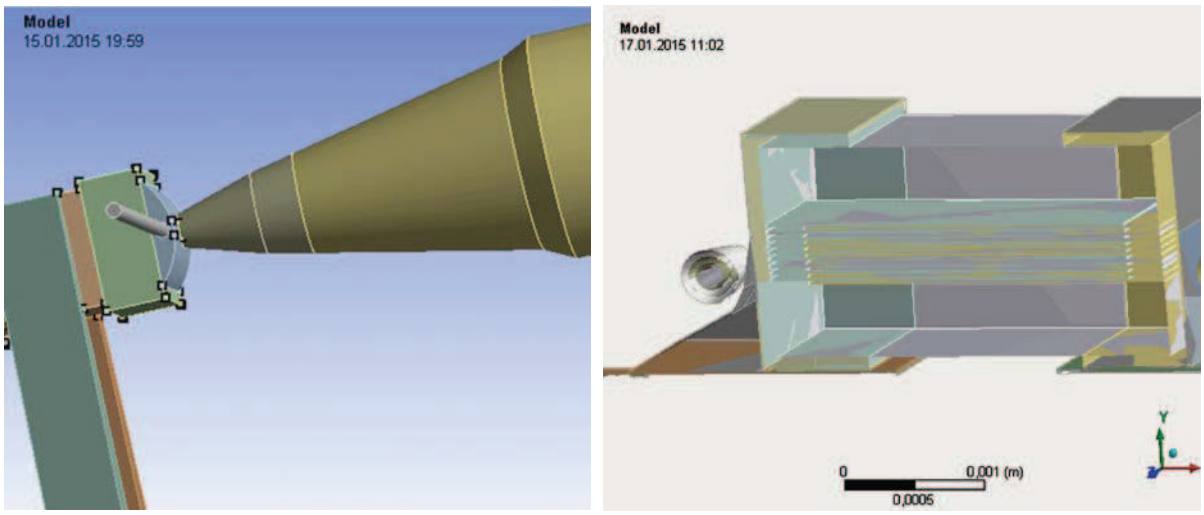
№	Тип монтажа	Предварительный подогрев конденсаторов до температуры 140 °С	Предварительный подогрев печатной платы до 60 °С
1	Паяльником на печатную плату (контактная пайка*)	есть	нет
2	Паяльником на печатную плату (контактная пайка*)	есть	есть
3	Паяльником на печатную плату	есть	нет
4	Паяльником на печатную плату	есть	есть
5	Монтаж перемычек (провод ММ 0,2) к контактным поверхностям конденсаторов, а затем монтаж перемычек на печатную плату	есть	нет
6	Термопинцетом на печатную плату	есть	нет
7	Термопинцетом на печатную плату	есть	есть
8	Поверхностный монтаж на печатную плату	нет	нет

*Примечание: под контактной пайкой понимается монтаж элемента на печатную плату с применением нерасплавленного припоя.



а *б*

Рис. 4. Модель для 1 режима монтажа (*а*) и зависимость температуры в точках 1-9 от времени (*б*)



а *б*

Рис. 5. Модели для 1 режима монтажа (*а*) и для режимов 6, 7 (*б*)

Аналогичным образом были выполнены расчеты и для других режимов монтажа (рис. 5).

Анализ изменения температуры по результатам численного моделирования позволил сделать следующие выводы.

Выводы

1) Пиковое снижение температуры у многослойного керамического конденсатора фиксируется в нижней части: точка 5 – нижняя граница электродных пластин конденсатора, соприкасающейся с внешним электродом к которому был приложен нерасплавленный припой; точка 9 – граница внешнего электрода конденсатора, соприкасающейся с контактной площадкой печатной платы, и керамикой.

2) Область от границы нижнего внутреннего электрода конденсатора до границы внешнего электрода конденсатора (со стороны монтажа) является наиболее критичной при термоударе ввиду того, что температура этой области в начальный момент времени (в течение 0,001-0,01 сек) оказывается ниже на 10-20 °С, относительно температуры остальных областей конденсатора, а в дальнейшем также практически мгновенно возрастает до значений, близких к температуре остальных областей.

3) Детальный анализ изменения температуры в различных областях позволяет выявить наиболее опасные с точки зрения термоудара области. Возможность разрушения конденсатора может быть определена с помощью междисциплинарного анализа, включающего наряду с тепловым расчетом, расчет напряженно- деформированного состояния структуры конденсатора.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете (*Договор № 02.G25.31.0041*).

Список литературы

1. Adams T. Preventing MLCC Failures. Understanding how mechanical anomalies can cause electrical failure in MLCCs // Circuits Assembly. – Aug. – 2009. P. 17-19. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://circuitsassembly.com (дата обращения: 20.03.2015).

2. Watkins J. R. Evaluating the Susceptibility of Electronic Components Assembled with Leaded Solder to Flexural Failures, with High Rate Considerations. Dissertation of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. University of Maryland. 2008.

3. Stewart M. AVX MLCC FLEXITERM™: Guarding Against Capacitor Crack. AVX Technical Information Series, 2005 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.avx.com (дата обращения: 20.03.2015).

4. Rawal B. S., Krishnamani K., Maxwell J. Parameters Important for Surface Mount Applications of Multilayer Ceramic Capacitors. AVX Technical Information Series, 1990 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.avx.com (дата обращения: 20.03.2015).

5. Design and Process Guidelines for Use of Ceramic Chip Capacitors. CALCE Electronic Products and Systems Center University of Maryland, 1996 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.calce.umd.edu (дата обращения: 20.03.2015).

6. Rawal B., Ladew R., Garcia R. Factors Responsible for Thermal Shock Behavior of Chip Capacitors. AVX Technical Information Series, 1987 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.avx.com (дата обращения: 20.03.2015).

7. Davis Ch., Maloy S., Wegman J. Common Cracking Modes in Surface Mount Multilayer Ceramic Capacitors. MLCC Application Notes. TDK. 2000. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://product.tdk.com/capacitor/mlcc/ja/applicationnote/pdf/04_common_cracking_modes_surface_mount.pdf (дата обращения: 20.03.2015).

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОСХЕМ

И. Н. Гаврилюк, И. И. Ануфриев,
О. В. Семенова (научный руководитель)

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

Стремительное развитие полупроводниковых технологий ставит ряд задач перед специалистами, работающими в области приборно-технологического проектирования. Важно не только предложить принципиально новое технологическое решение или устройство, но и осуществить быструю разработку и внедрение технологии в производство с минимальными затратами временных и денежных ресурсов. Успешное решение данных задач в конечном итоге определяет конкурентоспособность предприятия в условиях непрерывно развивающегося рынка технологий.

В настоящее время одним из основных способов для решения вышеуказанных проблем является использование программного обеспечения *TCAD* (*Technology Computer – Aided Design* – технология автоматизированного проектирования). На сегодняшний день это основной инструмент, который используется в сквозном моделировании и разработке полупроводниковых приборов, устройств и элементов интегральных микросхем (ИМС), учитывая технологические процессы их производства. Так, использование *TCAD* позволяет заменить трудоемкие и затратные испытания подложек при разработке нового полупроводникового устройства или технологии [1, 2].

Целью данной работы является практическое ознакомление с принципами приборно-технологического моделирования транзисторной структуры для разработки методического обеспечения по проектированию технологических процессов изготовления элементов полупроводниковых ИС с использованием системы *TCAD*.

Проектирование любой ИС начинается с моделирования транзисторной структуры, которая является базой для формирования других элементов ИС. Моделирование технологического маршрута МОП транзистора в системе *TCAD* начинается с определения геометрических параметров транзисторной структуры. Входной командный файл технологического моделирования включает технологический маршрут на английском языке [3].

Для создания транзисторной структуры необходимо оптимизировать параметры сетки. Разумный подбор выбора плотности сетки обеспечивает компромисс между необходимой и доступной точностью расчета и временем моделирования. Высокая плотность сетки необходима в таких областях, как область ионной имплантации, формирования *p-n* перехода, стока, истока и канала МОП транзистора. Это повышает точность моделирования профиля легирования областей транзистора, от которого зависят его электрофизические параметры.

Следующим шагом для построения транзисторной структуры является: инициализация области подложки, определение её координат, количества узлов, концентрации легирующей примеси в подложке и её ориентации. В общем случае исходная подложка задается командой, после которой указывается материал подложки, легирующая примесь, концентрация носителей и ориентация. В данном случае используется подложка легированная бором с концентрацией $5*10^{16}$ см$^{-3}$.

После определения параметров подложки необходимо сформировать защитную маску для последующего проведения процесса ионной имплантации. Для этого следует применить команды по операциям нанесения и локального химического травления ок-

сидной пленки в местах формирования стока и истока транзистора. Толщина пленки должна быть достаточной для создания маскирующего слоя при проведении процессов диффузии или ионной имплантации.

Для проведения моделирования процесса ионной имплантации необходимо указать минимальный набор параметров: название вводимой примеси; дозу вводимой примеси и её порядок; энергию имплантации в КэВ; угол наклона в градусах; угол поворота в градусах. В данном случае в качестве примеси используется фосфор, а ионная имплантация проводится с дозой вводимой примеси 10^{19} см$^{-3}$ и энергией имплантации 10 КэВ. После этого удаляется оксидная маска, и проводится разгонка примеси вглубь подложки с помощью процесса диффузии. Минимальным набором диффузионных параметров является: время диффузии; температура диффузии; давление в системе. В результате проведения технологического моделирования данных операций создаются высоколегированные области *n* типа проводимости с определенным профилем распределения примеси в областях стока и истока транзистора.

Далее необходимо сформировать затвор МОП транзистора с помощью введения команд по операции осаждения подзатворного диэлектрика и нанесения поликристаллического кремния (ПКК) с его последующим химическим травлением для создания контакта под затвор. Таким образом, контактом под затвор служит ПКК.

После создания МОП структуры следует сформировать омические контакты и задать их названия и местоположения. Для этого вводятся команды по проведению операции осаждения алюминиевой пленки и ее химического травления для формирования контактов под электроды истока и стока транзистора. Для определения местоположения контактов достаточно задать только одну его координату. Программа автоматически присваивает значение контакта к вышестоящему металлу по заданной координате. В результате проведенного моделирования в технологическом модуле формируется готовая структура МОП транзистора (рис. 7).

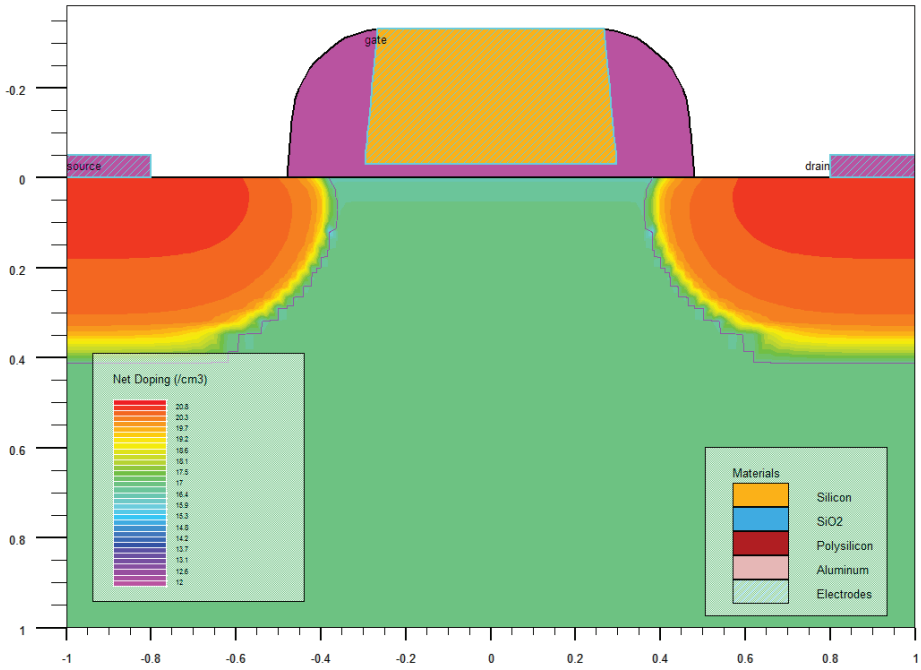


Рис. 1. Смоделированная структура МОП транзистора с визуализированной сеткой

Последующие приборно-технологическое моделирование позволяет определить ее электрические параметры (рис. 2, 3), по которым можно судить о том, насколько

правильно и точно сформирована транзисторная структура и разработан технологический маршрут.

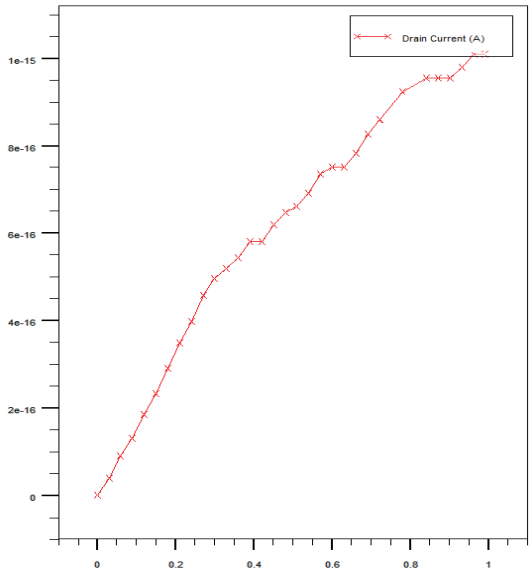


Рис. 2. Выходная характеристика

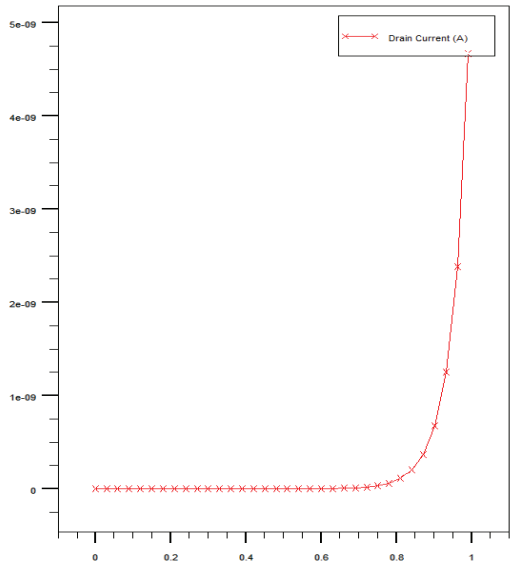


Рис. 3. Передаточная характеристика

На основании проведенной работы следует, что моделирование полупроводниковых устройств требует учета множества параметров. Расчет этих параметров, даже для одного устройства, требует большого количества времени и ресурсов. Однако с помощью системы *TCAD* возможно на несколько порядков сократить расходы времени и средств, что ускоряет производство полупроводниковых устройств. На примере моделирования МОП транзистора видно, насколько упрощен расчет всех необходимых параметров.

Успешное освоение приборно-технологического моделирования транзисторной структуры предполагает необходимость базовых знаний физики полупроводников и электрических параметров транзисторов данного типа. Знание схемотехники и электрических характеристик транзистора, а также правильность проведения операций технологического процесса его изготовления позволяют достаточно быстро и точно смоделировать транзистор с заданными электрофизическими характеристиками.

Материалы, используемые в данной работе, положены в основу разработки лабораторного практикума по дисциплине «Проектирование и технология электронной компонентной базы» для студентов направления 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» и могут быть использованны для разработки методического обеспечения подготовки и переподготовки специалистов на производственных предприятиях по изготовлению РЭА.

Список литературы

1. Гаврилюк И. Н., Окунев А. Ю. Программные средства *TCAD*: методические аспекты подготовки специалистов в области приборно-технологического проектирования электронной компонентной базы // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2014. – С. 446–452.

2. Сайт компании Silvaco, Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.silvaco.com (дата обращения: 20.02.2015).

3. Лабораторный практикум по курсу «Моделирование в среде *TCAD*». Ч. 2: Приборно-технологическое моделирование элементов интегральных схем / Е. А. Артамонова, А. Г. Балашов и др. – М.: МИЭТ, 2012. – 156 с.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ АНАЛИЗ И ВЫЧИСЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПРОВОДНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

В. А. Киселёв, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

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

Well-known in the conformal mappings theory a proportion principle for electric and magnetic components of quasi-stationary fields is extended to evaluate characteristic parameters of two-conductor balanced line approximately.

Двухпроводные симметричные линии связи широко распространены, в частности, в технологии семейства *ADSL* (ассиметричных абонентских цифровых линий), которые ориентированы, прежде всего, на широкополосный доступ в Интернет при гарантированном качестве обслуживания с вероятностью возникновения ошибок в процессе передачи данных не более 10^{-7}. Для эффективного решения проблемы «последней линии» обычно используют симметричные кабели и витые пары. Близкое расположение проводников кругового сечения в каждой их паре обеспечивает определенную помехозащищенность от внешних и взаимных влияний в линии связи. Вместе с тем, именно эта особенность создает дополнительное перераспределение плотности тока по сечению пары проводников, обусловленное эффектом близости. В итоге, вытеснение тока к поверхности проводников при повышенных частотах и его дополнительное перераспределение вследствие эффекта близости приводит к увеличению вносимого коэффициента затухания, что приводит к ограничению полосы пропускания линии связи и к снижению максимально допустимой при заданном качестве обслуживания длинны линии связи даже при идеальных прочих условиях. Применительно к реализации *VDSL*-технологии (полоса частот от 1 МГц до 10 МГц, скорость передачи данных до 20 Мбит/с при длине «последней линии» 1,2÷1,4 км), тоже относящейся к семейству *ADSL*-технологий, влияние вышеуказанных следствий становится еще более существенным. Обычные проектные оценки характеристик *VDSL*-линий связи базируются либо на аппроксимациях общетеоретических решений определенных модельных задач или на методике эмпирически установленных соотношений и поправочных коэффициентов [1, 2].

Цель настоящей статьи заключается в дополнительном привлечении к методикам оценки характеристических параметров двухпроводных высокочастотных линий, реализующих функцию «последней линии», упрощенного вычислительного процесса, в котором при допустимости приближенных граничных условий Леонтовича* становится возможным применение принципа пропорциональности между электрическими и магнитными составляющими поля, следующего из классических положений теории конформных отображений.

На рис. 1, *а* представлена модельная система с круговыми сечениями проводников симметричной двухпроводной линии в комплексной плоскости ($z = x + jy$) и фрагмент потока поля в пространстве, прилегающем к проводящим поверхностям, а на рис. 1, *б* – конформное отображение этого фрагмента на плоскость $w(z) = u(x,y) + jv(x,y)$.

* Леонтович М. А. (1903–1981), советский физик-теоретик в области радиоэлектроники, академик АН СССР (1946).

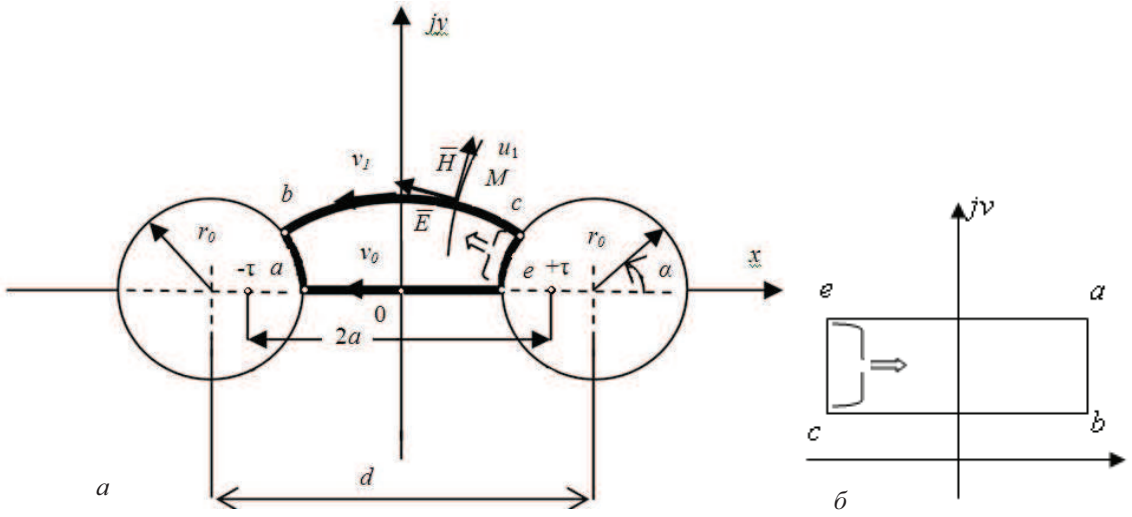


Рис. 1. Модельная система проводников симметричной двухпроводной линии

Значение потока электрического поля через криволинейный параллелепипед единичной длинны линии (l = 1), сечение которого на рис. 1 обозначено точками *abce*, определено поверхностной плотностью электрического заряда на дуге окружности радиуса r_0.

$$\int_{\alpha_c}^{\alpha_e} G(\alpha) r_0 d\alpha = \varepsilon_0 \varepsilon_r r_0 \int_{\alpha_c}^{\alpha_e} E_n(\alpha) d\alpha = (v_1 - v_0)\varepsilon_0 \varepsilon_r, \quad (1)$$

где $E_n(\alpha)$ – распределение радиальной составляющей напряженности электрического поля на поверхности проводника ($E_n(\alpha) = \frac{\tau}{\pi e_0 e_r r_0} \cdot \frac{a}{(d+2r_0 cos\alpha)}$, $a = \sqrt{\frac{d^2}{4} - r_0^2}$); ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды; (ε_0 = 8,855·10^{-12}Ф/м); τ – эквивалентная сосредоточенная линейная плотность электрического заряда, замещающая распределенную плотность $\sigma(\alpha)$ поверхностных зарядов на поверхности проводника.

Напряженности электрического и магнитного поля в диэлектрической среде, прилегающей к проводящим поверхностям, определяются через градиент скалярных функций $u(x,y)$ и $v(x,y)$, т. е. по зависимостям

$$E = -c_1 \nabla u(x,y);\ H = -c_2 \nabla v(x,y), \quad (2)$$

где ∇ – оператор набла ($\nabla = e_x \frac{\partial}{\partial x} + e_y \frac{\partial}{\partial y}$); ($c_1$, c_2) – размерные коэффициенты пропорциональности.

Модули градиентов в соотношениях (2) зависят от (x,y) – координат точки M , но имеют равные значения, т. е. $|\nabla u(x,y)| = |\nabla v(x,y)|$, что следует из условий Коши-Римана [3]. На основе соотношения (1) определим градиент ∇v, входящий в соотношение (2) для мгновенных значений H. Пусть произвольная точка M перемещена на поверхность проводника, тогда ∇v характеризуется только одной угловой компонентой, т. е.

$$\nabla v = e_\alpha \frac{1}{r_0} \cdot \frac{\partial v}{\partial \alpha};\ \text{при}\ \frac{\partial v}{\partial \alpha} = \frac{1}{\pi r_0} \cdot \frac{\mathrm{a}}{d+2r_0 cos\alpha}. \quad (3)$$

Из физики известно, что циркуляция напряженности магнитного поля на окружности кругового сечения проводника с током равна его значению, т. е.

$$\int_0^{2\pi} H_t(r_0, \alpha) r_0 d\alpha = I. \quad (4)$$

Соотношению (4) сопоставим интегральное значение

$$\int_0^{2\pi} v(r_0,\alpha) r_0 d\alpha = \frac{2a}{\pi r_0}\int_0^{\pi} \frac{r_0 d\alpha}{d+2r_0 cos\alpha} \equiv 1, \quad (5)$$

из которого следует, что умножение этого тождества на комплексное значение тока $\dot{I}$ дает зависимость

$$\dot{H}_t(\alpha) = \frac{\dot{I}}{\pi r_0}\cdot\frac{\text{a}}{d+2r_0 cos\alpha}, \quad (6)$$

где $\dot{H}_t$ – комплексное значение тангенциальной напряженности магнитного поля на окружности кругового сечения проводника с током.

Согласно граничным условиям Леонтовича, которые при достаточно большой удельной электропроводности γ материала проводника (для меди $\gamma = 0{,}562\cdot 10^8 \frac{Сим}{м}$) и достаточно высокой частоте такой, что глубина Δ проникновения электромагнитного поля в проводник оказывается много меньшей радиуса его кривизны, по известным значениям напряженности магнитного поля на границе раздела диэлектрик-металл определяется соответствующее значение напряженности электрического поля в виде

$$\dot{E}_z(r_0,\alpha) \simeq Z_c \dot{H}_t(r_0,\alpha), \quad (7)$$

где Z_c – комплексное волновое сопротивление материала проводника ($Z_c = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\gamma}}$) .

Таким образом, часть передаваемой по линии электромагнитной энергии, проникающая из диэлектрической среды через поверхность проводника и рассеиваемая в его объеме единичной длинны за единицу времени, т. е. погонные потери мощности ΔP, с учетом соотношений (6), (7), могут быть вычислены так

$$\Delta P = \frac{1}{2} Re\int_s \left[\dot{E}_z \times H_{\text{t}}^*\right] ds = \frac{1}{2} Re\left[\frac{Z_c I^2 a^2}{\pi^2 r_0^2}\int_0^{2\pi}\frac{r_0 d\alpha}{(d+2r_0 cos\alpha)^2}\right] =$$
$$Re\left[\frac{Z_c I^2 a^2}{\pi^2 r_0}\int_0^{\pi}\frac{d\alpha}{(d+2r_0 cos\alpha)^2}\right] = \frac{I^2\alpha}{8\pi r_0 a}\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\gamma}}. \quad (8)$$

Поскольку суммарные электромагнитные потери ΔP_Σ на единицу длины двухпроводной симметричной линии равны удвоенному значению по выражению (8), то погонное активное сопротивление R_1 линии равно

$$R_1 = \frac{\Delta P_\Sigma}{I^2} = \frac{d}{4\pi r_0 a}\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\gamma}}. \quad (9)$$

По алгоритму вычислений (8) аналогично определяется часть реактивной энергии электромагнитного поля, обусловленная его проникновением в проводник

$$\Delta Q = \frac{1}{2} Im\int_s \left[\dot{E}_z \times H_{\text{t}}^*\right] ds = Im\left[\frac{Z_c I^2 d}{8\pi r_0 a}\right], \quad (10)$$

что позволяет найти погонную индуктивность $L_{1(int)}$ линии обусловленную внутренним электромагнитным полем проводников

$$L_{1(int)} = \frac{\Delta Q_\Sigma}{\omega I^2} = \frac{d}{4\pi r_0 a}\sqrt{\frac{\mu_0}{2\omega\gamma}}. \quad (11)$$

В целом, погонная индуктивность двухпроводной симметричной линии определена зависимостью

$$L_1 = L_{1(int)} + L_{1(ext)}, \quad (12)$$

где $L_{1(ext)}$ – внешняя индуктивность на единицу длины линии ($L_{1(ext)} = \frac{\mu_0}{2\pi} ln \frac{d-r_0}{r_0}$).

Приближенные выражения (9), (10) и (12) позволяют получать проектные оценки частотных характеристик двухпроводных симметричных линий связи без обращения к анализу модельных уравнений электромагнитного состояния.

Список литературы

1. Андреев В. А., Портнов Э. Л., Когановский Л. Н. Направляющие системы электросвязи. Т. 1. – Теория передачи и влияния / Под ред. В. А. Андреева. – М.: Горячая линия – телеком, 2011. – 424 с.

2. Коаксиальные и высокочастотные симметричные кабели связи: справочник / А. С. Воронцов, А. П. Маркелов и др. – М.: Радио и связь, 1994. – 372 с.

3. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей: пер. с англ., – М.: Энергия, 1970. – 376 с.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ SDN ДЛЯ МОДЕРНИЗАЦИИ СЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ

А. А. Куркус, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

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

Описывается архитектура сетей SDN, которая представляет собой разделение уровней управления и передачи данных, отделение программного слоя от аппаратного, упрощение устройств, передающих трафик. Данная технология позволяет упростить управление сетью, позволяет наиболее простым способом внедрять новые сервисы и услуги. Описывается существующий на сегодняшний день стандартизованный протокол OpenFlow, и некоторые существующие решения для контроллеров SDN.

Проблемы современных сетей

Традиционная сетевая архитектура непригодна для того, чтобы отвечать сегодняшним требованиям корпораций, операторов связи и конечных пользователей. Существующие сети слишком статичны, и потому не соответствуют динамике, свойственной современному бизнесу.

Рост количества и разнородности контента, развитие сервисов и масштабов их охвата привели к изменению парадигмы организации вычислений: на место клиент-серверной модели пришли Центры Обработки Данных (ЦОД) и облачные вычисления, файловые системы и базы данных трансформировались в Сети Хранения Данных (СХД). Сильное увеличение мобильных устройств, серверов виртуализации среди трендов, движущих сетевой индустрией, заставило заново исследовать традиционные сетевые архитектуры.

Огромный рост трафика требует увеличения пропускной способности каналов, которая при существующих методах и средствах управления в сетях близка к исчерпанию. Существующие темпы роста пропускной способности сети будут не в состоянии удовлетворять растущие потребности пользователей.

Повысилась сложность управления сетью, значительно расширился список решаемых задач. Устройства, на которых построена сеть стали чрезвычайно сложными, в связи с тем, что им необходимо поддерживать большое число стандартизованных распределенных протоколов, число которых превысило 600. Со всей этой сложностью существующие сети крайне плохо масштабируемы, такой инфраструктурой сложно управлять, вводить новые сервисы и услуги.

Статичная природа сетей вступает в сильный контраст с динамической природой сегодняшних окружений серверов, где виртуализация серверов значительно увеличивает количество хостов, требующих подключение к сети, и коренным образом изменяет предположения о физическом расположении хостов. Для оптимизации загрузки серверов виртуальные машины часто мигрируют, что меняет точки «привязки» трафика. Традиционные схемы адресации, логического деления сетей и способы назначения правил обработки трафика в таких динамичных средах становятся неэффективны.

Еще одной проблемой современных сетей является зависимость от производителя. Для внедрения новых сервисов и приложений разрабатываются новые решения, но это требует ждать реализации новых функций сетевого оборудования от производителя. По мимо этого, такие решения проприетарны, и закрыты для изменений и модификаций, что является определенным барьером при внедрении новых сервисов в существующие сети.

Плохое сочетание между требованиями рынка и сетевыми возможностями привело индустрию к переломному моменту. В результате, появились Software-Defined Network (SDN), а также были разработаны стандарты, связанные с SDN.

Введение в SDN

Software-Defined Network (Программно-конфигурируемые сети) – это новый подход к построению сетевой архитектуры, при котором плоскость управления и плоскость передачи данных разделяются за счет переноса функций управления сетью в программные приложения, которые работают на отдельном сервере, называемом SDN-контроллером. Основная идея этого подхода была сформулирована специалистами Стэндфорда и Беркли в 2006 году.

Сетевое управление централизованно в SDN контроллере, который поддерживает глобальную топологию всей сети. С SDN, компании и операторы, приобретают независимое от производителя решение по управлению всей сетью из единственной логической точки. Данный подход также сильно упрощает сами сетевые устройства, поскольку им больше не требуется понимать и обрабатывать сотни стандартных протоколов, а требуется только принимать инструкции от SDN контроллеров.

Возможно, наиболее значительной особенностью SDN является возможность программирования конфигурации сети, которая упрощает сетевые абстракции. Это гораздо лучше, чем ввод сотен строк конфигурационного кода на сотнях устройств. Централизованная сетевая структура дает гибкость в конфигурации, управлении, защите и оптимизации сетевых ресурсов через динамические, автоматизированные SDN программы. Кроме того, SDN позволяет писать собственные программы управления сетью, и не ожидать решений от производителя.

Архитектура сети SDN

На рис. 1 представлена логическая архитектура программно-конфигурируемых сетей.

В архитектуре SDN можно выделить 3 уровня:

- инфраструктурный уровень, включающий в себя набор сетевых устройств;
- уровень управления, включающий в себя сетевую операционную систему, которая предоставляет приложениям, набор сетевых сервисов, и программный интерфейс для управления сетевыми устройствами;
- уровень сетевых приложений, для гибкого и эффективного управления сетью.

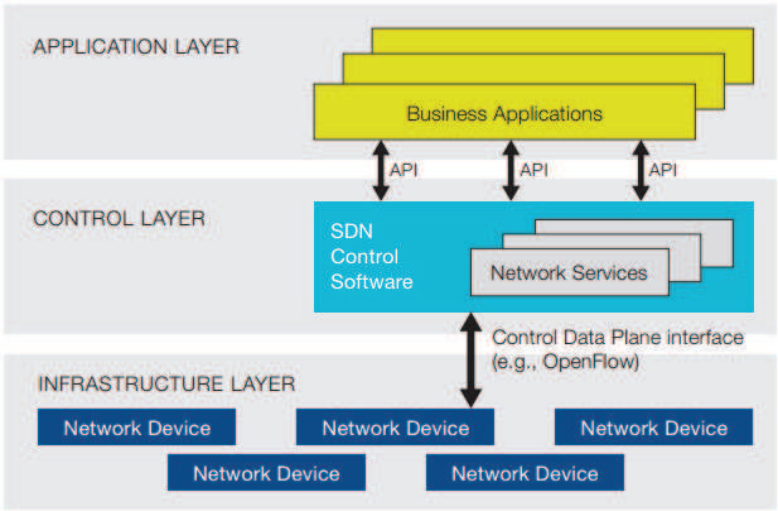


Рис. 1. Архитектура программно-конфигурируемых сетей

На сегодняшний день, единственным разработанным стандартизованным протоколом SDN-сетей является протокол OpenFlow. Протокол OpenFlow это интерфейс между плоскостями управления и передачи данных в SDN архитектуре. OpenFlow предоставляет прямой доступ к управлению плоскостью передачи сетевых устройств, таких как ком-

мутаторы или маршрутизаторы, которые могут быть как физическими, так и виртуальными. Спецификация на данный протокол описывает требования, предъявляемые к коммутатору, его базовые компоненты, а также взаимодействие контроллера с коммутатором.

OpenFlow использует концепцию потока для идентификации сетевого трафика, основанной на предопределенных признаках. Эти признаки могут быть заданы динамически или статически, программным обеспечением SDN контроллера. Согласно спецификации 1.3.4 [1] протокола каждый коммутатор содержит одну или более таблиц потоков, групповую таблицу, и поддерживает защищенный канал с удаленным контроллером. Взаимодействие контроллера с коммутатором происходит по протоколу OpenFlow.

Каждая таблица потоков содержит набор записей о потоках, каждая из которых состоит из полей признаков, счетчиков, и набора инструкций. У каждого пришедшего пакета «вырезается» заголовок, и сравнивается с записями в таблицах потоков коммутатора. Далее ищется правило, у которого поле признаков наиболее соответствует заголовку пакета. При наличии совпадения, к пакету применяются действия, указанные в поле инструкций записи потока. Инструкции, ассоциированные с каждой записью таблицы, описывают действия, связанные с пересылкой пакета, модификацией заголовка пакета, обработкой в таблице групп, обработкой в конвейере, пересылкой пакета на определенный порт коммутатора.

В случае, если соответствие пакета и записей потоков не было установлено, то пакет отправится контроллеру, который сформирует соответствующее правило для пакетов данного типа, и установит его на коммутаторе, либо пакет может быть сброшен. Запись потока может предписывать переслать пакет в определенный порт коммутатора, это может быть как физический, так и виртуальный порт, а также в качестве порта могут выступать зарезервированные порты. Зарезервированные виртуальные порты могут определять общие действия пересылки, такие как отправка контроллеру, широковещательная рассылка, или пересылка, не использующая методы OpenFlow, то есть стандартная обработка пакетов.

Записи о потоках могут также указывать на группы, в которых указывается дополнительная обработка. Группы представляют собой наборы действий для широковещательной рассылки, а также наборы действий пересылки с более сложной семантикой (например, быстрое изменение маршрута, агрегирование каналов).

Таблица групп содержит записи о группах, каждая из которых содержит список контейнеров действий со специальной семантикой в зависимости от типа группы. Действия в одном или нескольких контейнерах действий применяются к пакетам, отправляемым в группу.

Установка, обновление и удаление правил из таблиц потоков коммутатора осуществляются контроллером. Правила могут устанавливаться реактивно (в ответ на пришедшие пакеты) и проактивно (заранее, до прихода пакетов). Управление данным осуществляется не на уровне отдельных пакетов, а на уровне потоков пакетов. Это значит, что правила устанавливаются только для первого пришедшего пакета, остальные пакеты, относящиеся к данному потоку, используют уже созданные правила.

Так как OpenFlow позволяет программировать сеть на основе потока, архитектура SDN на базе OpenFlow дает чрезвычайно тонкое управление, разрешающее сети отвечать изменяющимся в реальном времени требованиям бизнеса и пользователей. Существующая IP-маршрутизация не дает такого уровня управления сетью.

Контроллер SDN

Задача определения «общей картины» и конфигурирование коммутаторов возлагается на контроллер. Приложения, запущенные на контроллере задают топологию сети и рассчитывают оптимальные маршруты. С помощью контроллера они устанавливают

нужные правила, следят за состоянием устройств, осуществляют мониторинг трафика и сбор статистики.

Контроллер является «мозгом» сети SDN, стратегической точкой управления сетью, он управляет информацией о пересылке пакетов для коммутаторов или маршрутизаторов.

На сегодняшний день существует 28 реализаций программного контроллера. Контроллер представляет собой сетевую операционную систему, которая предоставляет приложениям доступ к управлению сетью, осуществляет мониторинг состояния сети.

Первой реализацией контроллера стал программный продукт NOX, он разработан компанией Nicira, которая в 2012 году была куплена VMware. Любая реализация контроллера предоставляет собственный API для разработки приложений управления сетью. Мировые производители сетевого оборудования не остаются в стороне, и создают собственные программные или аппаратные платформы контроллеров и коммутаторов SDN. Например, компания Cisco в линейке Catalyst имеет несколько моделей коммутаторов, которые поддерживают OpenFlow протокол, а также разработала программную платформу Cisco Nexus 3000, которая может выступать в качестве контроллера SDN. Компания HP заявляет о том, что 40 моделей их коммутаторов полностью поддерживают OpenFlow, а также предоставляет собственный контроллер HP Virtual Application Networks SDN Controller, предоставляющая API с открытым исходным кодом.

Российский Центр Прикладных Исследований Компьютерных Сетей (ЦПИКС) разработал свою версию контроллера SDN, названную RUNOS. По заявлениям разработчиков, на сегодняшний день это самый быстрый контроллер SDN в мире. RUNOS предоставляет большой набор сетевых приложений, как из мира традиционных сетей, так и новых: L2/L3 маршрутизация с учетом качества обслуживания, многопотоковая маршрутизация, фильтрация трафика, работа с существующими сетевыми протоколами, балансировка нагрузки, виртуализация сетей, интеграция с системами управления ЦОД.

Заключение

Современные тенденции, такие как мобильные пользователи, сервера виртуализации, IT-как услуга, требуют быстрого реагирования к изменениям бизнеса. Существующие сети слишком статичны, и не могут отвечать сегодняшним требованиям. В итоге, традиционная сетевая архитектура должна быть существенно изменена, и это изменение находит себя в концепции SDN.

Software-Defined Network предоставляет, новую, гибкую тесевую архитектуру, которая трансформирует традиционные сетевые магистрали в платформу, богатую предоставлением различных услуг.

Разделение плоскости управления и плоскости передачи данных, позволяет отделить физическую инфраструктуру сети от приложений, которые используют ее. И это делает сеть более масштабируемой, а также дает возможность программируемости сети.

SDN сеть предоставляет:

- удобный централизованный интерфейс управления сетью;
- снижение сложности управления;
- возможность быстрого внедрения инноваций;
- улучшение сетевой безопасности и надежности;
- улучшенная адаптация к изменяющимся нуждам пользователей.

Список литературы

1 OpenFlow switch specification, version 1.3.4: 2014. URL: https://www.opennetworking.org/images/stories/downloads/sdn-resources/onf specifications/openflow/openflow-switch-v1.3.4.pdf (дата обращения: 19.03.2015).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОС ANDROID ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ ПО ПРОТОКОЛУ BLUETOOTH

Е. А. Федосеев[1], С. М. Куценко[2] (научный руководитель),
С. Н. Колесник[1] (научный руководитель)

[1]Иркутский государственный университет ИГУ
664003, г. Иркутск, ул. Карла Маркса, 1
E-mail: Evgeniy1294@yandex.ru
[2]Иркутский государственный университет путей сообщения ИрГУПС
664074, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15

Рассмотрено применение возможностей операционной системы (ОС) Android для управления устройствами по протоколу Bluetooth. Приведён алгоритм создания Bluetooth сокета и листинги исходного кода. Проведена демонстрация работы приложения.

В настоящее время на полигоне Тункинской Астрофизической Обсерватории работает сеть детекторов космических частиц, схема соединения которых представлена на рис. 1. В ходе пусконаладочных работ был выявлен ряд трудностей, связанных с большими расстояниями между оборудованием, распределенным на площади около 1 км^2 (34 обслуживаемых детектора HiScore с перспективой расширения до 100).

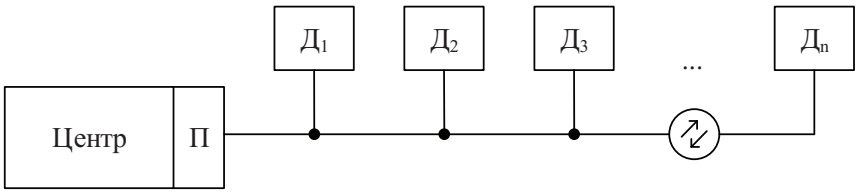


Рис. 1. Обобщенная схема Тункинской астрофизической обсерватории:
$Д_1 \ldots Д_n$ – детекторы; П – преобразователь оптического сигнала в электрический стык RS-485

Для облегчения пусконаладочных, ремонтных и диагностических работ необходимо в процессе ремонта и наладки управлять каждым устройством без участия диспетчера центральной лаборатории. Было решено использовать Bluetooth-модуль и разработать приложение под ОС Android, которое позволит осуществлять диагностику, управление и программирование детекторов. Данная схема представлена на рис. 2.

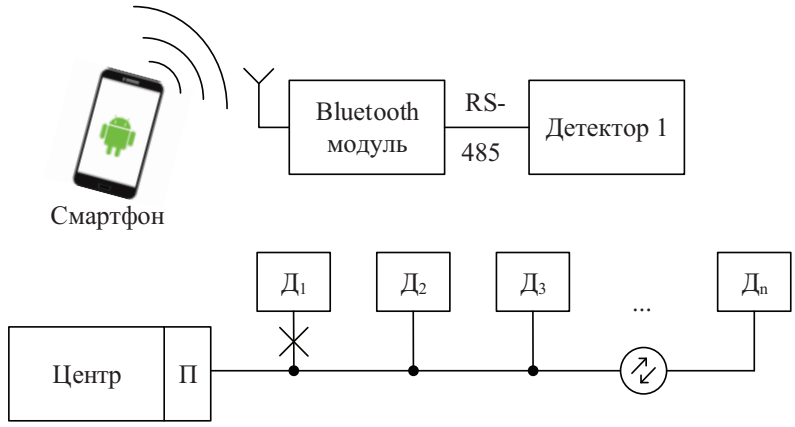


Рис. 2. Схема работы приложения

Предлагаемое решение позволяет использовать экран любого смартфона или планшета, работающего под управлением ОС Android, в качестве графического интер-

фейса для взаимодействия с любым устройством посредством протокола Bluetooth. На рис. 3 приведён краткий алгоритм работы приложения.

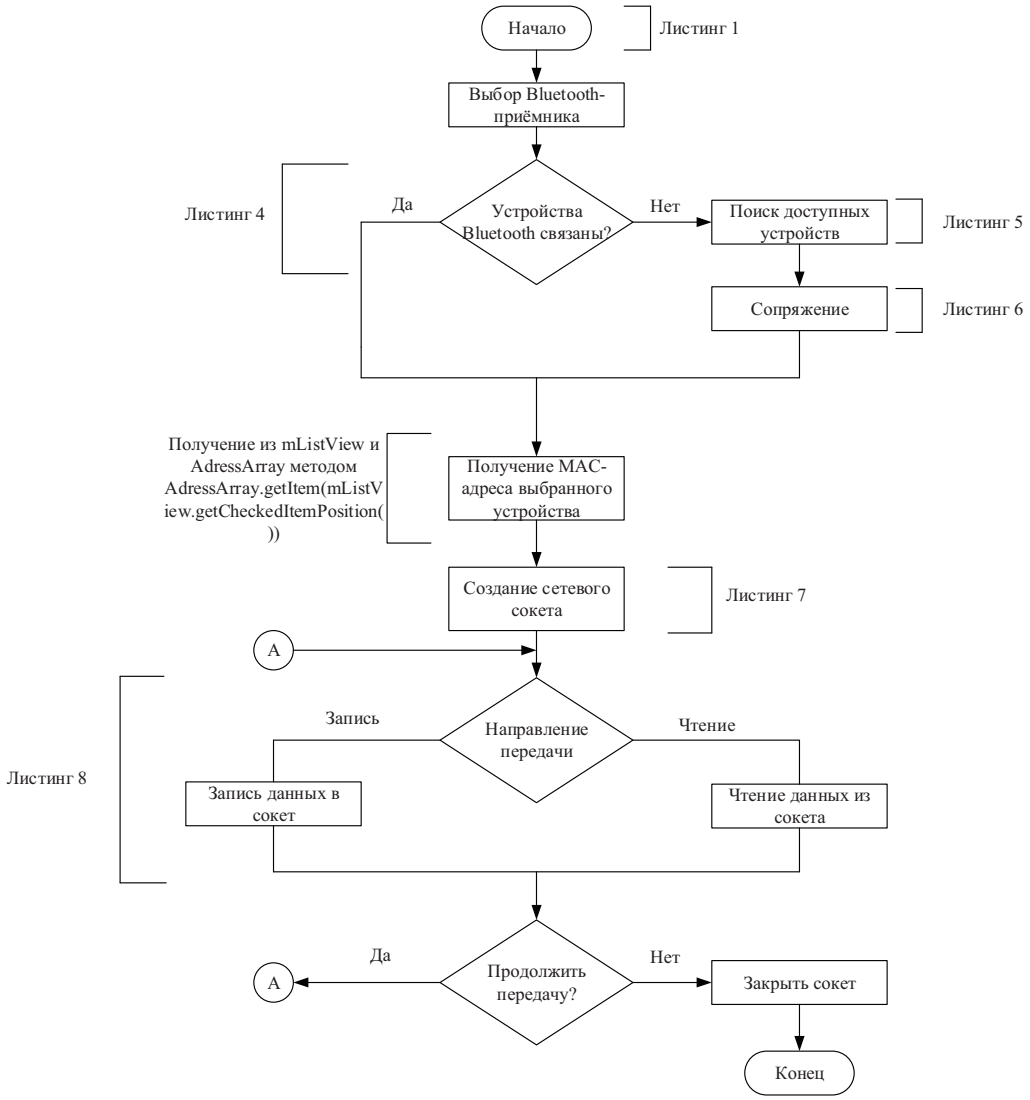


Рис. 3. Сокращенный алгоритм работы приложения

В данной статье в качестве Bluetooth модуля используется Bluetooth Serial Adapter Parani-SD1100 [1]. Parani-SD1100 – это беспроводное терминальное устройство, использующее технологию Bluetooth 2.0 + EDR (Enhanced Data Rate), способное осуществлять преобразование протокола Bluetooth в RS-422/485. Данное решение позволяет отказаться от внесения изменений в конструкцию обслуживаемых детекторов.

Платформа Android включает в себя поддержку стека Bluetooth, что позволяет осуществлять беспроводной обмен данными с другими устройствами Bluetooth. Структура приложения обеспечивает доступ к функционалу Bluetooth через Android Bluetooth API. Данное API позволяет приложениям создавать беспроводные подключения с топологией точка-точка и многоточка [2].

Проект создается в любой подходящей среде разработки, например, Eclipse или Android SDK. В файле MainActivity.java, который автоматически генерируется при создании проекта, подключаются необходимые библиотеки и объявляются переменные. В результате файл MainActivity.java будет содержать следующий код:

Листинг 1. Создание проекта.

```
package com.example.BTConnection;
import android.os.Bundle;
import android.app.Activity;
import android.app.Activity;
import android.bluetooth.*;
import android.widget.*;
public class MainActivity extends Activity {
   /*BluetoothAdapter нашего устройства*/
   public static BluetoothAdapter mBluetoothAdapter;
   /*Клиентское Bluetooth-устройство*/
   public static BluetoothDevice mBluetoothDevice;
   private ListView mListView; /*Раскрывающийся список*/
   ArrayAdapter<String> AdressArray; /*Массив для MAC-адресов*/
   ArrayAdapter<CharSequence> NameArray; /*Массив для имён*/
   @Override
   protected void onCreate(Bundle savedInstanceState) {
      super.onCreate(savedInstanceState);
      setContentView(R.layout.activity_main);
      mBluetoothAdapter = BluetoothAdapter.getDefaultAdapter();
      mListView = (ListView)findViewById(R.id.listView1);
     /* Где R.id.listView1 - id элемента ListView (списка)
       из xml разметки*/
   }
}
```

Для использования возможностей Bluetooth в приложении в первую очередь необходимо выдать соответствующие *разрешения* в файле AndroidManifest.xml (листинг 2):

Листинг 2. Выдача полномочий в файле AndroidManifest.xml.

```
<manifest … >
<uses-permission android:name="android.permission.BLUETOOTH"/>
<uses-permission android:name="android.permission.BLUETOOTH_ADMIN"/>
</manifest>
```

Разрешение android.permission.BLUETOOTH необходимо для получения доступа к каким-либо свойствам локального адаптера, начала сканирования или поиска привязанных устройств. Полномочия BLUETOOTH_ADMIN необходимы для изменения свойств локального Bluetooth-адаптера.

Для проверки состояния и управления локальным Bluetooth-адаптером из приложения можно воспользоваться следующими методами из листинга 3.

Листинг 3. Методы управления Bluetooth-адаптером.

```
mBluetoothAdapter.enable();  // Включение Bluetooth-адаптера
mBluetoothAdapter.isEnabled(); // Проверка состояния Bluetooth-адаптера
mBluetoothAdapter.disable(); // Выключение Bluetooth-адаптера
/* Методы enable() и disable() работают
   только при наличии полномочий BLUETOOTH_ADMIN*/
```

Для взаимодействия устройств локальный Bluetooth-адаптер должен связаться с удаленным устройством. Хотя протокол Bluetooth поддерживает динамические (ad-hoc) соединения для передачи данных, этот механизм заблокирован в Android по вопросами безопасности [3]. Следовательно, для передачи данных необходимо, чтобы устройства Bluetooth были *связаны* (спарены) друг с другом. Список связанных устройств и их MAC-адреса, необходимые для создания сокета, можно получить, используя код из листинга 4.

Листинг 4. Поиск связанных устройств.

```
Set<BluetoothDevice> pairedDevices =
mBluetoothAdapter.getBondedDevices();
// Проверка на наличие спаренных устройств
if (pairedDevices.size()>0) {
    for (BluetoothDevice device : pairedDevices) {
        // Содержит список имен и адресов устройств
        NameArray.add(device.getName() +
        "\n" + device.getAddress());
        AdressArray.add(device.getAddress());
    }
}
/* Как правило, данный код используется
 в методах или обработчиках кнопок */
```

Если клиентское устройство не является спаренным, необходимо произвести поиск доступных устройств (искомое устройство должно быть *видимым*). Выполнить процедуру поиска из приложения позволит исходный код листинга 5. Для упрощения приложения можно воспользоваться встроенными функциями поиска Bluetooth-устройств в ОС Android.

Листинг 5. Поиск доступных устройств.

```
/*До выполнения данного алгоритма необходимо
  очистить массивы NameArray и AdressArray,
  чтобы избежать дублирования устройств.
  Выполнить это можно методом .clear()*/
/*Осуществляет поиск доступных устройств bluetooth*/
private final BroadcastReceiver ActionFoundReceiver =
                        new BroadcastReceiver(){
    public void onReceive(Context context,
                          Intent intent) {
        String action = intent.getAction();
        If (BluetoothDevice.ACTION_FOUND.equals(action)) {
          BluetoothDevice device =
          intent.getParcelableExtra(BluetoothDevice.EXTRA_DEVICE);
          NameArray.add(device.getName() +
              "\n" + device.getAddress());
          NameArray.notifyDataSetChanged();
          AdressArray.add(device.getAddress());
           }
}};
```

Выполнить сопряжение обнаруженного клиентского устройства с локальным позволит код из листинга 6.

Листинг 6. Связывание устройств (используется обработчик кнопок onClick).

```
public void onClick(View arg0){
/*Проверка на наличие выбора пункта в списке*/
  if (mListView.getCheckedItemPosition() != -1) {
  mBluetoothDevice = mBluetoothAdapter.getRemoteDevice
  (AdressArray.getItem(mListView.getCheckedItemPosition()));
    if   (!MainActivity.pairedDevices.contains(mBluetoothDevice)) {
       mBluetoothDevice.createBond();
    }
       else Toast.makeText
```

```
10          (getApplicationContext(), "Устройства уже связаны",
11                                  Toast.LENGTH_LONG).show();
12      }
13        else Toast.makeText
14          (getApplicationContext(), "Выберите один из пунктов списка",
15                                  Toast.LENGTH_LONG).show();
16  }
```

Подключение к клиентскому устройству выполняется с использованием MAC-адреса данного устройства. Для этого необходимо создать сетевой *сокет*, формируемый в *фоновом потоке*. Использование фоновых потоков позволяет предотвратить зависание приложения на время приёма и передачи информации через сокет, обеспечивает корректный приём и передачу [4]. Всего создается два фоновых потока. Первый (ConnectThread) организует подключение через сокет, второй (ConnectedThread) – управляет соединением. Примеры кода можно найти по ссылке [2] в разделах “Connecting as a client” и “Managing a Connection”.

Листинг 7. Создание фонового потока

```
1   mConnectThread =
2   new ConnectThread(mBluetoothDevice);
3               mConnectThread.start();
```

Для корректного соединения потребуется идентификатор UUID. UUID – универсальный уникальный 128-битный идентификатор, гарантирующий отсутствие конфликтов при соединении. Для получения UUID можно воспользоваться генератором в Интернете. Тип переменной – string.

Для корректной передачи данных необходимо прописать обработчик приёма данных от Bluetooth-потока [4]:

Листинг 8. Обработчик приёма данных от Bluetooth-потока

```
1   private static BluetoothResponseHandler mHandler =
2   new BluetoothResponseHandler(this);
3   private static class BluetoothResponseHandler
4   extends Handler {
5     private WeakReference<MainActivity> mActivity;
6     public BluetoothResponseHandler(MainActivity activity) {
7       mActivity = new WeakReference<MainActivity>(activity);
8     }
9     public void setTarget(MainActivity target) {
10      mActivity.clear();
11      mActivity =
12      new WeakReference<MainActivity>(target);
13    }
14    @Override
15    public void handleMessage(Message msg) {
16      ConnectActivity activity = mActivity.get();
17      if (activity != null) {
18        switch (msg.what) {
19        case MESSAGE_READ:
20        /*Действия при чтении*/
21        break;
22        case MESSAGE_WRITE:
23        /*Действия при записи*/
24        break;
```

```
25              }
26          }
27      }
28  }
```

Демонстрация работы исходного кода в тестовом приложении продемонстрирована на рис. 4.

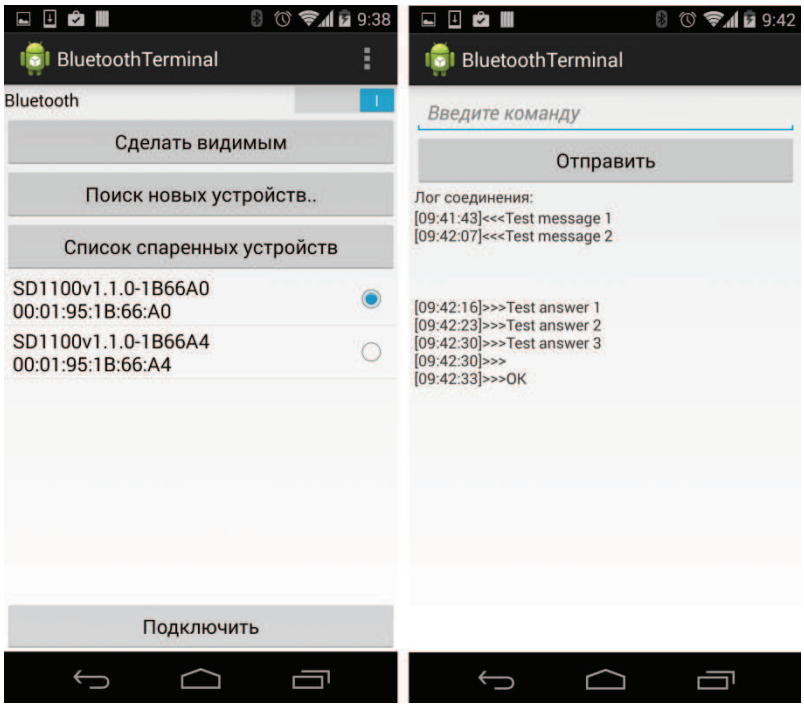


Рис. 4. Пример работы приложения в терминальном режиме

При использовании данного приложения у обслуживающего персонала отпала необходимость использовать проводные линии связи для получения команд из центра. Предлагаемое решение делает обслуживание детекторов мобильным.

Выражается благодарность сотрудникам ИГУ НИИ Прикладной Физики за предоставленное оборудование и помощь в написании статьи.

Список литературы

1. Описание устройства Parani SD-1100 // Официальный сайт компании Sena. – URL: http://www.senaindustrial.com/products/industrial_bluetooth/sd1100.php (дата обращения 13.03.15)

2. Официальный сайт компании Google для Android разработчиков. – URL: http://developer.android.com/guide/topics/connectivity/bluetooth.html (дата обращения 13.03.15)

3. Android 4. Программирование приложений для планшетных компьютеров и смартфонов / Рето Майер; [пер. с англ. ООО «Айдиономикс»]. – М.: Эксмо, 2013. – 816 с.

4. Шилдт, Герберт. Java. Полное руководство, 8-е изд.: пер. с англ. – М.: ООО “И. Д. Вильямс”, 2012. – 1104 с.

ПРИБЛИЖЕННОЕ ВЫЧИСЛЕНИЕ ВТОРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

К. Р. Мылтыгашева, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kristina-myl@mail.ru

An approximative computation for secondary parameters of a balanced communication cable under near-located conductors and strongly skin effects conditions is described. Some numerical results are also presented.

При известных погонных (R_1, L_1, G_1, C_1) – параметрах линии связи соответствующие вторичные параметры определены в комплексной форме соотношением

$$\alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)}\ , \qquad (1)$$

где α(ω), β(ω) – коэффициент затухания и коэффициент фазы соответственно.

Преобразованием правой части соотношение (1) приводится к виду

$$\alpha(\omega) + j\beta(\omega) = j\omega\sqrt{L_1 C_1}\left(1 + {}^{R_1}\!/_{j\omega L_1}\right)^{1/2}\left(1 + {}^{G_1}\!/_{j\omega C_1}\right)^{1/2}, \qquad (2)$$

в котором, при достаточно высокой частоте, выполняются условия $\omega L_1 >> R_1$, $\omega C_1 >> G_1$ так, что функции-сомножители в круглых скобках могут быть представлены их разложениями в ряды, т.е. приближенно получаем соотношения

$$\left(1 + {}^{R_1}\!/_{j\omega L_1}\right)^{1/2} \simeq 1 + {}^{R_1}\!/_{2j\omega L_1};\ \left(1 + {}^{G_1}\!/_{j\omega C_1}\right)^{1/2} \simeq 1 + {}^{G_1}\!/_{2j\omega C_1},$$

которые позволяют в их произведении опустить слагаемое $\left(\frac{R_1}{2j\omega L_1}\cdot\frac{G_1}{2j\omega C_1}\right)$ более высокого порядка малости и переписать (2) в виде

$$\alpha(\omega) + j\beta(\omega) \simeq \frac{R_1}{2z_B} + \frac{G_1 z_B}{2} + j\omega\sqrt{L_1 C_1}\ , \qquad (3)$$

где z_B – волновое сопротивление линии связи (при высоких частотах

$$z_B = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}}\ln\frac{d - r_0}{r_0},$$

d – расстояние между центрами проводников, а r_o – радиус проводника).

Приравнивая в соотношении (3) вещественные и мнимые части и используя результаты [1], согласно которым высокочастотные значения погонного активного сопротивления R_1 равно

$$R_1 = \frac{d}{4\pi r_0 a}\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\gamma}};\ \ a = \sqrt{\frac{d^2}{4} - r_0^2}\ , \qquad (4)$$

где γ – удельная электропроводность материала проводника (для меди $\gamma = 0{,}562 \cdot 10^8\ \frac{Сим}{м}$), получаем зависимость

$$\alpha(\omega) = \frac{d\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\gamma}}}{8r_0 a\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}}\cdot\ln\frac{a-r_0}{r_0}} + \frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}}, \quad (5)$$

в которой первое слагаемое представляет составляющую погонного затухания, обусловленную потерями электромагнитной энергии в проводниках, а второе – составляющую погонного затухания, обусловленную потерями в диэлектрике, пропорциональными угловой частоте ω и тангенсу угла *tg* δ диэлектрических потерь. Второе слагаемое в зависимости (5) получено с учетом того, что $G_1 = {\pi\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta}\Big/{\ln\frac{d-r_0}{r_0}}$.

На рис. 1 показаны численные значения первого слагаемого по зависимости (5) при различных значениях параметра ${d}/{r_0}$ и проводников с диаметром равным 1 мм, разделенных диэлектрической средой ($\varepsilon_r = 2{,}0$).

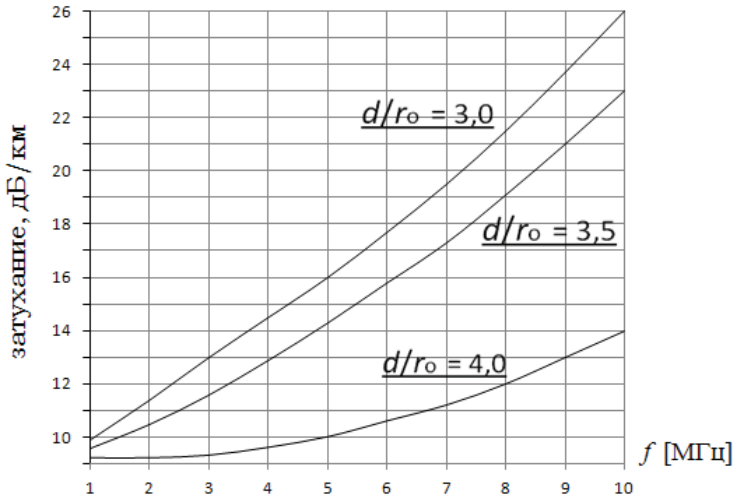


Рис. 1. Вносимое затухание проводниками симметричной линии связи

Численные значения второго слагаемого по зависимости (5) показаны на рис. 2.

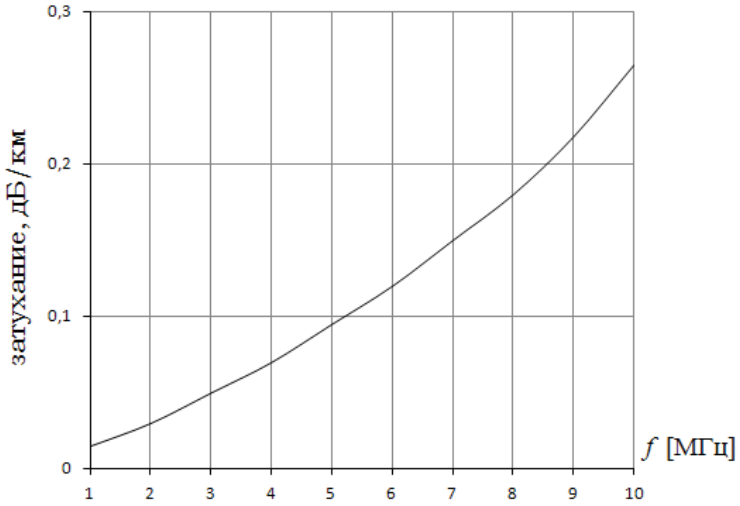


Рис. 2. Вносимое затухание диэлектрической средой симметричной линии связи

Сравнение численных значений по рис. 1 и рис. 2 показывает, что вносимое затухание диэлектрической средой симметричной линии связи составляет порядка нескольких процентов от затухания вносимого проводниками.

Для нахождения коэффициента β(ω) приравниваем мнимые части в соотношении (3), что дает

$$\beta(\omega) = \omega\sqrt{L_1 C_1} = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_r}}{C}, \qquad (6)$$

где учтено, что $L_1 = \frac{\mu_0}{\pi}\ln\frac{d-r_0}{r_0}$; $C_1 = \frac{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln\frac{d-r_0}{r_0}}$, а $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$ $(C = 3\cdot 10^8\, {}^{м}/_{с})$.

Приближенные зависимости вторичных параметров высокочастотной симметричной линии связи позволяют относительно просто учитывать эффект электромагнитного влияния близкого расположения проводников, а также влияние поверхностного эффекта.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОЦЕНОК ЭФФЕКТИВНОСТИ DVB-T2 СТАНДАРТА

П. О. Аушев, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: dest_222@mail.ru

Different physical obstacles can cause some interferences for DVB-receiving. To take into account those effects the common multipath signal models are used for a few modulation techniques.

Данная работа представляет результаты математического моделирования, описывающего производительность DVB-T2 стандарта для ряда моделей радиоканала.

Ниже представлена следующая информация:

- описание моделей канала, используемого для моделирования;
- результаты моделирования производительности для каждой модели радиоканала.

Сигнал стандарта DVB-T2 может описываться различными моделями распространения, в зависимости от расстояния от передатчика, окружения радиотелевизионной передающей станции (РТПС), рельефа местности и т. п. Каналы были выбраны, чтобы проверить производительность в широком диапазоне условий приема.

В гауссовской модели канала к сигналу добавляют только аддитивный белый гауссовский шум (AWGN – Additive White Gaussian Noise) и рассматривают один путь распространения.

Канал Райса описывает распространение сигнала при наличии неизменных во времени отраженных сигналов, например, в случае приема на неподвижную внешнюю (уличную) антенну.

Модель описывается следующим соотношением:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N} a_i s(t - t_i) + n(t) = \frac{a_0 s(t) + \sum_{i=1}^{N} a_i s(t-\tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N} \rho_i^2}},$$

где $s(t)$и $y(t)$ – это сигнал на входе и выходе канала, соответственно; N – это число эхо-сигналов, (в данном случае, примем равным 20); a_i (i = 0, 1, 2…N) – это коэффициент ослабления для i-й составляющей многолучевого распространения сигнала ($a_i = \left|\rho_i(\omega)e^{-j\theta_i}\right|$) [1, 2].

Коэффициент K для канала Райса, описывающий отношение мощности сигнала распространяющегося по прямому пути к мощности отраженных сигналов равен:

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^{N} \rho_i^2}.$$

Примем значение K равным 10, таким образом:

$$\rho_0 = \sqrt{10 \sum_{i=1}^{N} \rho_i^2}.$$

Канал Рэлея описывает распространение сигнала при наличии неизменных и изменяющихся во времени отраженных сигналов, например, в случае приема на подвижную комнатную или внешнюю (уличную) антенну.

Модель описывается следующим соотношением:

$$y(t) = k\sum_{i=1}^{N} a_i s(t-\tau_i).$$

Коэффициент k для канала Рэлея, описывающий отношение мощности сигнала распространяющегося по прямому пути к мощности отраженных сигналов равен:

$$k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \rho_i^2}}.$$

Простой профиль распространения (0 dB echo profile) включает только два пути распространения сигнала. Сигнал по каждому из путей определяется амплитудой, задержкой и частотным сдвигом, относительно друг друга.

При моделировании были выбраны следующие условия: идеальная синхронизация, отсутствие фазовых шумов, режим передачи сигнала – MISO, допустимый уровень коэффициента битовых ошибок – 10^{-7}, при использовании только LDPC-кодера (Low-Density Parity-Check – код с малой плотностью проверок на четность) и 10^{-11}, при использовании LDPC- и БЧХ-кодера. Так же использовался поворот констелляционного созвездия. Моделирование проводилось для каналов Гаусса, Рэлея, Райса и для простого профиля распространения.

В режиме передачи MISO (Multiple Input Single Output) используются несколько передающих антенн и одна приемная. Моделирование данного режима требует, как минимум двух независимых каналов с затуханием для каждого передатчика [3].

Ниже, в табл. 1 и 2, представлены значения достижимых битрейтов для различных видов модуляции [4] (QPSK, 16-QAM, 64-QAMи 256-QAM) и необходимые значения SNR (Signal-to-Noise Ratio – отношение сигнал\шум), для достижения коэффициента битовых ошибок (BER – Bit Error Ratio), равным 10^{-7}.

Таблица 1

Достижимый битрейт для различных видов модуляции

Модуляция	Кодовая скорость	Битрейт, Мбит\с	Длина кадра, кбит	Количество FEC-блоков в кадре
QPSK	3/5	9,003747	62	52
QPSK	2/3	10,01867		
QPSK	4/5	12,02614		
QPSK	5/6	12,53733		
16-QAM	3/5	18,07038	60	101
16-QAM	2/3	20,10732		
16-QAM	4/5	24,13628		
16-QAM	5/6	25,16224		
64-QAM	3/5	27,06206		
64-QAM	2/3	30,11257		
64-QAM	4/5	36,1463		
64-QAM	5/6	37,68277		
256-QAM	3/5	36,15568	68	229
256-QAM	2/3	40,23124		
256-QAM	4/5	48,29248		
256-QAM	5/6	50,34524		

Таблица 2

Необходимое значение SNR, для различных моделей радиоканала

			SNR, дБ			
Модуляция	Кодовая скорость	Спектральная эффективность*	Канал Гаусса	Канал Райса	Канал Рэлея	Простой профиль распространения
QPSK	3/5	1,19	2,3	2,5	3,6	3,2
QPSK	2/3	1,33	3,1	3,4	4,9	4,5
QPSK	4/5	1,59	4,7	5,1	7,1	6,6
QPSK	5/6	1,66	5,2	5,6	7,9	7,5
16-QAM	3/5	2,39	7,6	7,8	9,3	9,0
16-QAM	2/3	2,66	8,9	9,1	10,8	10,4
16-QAM	4/5	3,19	10,8	11, 2	13,6	13,4
16-QAM	5/6	3,32	11, 4	11,8	14,5	14,4
64-QAM	3/5	3,58	12,0	12,3	14,0	13,9
64-QAM	2/3	3,99	13,5	13,8	15,6	15,5
64-QAM	4/5	4,78	16,1	16,6	19,2	19,2
64-QAM	5/6	4,99	16,8	17,2	20,2	20,4
256-QAM	3/5	4,78	16,1	16,3	18,3	18,4
256-QAM	2/3	5,31	17,8	18,1	20,1	20,3
256-QAM	4/5	6,38	21,3	21,7	24, 3	24,5
256-QAM	5/6	6,65	22,0	22,4	25,4	25,8

*Спектральная эффективность – отношение скорости передачи данных к используемой полосе пропускания радиоканала.

Как следует из приведенных числовых значений, режим модуляции 256-QAM имеет наибольшую производительность (битрейт, спектральную эффективность и количество FEC-блоков в кадре), по сравнению с другими режимами, но в то же время, он является наиболее требовательным к уровню шумов в канале (требуемое SNR более 20 дБ), что требует применения дополнительных экспериментальных исследований передающего оборудования достаточно высокой мощности.

Список литературы

1. DVB Document A133. Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system. – 2010. – 213 c.

2. Maravic I., Vetterli M. Sampling and reconstruction methods for signals of finite rate of innovation in the precence of noise // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2005. – Vol. 53, N. 8. – P. 2788–2805.

3. Телевидение в стандарте DVB-T2. – http://www.telesputnik.ru/archive/157/article/92.html

4. Триада-ТВ. Основы цифрового телевидения в стандарте DVB-T/T2. – Новосибирск: Триада-ТВ, 2011. – 61 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СХЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗБИЕНИЯ НА СУБПОТОКИ В АЛГОРИТМАХ МНОГОДЕСКРИПТОРНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ВИДЕОКОНФЕРЕНЦСВЯЗИ

О. Н. Гущина, А. Н. Тараканов (научный руководитель)

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
150000, г. Ярославль, ул. Советская, 14
E-mail: olyagushchina@gmail.com, tano@uniyar.ac.ru

Приводится анализ использования алгоритмов многодескрипторного кодирования видео (МКВ) с пространственным разбиением на субпотоки. Для оценки качества на приемной стороне используется два критерия качества – ПОСШ и VQM, а для восстановления потерянной информации – линейная интерполяция. Приведенные результаты показывают высокую эффективность схемы МКВ даже в случае потери в канале 50 % видеоинформации.

В настоящее время видеоконференцсвязь представляет собой один из самых динамично развивающихся инфокоммуникационных сервисов. Так, по прогнозам компании Cisco, к 2018 г. число пользователей систем видеоконференцсвязи достигнет 238,3 миллионов человек, при этом показатель среднегодового темпа роста (CAGR – Compound Annual Growth Rate) в соответствии с прогнозом составит 44,8 % [1].

В то же время, при передаче трафика в IP-сети неизбежно возникают потери пакетов, которые оказывают существенное влияние на качество принимаемого видеосигнала. Среди методов защиты от ошибок наиболее широкое распространение получили схемы прямой коррекции (FEC – Forward Error Correction), а также механизмы повторной передачи данных. Однако использование указанных методов приводит к росту задержки, что является недопустимым для голосового или видео трафика реального времени [2].

Среди других методов защиты трафика от потерь можно отметить алгоритмы многодескрипторного аудио- и видеокодирования. Принцип работы алгоритмов многодескрипторного кодирования заключается в разбиении исходного потока данных на несколько субпотоков, каждый из которых передается от источника к получателю по независимому каналу связи [3].

В зависимости от содержания информации в каждом из субпотоков алгоритмы многодескрипторного кодирования видео (МКВ) подразделяются на равномерные и неравномерные. Первый класс алгоритмов характеризуется разбиением исходного видео на субпотоки равной значимости, потеря каждого из которых приводит к одинаковому уменьшению качества итогового декодированного сигнала. В случае использования неравномерных алгоритмов множественного кодирования, качество декодированной видеопоследовательности зависит как от числа принятых потоков, так и от того, какие именно дескрипторы были приняты или потеряны [4].

При МКВ (как равномерном, так и неравномерном) исходная видеопоследовательность данных может разделяться на субпотоки различными способами. К простейшим из них относится пространственное и временное разделение видеоданных, а также масштабирование по величине пикового отношения сигнал/шум (ПОСШ).

Несмотря на то, что исследования, посвященные МКВ, проводятся достаточно давно, не удалось обнаружить детального анализа влияния количества принятых субпотоков на качество принимаемого видеоизображения [3–5]. В связи с этим представляется актуальным реализовать и исследовать системы МКВ с пространственным разделением на субпотоки и оценить их работу при изменении числа принятых субпотоков.

В рамках исследования проводилось тестирование равномерного алгоритма МКВ с пространственным разбиением исходного видео на субпотоки без перекрытия. Тестирование алгоритма осуществлялось на стандартных тестовых видеопоследовательностях «Акийо», «Рабочий» и «Футбол» [5]. В качестве критериев оценки качества восстановленных видеоизображений использовались метрики ПОСШ и VQM (Video Quality Metric) [6]. Необходимо отметить, что согласно алгоритму расчета, большему значению метрики VQM соответствует худшее качество видеосигнала. При этом на приемной стороне производился так называемый кратковременный анализ результатов (на коротких временных промежутках), когда канал связи можно считать либо полностью функционирующим (без потерь), либо полностью не функционирующим.

Разбиение видеопоследовательности на субпотоки в рамках тестирования было реализовано в соответствии с блок-схемой, приведенной на рис. 1, а формирование субпотоков осуществлялось в пространственной области, т.е. непосредственно в рамках строк и столбцов кадра видеопоследовательности.

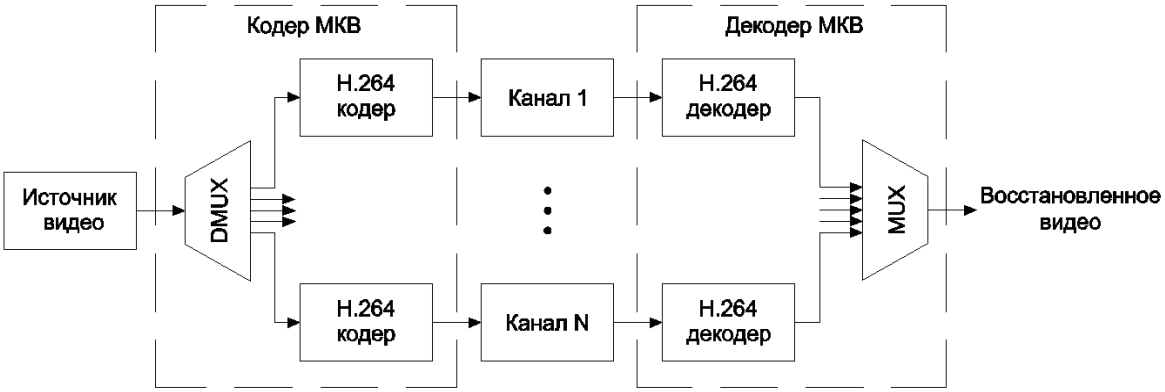


Рис. 1. Блок-схема алгоритма МКВ

В качестве основных способов пространственного разбиения видео на субпотоки используются разделения четных и нечетных строк/столбцов изображения или так называемое «шахматное» деление. Указанные способы разбиения схематично представлены на рис. 2 (для одного кадра) и применяются последовательно к каждому из кадров видеопоследовательности.

а *б*

Рис. 2. Пространственное разбиение видеопоследовательности при МКВ:
а – с 2 субпотоками – по столбцам и строкам кадра; *б* – с 4 субпотоками

Благодаря высокой пространственной корреляции видеоизображения потерянная информация в случае отказа одного из каналов (и, соответственно, потери одного субпотока) может быть восстановлена на приемной стороне, к примеру, методом линейной интерполяции.

В рамках исследования восстановление потерянного субпотока производилось по следующим формулам:

$$k_2(i, j) = \frac{k_1(i-1, j) + k_1(i+1, j)}{2}, \quad (1)$$

$$k_2(i, j) = \frac{k_1(i, j-1) + k_1(i, j+1)}{2}, \quad (2)$$

$$k_2(i, j) = \frac{k_4(i-1, j) + k_4(i+1, j) + k_1(i, j-1) + k_1(i, j+1)}{4}, \quad (3)$$

$$k_2(i, j) = \frac{k_3(i-1, j-1) + k_3(i+1, j+1)}{2}, \quad (4)$$

где $k(i, j)$ определяет значение пикселя на кадре видеопоследовательности (в пространстве RGB) с координатами i и j, а индекс при k соответствует номеру субпотока на рис. 2. При этом формулы (1) и (2) использовались для интерполяции при 2-дескрипторном МКВ (при разбиении по строкам и столбцам соответственно), а выражение (3) – при 4-дескрипторном МКВ в случае восстановления по 3 и 2 субпотокам («диагональным», т. е. 1 и 4 или 2 и 3 на рис. 2). При 4-дескрипторном кодировании с восстановлением 1 субпотоку использовались формулы (1), (3) и (4): формулы (1) и (2) – для интерполяции потерянных пикселей в той же строке или в том же столбце, что и полученные, формула (4) – для восстановления «диагональных» элементов (по отношению к принятым пикселям).

Полученные результаты для видеопоследовательности «Акийо» приведены на рис. 3. Результаты для схемы без МКВ здесь используются исключительно для оценки искажений, вносимых кодером сжатия H.264, и не учитывают наличие потерь в канале передачи. В рамках тестирования алгоритма 4-дескрипторного кодирования рассматривались три случая: при потере одного субпотока, при потере двух «диагональных» субпотоков и при потере трех субпотоков.

При 2-дескрипторном кодировании для всех исследуемых степеней сжатия лучшие результаты с точки зрения качества восстановленного видео позволяет получить схема с разбиением по строкам кадра. Данный факт объясняется большей пространственной корреляцией между строками кадра, нежели между его столбцами. При использовании данной схемы значение ПОСШ уменьшалось на 1,8–10,9 дБ в сравнении со схемой без МКВ. Величина VQM в этом случае увеличивалась не более, чем на 0,67 единиц при всех исследуемых степенях сжатия.

В случае 4-дескрипторного кодирования при потере одного субпотока ПОСШ уменьшается на величину от 2,9 до 9,9 дБ (при Q = 50 и Q = 15 соответственно) по сравнению со случаем без использования МКВ. При этом величина VQM возрастала в диапазоне от 0,66 до 1,15 единиц. Дополнительным преимуществом схемы 4-дескрипторного кодирования также является наличие в каждом дескрипторе уменьшенной по разрешению копии исходной видеопоследовательности, соответствующей формату QCIF (размером 176×144 пикселей). Ввиду этого, если данное разрешение является приемлемым, восстановление видео на приемной стороне может осуществляться по одному полученному дескриптору без использования интерполяции, что позволяет снизить нагрузку на устройство декодирования и является особенно актуальным в условиях мобильной видеоконференцсвязи.

Для дополнительного анализа результатов на рис. 4 приведен фрагмент кадра видеопоследовательности «Акийо» при 2- и 4-дескрипторном МКВ с пространственным разбиением на субпотоки и низкой степени сжатия (Q = 15).

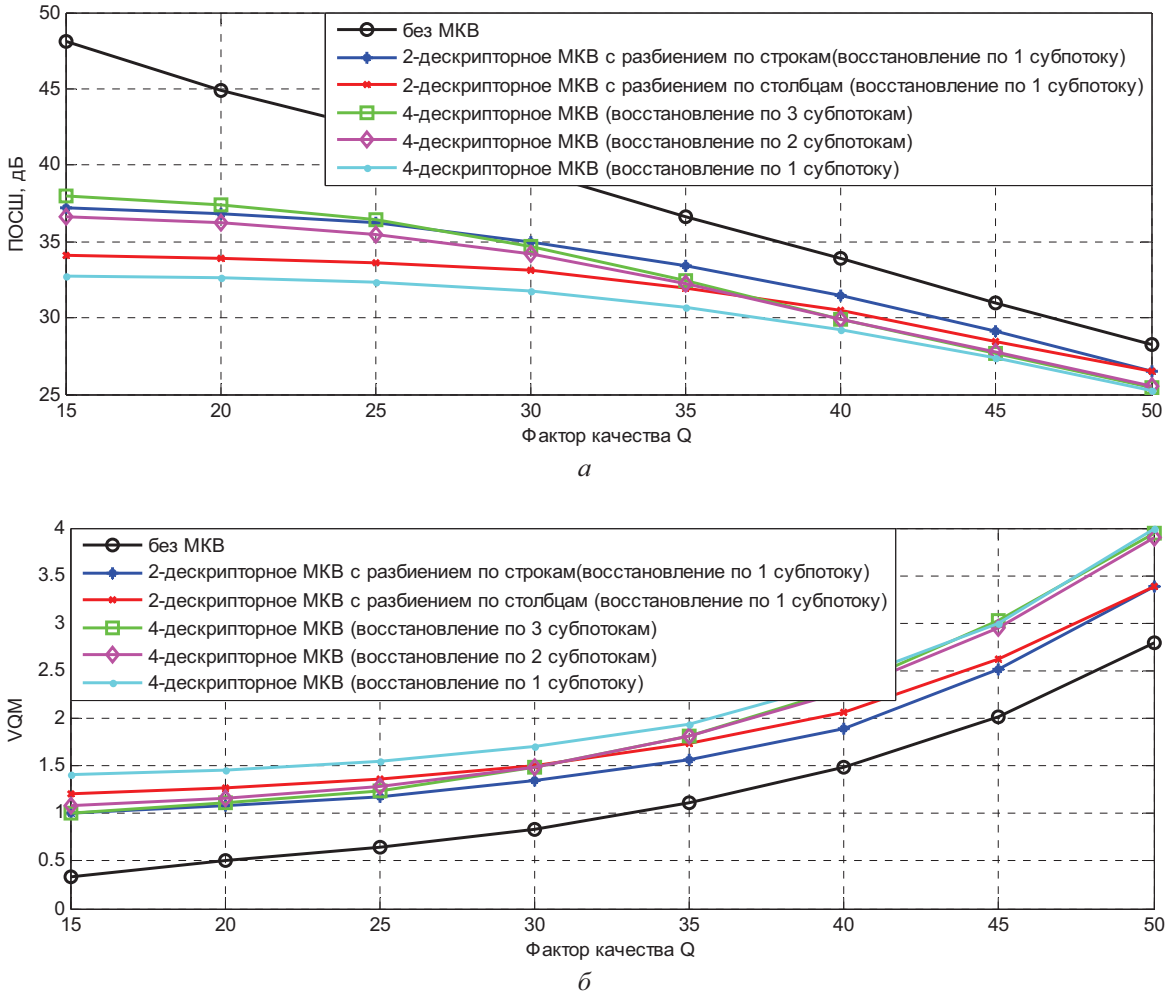


Рис. 3. Зависимость значений объективных метрик для тестовой видеопоследовательности «Акийо» при многодескрипторном кодировании с пространственным разбиением на субпотоки: *а* – ПОСШ; *б* – VQM

Визуальный анализ результатов восстановления позволил установить, что в результате интерполяции основные искажения возникают вблизи границ на изображении и проявляются в виде артефактов «звона». Для 2-дескрипторного МКВ с разбиением по строкам кадра данные искажения в наибольшей степени характерны для горизонтальных границ (у плеча телеведущей на рис. 4, *б*). При формировании субпотоков по столбцам изображения артефакты «звона» возникают, соответственно вдоль вертикальных границ на изображении (к примеру, у контура лица телеведущей на рис. 4, *в*). Объясняется данный факт, прежде всего, используемым типом интерполяции, т.к. восстановление потерянной строки (столбца) кадра осуществляется путем усреднения двух соседних с ней строк (столбцов), что и приводит к возникновению артефактов в местах существенного перепада яркости на изображении (т. е. вдоль границ). В то же время, 4-дескрипторное кодирование в случае восстановления по 3 и 2 субпотокам (рис. 4, *г* и *д*) позволяет практически полностью устранить указанное влияние интерполяции за счет использования более полной информации о соседних с потерянным пикселях. При 4-дескрипторном кодировании в случае восстановления по 1 субпотоку (рис. 4, *е*) видимые артефакты возникают как вдоль горизонтальных, так и вдоль вертикальных границ, что объясняется низкой результативностью интерполяции по причине потери в канале 75 % информации.

а *б* *в* *г* *д* *е*

Рис. 4. Фрагмент кадра видеопоследовательности «Акийо»: *а* – исходное изображение; *б-д* – интерполированное изображение (Q = 15): *б* – при 2-дескрипторном кодировании с разбиением по строкам кадра с восстановлением по одному субпотоку; *в* – при 2-дескрипторном кодировании с разбиением по столбцам кадра с восстановлением по одному субпотоку; *г* – при 4-дескрипторном кодировании с восстановлением по трем субпотокам; *д* – при 4-дескрипторном кодировании с восстановлением по двум субпотокам; *е* – при 4-дескрипторном кодировании с восстановлением по одному субпотоку

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при низкой степени сжатия ($Q < 30$) наилучшей с точки зрения ПОСШ является схема 4-дескрипторного кодирования в случае восстановления видео по трем субпотокам. При возрастании степени сжатия (для $Q \geq 30$) наилучшие результаты позволяет получить схема 2-дескрипторного кодирования с разбиением по строкам кадра (в случае восстановления видео по одному субпотоку). По критерию VQM схема 2-дескрипторного кодирования с разбиением по строкам кадра (при восстановлении видео по одному субпотоку) превосходит схему 4-дескрипторного кодирования (при восстановлении видео по трем субоптокам) или обладает той же результативностью для всех исследуемых в рамках тестирования значениях фактора качества Q. В то же время, стоит отметить, что схема 2-дескрипторного кодирования в данном случае тестировалась в более жестких условиях передачи: при потере 50 % информации, тогда как при 4-дескрпиторном кодировании потерянными оказались только 25 % данных.

Список литературы

1. Cisco VNI Service Adoption Forecast, 2013–2018 [Электронный ресурс] // Cisco Inc. 2014. URL: http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/vni-service-adoption-forecast/Cisco_VNI_SA_Forecast_WP.pdf (дата обращения: 01.03.2015).

2. Росс К., Куроуз Д. Компьютерные сети. Многоуровневая архитектура Интернета. – СПб.: Питер, 2004. – 768 с.

3. Bai H., Wang A., Zhao Y., Pan J., Abraham A. Distributed Multiple Description Coding // London: Springer. 2011. –185 p.

4. Maza'ar H.H., Elmahdy H.N. Multiple Description Coding Based Network Coding // International Journal of Computer Applications. – 2010. – No. 9. – P. 35–40.

5. Ou Y., Zhou Y., Wang Y. Perceptual quality of video with frame rate variation // IEEE Int. Conf. on Acoustic, Speech and Signal Proces. – 2010. – P. 2446–2449.

6. Tarakanov A., Gushchina O. Analysis of Multiple Description Coding Algorithm with Time Division of Video Stream in Task of Multipoint Videoconferencing // First Int. Scientific-Practical Conf. Problems of Infocommunications Science and Technology. – 2014. – Kharkiv, Ukraine. – P. 85–87.

ТЕЛЕГРАФНЫЙ ГЕТЕРОДИН

Т. О. Гончарова, А. Н. Зикий (ууачный руководитель)

Институт компьютерных технологий и информационной безопасности
Инженерно-технологической академии (ТРТИ) Южного федерального университета, г. Таганрог
E-mail: goncharova_14@bk.ru

Проведено экспериментальное исследование формы и спектра сигнала на выходе телеграфного гетеродина, построенного на микросхеме К176ЛА7. Исследованы выбег частоты, зависимость частоты от напряжения питания. Представлены фото с экрана осциллографа и анализатора спектра. Дана количественная оценка стабильности частоты и уровней третьей и пятой гармоник.

Для синхронного детектирования телеграфных посылок широко используются синхронные детекторы и телеграфные гетеродины [1, 2]. Телеграфный гетеродин можно построить по схеме мультивибратора, используя в качестве активного элемента микросхемы инверторов или 2И-НЕ, к которым относится микросхема К176ЛА7 [1–5]. Один из возможных вариантов телеграфного гетеродина приведен на рис. 1. Он предназначен для работы с телеграфными сигналами на промежуточной частоте 455 кГц, которая широко используется в профессиональной аппаратуре связи.

Макет генератора собран на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размером 40×60×1,5 мм. На одной стороне печатной платы установлены радиодетали (рис. 2), на другой стороне выполнен проводной монтаж. Для подключения выхода генератора к измерительным приборам в его состав входит коаксиальный кабель с вилкой типа BNC СР50-74ФВ на конце.

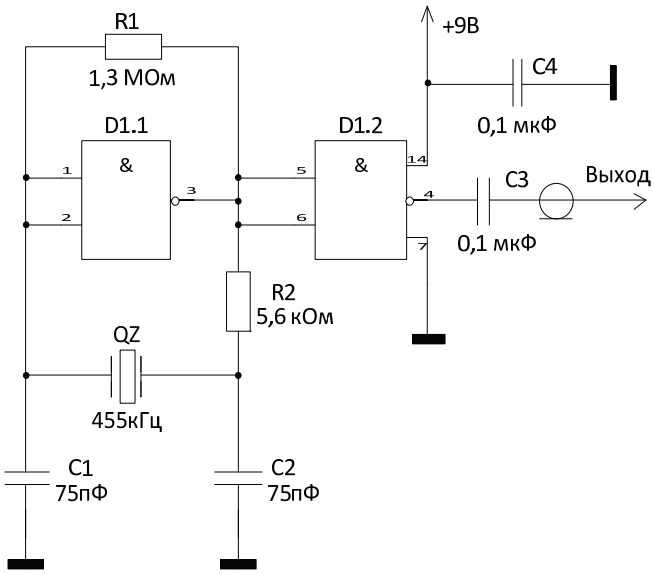


Рис. 1. Схема макета

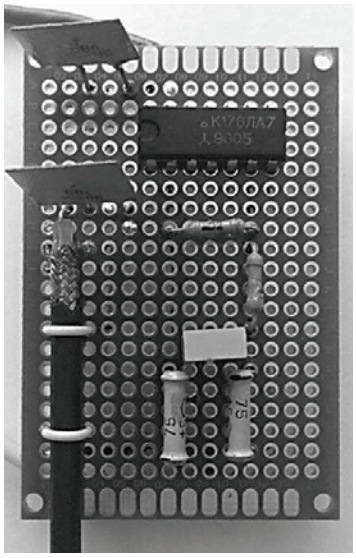


Рис. 2. Фото макета

В первом эксперименте была определена работоспособность генератора, измерена амплитуда выходного сигнала (около 9 В при питании 9 В) и сделано фото с экрана осциллографа (рис. 4). При этом частота сигнала составила 455, 88 кГц, форма сигнала – меандр.

Во втором эксперименте выход генератора был подключен к частотомеру. Измерялся выбег частоты в течение получаса после включения, с шагом через каждые две минуты. Результаты измерения занесены в табл. 1 и на рис. 5.

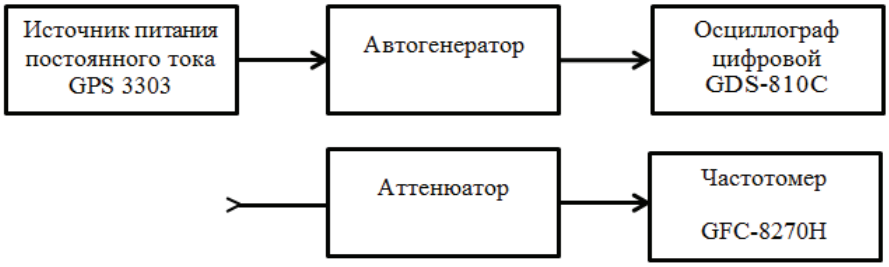


Рис. 3. Структурная схема измерительной установки

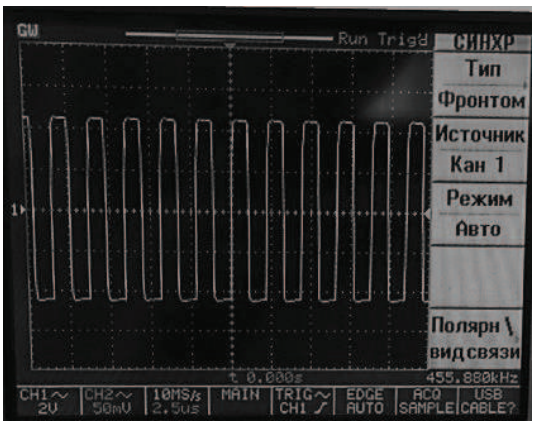


Рис. 4. Фото с экрана осциллографа

Таблица 1

Выбег частоты

Время, мин	Частота	Время, мин	Частота
0	455,793	16	455,785
1	455,789	18	455,785
2	455,788	20	455,785
4	455,787	22	455,784
6	455,787	24	455,784
8	455,786	26	455,783
10	455,786	28	455,783
12	455,785	30	455,782
14	455,785	32	455,782

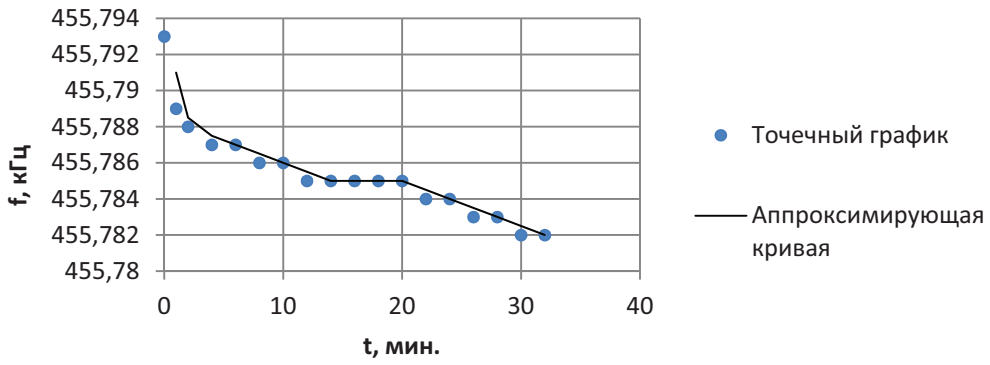


Рис. 5. Выбег частоты в течение получаса после включения

В третьем эксперименте на той же измерительной установке измерялась зависимость частоты выходного сигнала от напряжения питания. Выбран шаг измерения равный 1 В. Результаты измерения отражены в табл. 2 и на рис. 6.

Таблица 2

Зависимость частоты от напряжения питания

Напряжение питания, В	Частота, кГц
4	455,422
5	455,609
6	455,631
7	455,742
8	455,771
9	455,792
10	455,806
11	455,817
12	455,824
13	455,829
14	455,833
15	455,835
16	455,835
17	455,833
18	455,832

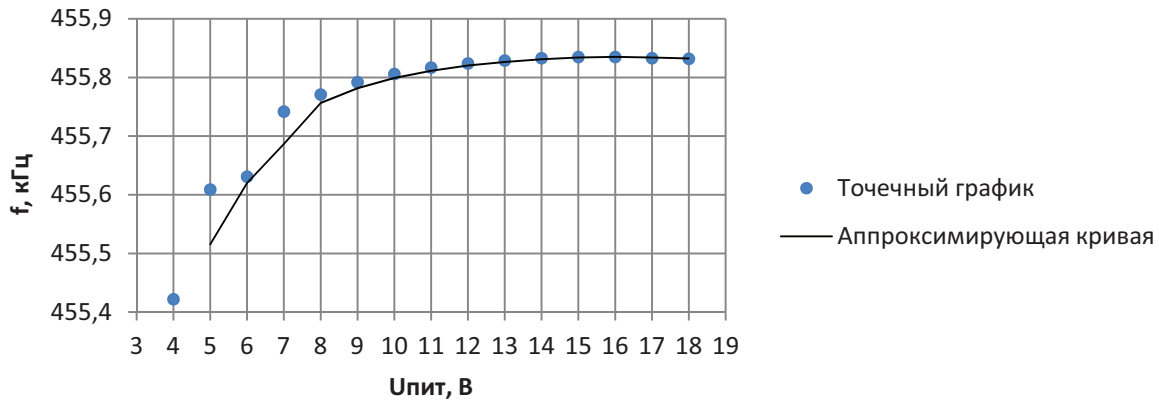


Рис. 6. Зависимость частоты от напряжения питания

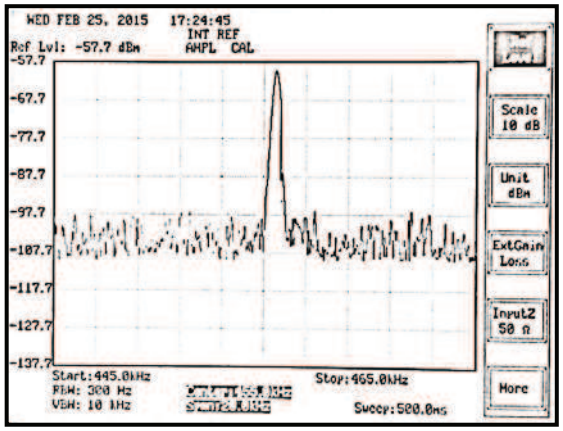


Рис. 7. Спектр выходного сигнала в окрестностях несущей частоты

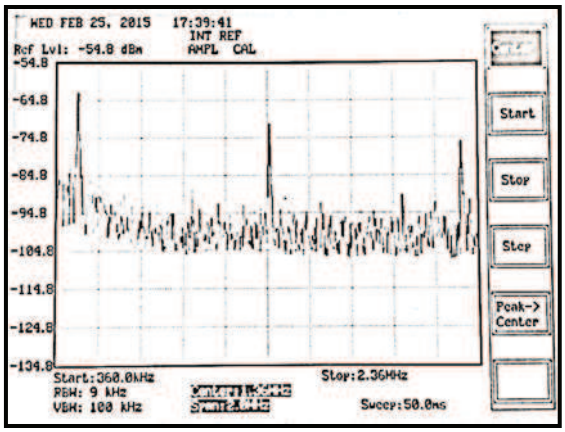


Рис. 8. Спектр гармоник выходного сигнала (первая, третья и пятая гармоники)

В четвертом эксперименте на анализаторе спектра была установлена центральная частота 455 кГц и полоса обзора 20 кГц. Проводилось фотографирование спектра выходного сигнала вблизи несущей. Результат эксперимента отражен на рис. 7.

В пятом эксперименте на анализаторе спектра была установлена центральная частота 1,36 МГц и полоса обзора 2 МГц. Спектр гармоник выходного сигнала представлен на рис. 8.

По результатам исследования можно сформулировать следующие выводы:

1. Температурный коэффициент частоты отрицательный.
2. Выбег частоты за 0,5 часа работы составляет:
   - абсолютное значение 11 Гц;
   - относительное значение $2{,}4\cdot 10^{-5}$.
3. Амплитуда выходного сигнала составляет 9В при питании 9В.
4. Форма выходного сигнала – меандр.
5. Максимальная крутизна модуляционной характеристики по цепи питания 187 Гц/В. Для повышения стабильности частоты целесообразно использовать напряжение питания в диапазоне 15÷17 В.
6. Ширина спектральной линии на частоте 455 кГц менее 1 кГц на уровне минус 30 дБ от максимума.
7. Третья гармоника слабее первой примерно на 5 дБ, а пятая гармоника слабее первой примерно на 10 дБ. Четные гармоники в спектре сигнала типа «меандр» отсутствуют.

Список литературы

1. Нечаев И. А. Конструкции на логических элементах цифровых микросхем. – М.: Радио и связь, 1992. – 120 с: ил. (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1172).
2. Нечаев И. А. Телеграфный гетеродин // Радио. – 1989. – № 5. – С. 76.
3. Бирюков С. А. Цифровые устройства на МОП-интегральных микросхемах. – М.: Радио и связь, 1996. – 192 с. (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1220).
4. Фромберг Э. М. Конструкции на элементах цифровой техники. – М.: Радио и связь, 1991. – 160 с. (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1161).
5. Корнейчук В. И., Тарасенко В. П. Вычислительные устройства на микросхемах. – К.: Техника, 1988.

ПРОЕКТ СОЗДАНИЯ СОВРЕМЕННОГО ОТРАСЛЕВОГО СЕТЕВОГО СРЕДСТВА МАССОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

И. Р. Головкин[1], Я. В. Михайленко[2]

[1]Общество с ограниченной ответственностью «Молодежь ТВ»
(Красноярский краевой телеканал «8- Я Красноярский край»)
660074, г. Красноярск, ул. Капитанская, 10, 205
E-mail: i.golovkin@mail.ru
[2]Общество с ограниченной ответственностью «НэтТелеКом»
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 66а, оф. 0-12
E-mail: yvm@nettelecom.biz

Рассмотрен проект создания отраслевого сетевого средства массовой информации (ССМИ) на примере портала для энергетической отрасли. Однако данное решение позволяет адаптировать себя под любую отрасль, например телекоммуникационную, а также осуществлять организацию сетевого взаимодействия между различными отраслями. Подробно описаны цели создания данного решения и целесообразность инвестиций в его создание (в том числе с учетом территориальной принадлежности ССМИ), а также некоторые технические аспекты интеграции в существующие СМИ на примере IPTV.

Сети IP – широко распространенный универсальный способ передачи цифровой информации, которые завоевали весь мир благодаря своей простоте. Универсальность IP-сетей, с точки зрения передачи информации, заключается в том, что они позволяют передавать любую цифровую информацию.

Портал (ССМИ) – сетевой узел или комплекс узлов, подключенных к Интернету по высокоскоростным каналам связи, обладающий развитым пользовательским интерфейсом и предоставляющий единый с концептуальной и содержательной точки зрения доступ к широкому спектру информационных ресурсов и услуг, ориентированных на определенную аудиторию. С технологической точки зрения портал – системное многоуровневое объединение ресурсов и сервисов в Интернете, или система сайтов, работающих на основе единой базы данных и единых стандартов обмена информацией.

Основные (базовые) цели информационного портала:

- Информационная поддержка перспективных технологий и разработок;
- Функции площадки для коммуникации инвесторов и «бизнес - ангелов»;
- Информационная поддержка «старт-апов»;
- Коммуникации и развитие отраслевого экспертного сообщества;
- Развитие инвестиционных инструментов с целью продвижения перспективных технологий;
- Информационная и рекламная поддержка;
- Информационная поддержка отраслевых учебных заведений;
- Интеграция с существующими современными сервисами обмена сообщениями, социальными сетями и SIP (IP-телефонией);
- Интеграция в существующие, «классические» СМИ (напр. телеканалы) и их «эволюционные» вариации (телеканалы, вещающие по технологиям IPTV).

Целесообразностью инвестиций в развитие ССМИ является как получение в итоге уникального маркетингового инструмента, так и быстрый возврат инвестиционных и средств и выход в «операционный ноль» (рис. 1). Кроме этого, немаловажна и политическая сторона поддержки инновационного развития выбранной отрасли.

Рассмотрим целесообразность создания и реализации отраслевого ССМИ на примере портала для энергетической отрасли.

Для нашего примера территориальное расположение ССМИ в г. Красноярске будет являться дополнительным плюсом. Красноярск является городом-миллионником и неформальной «столицей» электроэнергетической отрасли Сибирского федерального

округа, так как в нем расположены центральные управления филиалов энергетических компаний, а также на территории края, как и в целом – на территории СФО, достаточно развито и активно ведется энергетическое строительство. Кроме этого развита добыча нефти, золота и реализуются различные программы целевого развития (развитие Нижнего Приангарья и др.).

Немаловажно также, что г. Красноярск – место проведения ежегодного экономического форума и Универсиады-2019 г.

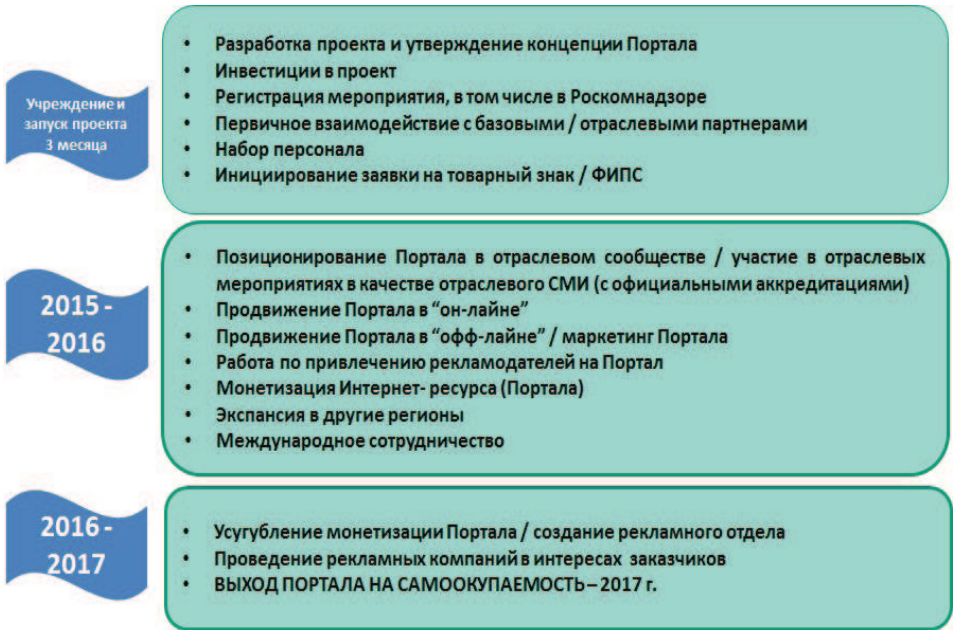


Рис. 1. Дорожная карта развития ССМИ

Любой портал ориентируется, прежде всего, на максимально широкий охват интересов своего потребителя. Отраслевой же портал – это портал, ориентированный на полный охват определенной аудитории, тематики или сферы деятельности человека (организации). Он частично наследует базовую функциональность, добавляя к ним сервисы, специфичные для своей тематики.

Следовательно, некоторые базовые цели ССМИ с учетом нашей отраслевой «специфики» будут выглядеть следующим образом:

- Информационная поддержка «старт-апов» в области энергетики и инженерии;
- Информационная поддержка и продвижение «зеленых», энергоэффективных технологий, альтернативных источников энергии;
- Информационная поддержка перспективных технологий и разработок в области проектирования и строительства объектов энергетики (возможно-дорожной инфраструктуры, телекоммуникаций, добычи сырья и т. д.);
- Развитие инвестиционных инструментов в области энергетики с целью продвижения перспективных технологий, в том числе энергосервисных контрактов по модели EPCM.

Общий функционал ССМИ представлен на рис. 2.

Рассмотрим подробнее технические аспекты решения задачи интеграции в существующие СМИ.

Интеграция ССМИ с IPTV реализовывается через так называемое «Middleware» – промежуточное программное обеспечение для управления комплексом IPTV. Это основной компонент IPTV решения, так как он фактически определяет пользовательский

интерфейс и набор услуг, доступный абоненту. Технически, с использованием для организации интерактивных сервисов (таких как пользовательские меню, бегущие строки, передача видео и аудио и пр.) стандартного протокола HTTP происходит интеграция ССМИ с Пользовательским интерфейсом абонента (Subscriber User Interface)- лицом всего комплекса, интерфейсом, который абонент видит на своем экране и благодаря которому пользуется услугами и дополнительными функциями. Данные технологические решения базируются на открытых стандартах, поэтому интеграция с другими компонентами проходит легко и занимает короткое время.

Рис. 2. Функционал ССМИ

Основным преимуществом IPTV перед остальными системами передачи видео и звука остается его универсальность. Абонент теоретически может получить любой контент, который захочет. К примеру, помимо различных информационных сообщений (новости, погода, курсы валют, пробки), пользователи могут просматривать видеоролики и получить доступ к сервисам электронной почты и мгновенного обмена сообщениями.

Особо необходимо отметить то, что Middleware предоставляет программный интерфейс (API) для любых других приложений. К примеру, можно написать мобильное клиентское приложение для операционных систем Google Android/ Apple iOS, которое не будет загружать веб-портал, а будет лишь выводить необходимую информацию в т.н. native-приложение, что позволит экономить трафик и ускорит работу интерфейса.

В заключении, стоит отметить достаточно простую масштабируемость решения по организации ССМИ в виде Портала и широкие коммуникационные возможности, т. е. по сути мы получаем некое универсальное решение-конструктор для возможного создания некой «сети» средств обмена информацией между различными отраслевыми партнерами, с доступом к этой информации не только через Интернет-браузер компьютера, но и с использованием мобильных устройств, телевидения и пр.

Помимо плотного взаимодействия с существующими СМИ, ключевыми информационными и инвестиционными партнерами ССМИ могут выступать как отраслевые НИИ, ВУЗы и исследовательские центры, так и институциональные инвесторы и частные фонды, крупные отраслевые компании – генподрядчики, а также непосредственно владельцы отраслевой инфраструктуры (в нашем примере – вплоть до таких крупнейших, как ОАО «Россети», ОАО «Газпром», ОАО «РусГидро», ГК «Росатом» и др.).

ПРАКТИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ «ГОНЕЦ» В ЗОНАХ НЕГАРАНТИРОВАННОГО РАДИОПОКРЫТИЯ GSM КРАСНОЯРСКОГО КРАЯ

С. Б. Нелипа[1], В. Н. Войцеховский[2], Д. Ю. Черников[3]

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kapralserg@mail.ru,
[2]*ООО «Краевой центр коммуникаций»*
660079, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Парашютная, д. 90
E-mail: voitsehovskiy@list.ru,
[3]*Агентство информатизации и связи Красноярского края*
660009, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Ленина, 123а
E-mail: dimcher@mail.ru

Приведены и проанализированы основные параметры системы спутниковой связи «Гонец» с позиций возможности ее использования в различных сферах деятельности на территориях с ограниченным радиопокрытием систем сотовой связи. Оговорены возможные ограничения, связанные с использованием группировки низколетящих спутников связи. Предложена и рассмотрена технология дуплексной передачи сообщений ограниченной длинны с использованием региональной станции приземления трафика системы космической связи «Гонец» для стационарных и мобильных пользователей.

Среди причин, в определенной степени сдерживающих распространение современных технологий связи, достаточно очевидной является необходимость значительных капиталовложений в инфраструктуру сетей, связанную с обеспечением возможности обслуживания абонентов на значительных территориях, сохраняя при этом основные эксплуатационные и технические характеристики развернутых систем.

Опыт внедрения сетей мобильной и космической связи показал, что сети такого типа обладают не только значительным потенциалом и являются привлекательным объектом для инвестирования, но служат «первопроходцами» при освоении территорий, находящихся в зонах так называемого «цифрового неравенства» [1]. Приведенные доводы в значительной степени усиливаются в тех случаях, когда используемая технология связи является безальтернативной. Хорошим примером такой безальтернативной технологии может служить система космической связи «Гонец» для районов, в которых отсутствует другие варианты передачи информации, предоставляемые отечественными операторами связи.

Актуальность использования системы спутниковой связи продиктована недостаточностью покрытия территории России наземными сетями связи, составляющими в совокупности не более 20 % от общей площади страны. В особенности проблема стоит остро в удаленных населенных пунктах, являющихся зачастую «отрезанными» от «большой земли», у которых имеется только воздушное или водное сообщение. В частности в Красноярском крае, где благодаря обширной территории, есть районы, не охваченные наземными сетями связи.

Именно в таких населенных пунктах особенно востребовано использование системы низколетящих спутников связи «Гонец-Д1М» (далее система «Гонец»).

Многофункциональная система персональной спутниковой связи «Гонец» создана в соответствии с Федеральной космической программой, утвержденной постановлением Правительства. Система предназначена для обеспечения помехозащищенной конфиденциальной связи со стационарными и мобильными абонентами в любой точке Земного шара. Передача информации осуществляется посредством группировки низкоорбитальных космических аппаратов. По состоянию на 4 квартал 2014 года в составе орбитальной группировки находится 10 космических аппаратов [2]. На 1 квартал 2015 года запланирован запуск еще 3 серийных космических аппаратов «Гонец-М»[3, 4].

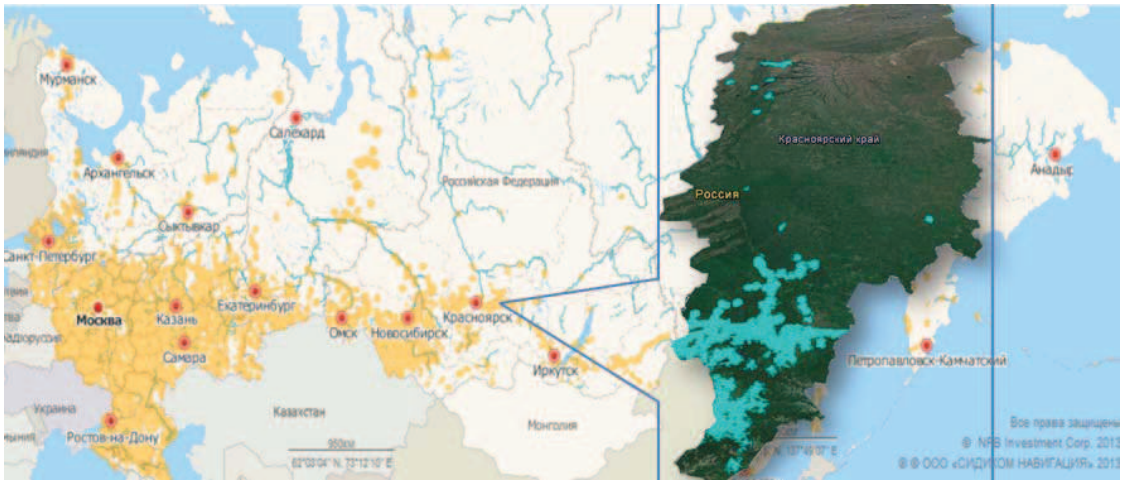


Рис. 1. Совокупное покрытие территории России наземными сетями GSM составляет не более 20 %

В используемом системой «Гонец» для реализации космической радиолинии диапазоне частот (312–315 МГц – на передачу (Земля – КА), 387–390 МГц – на прием (КА – Земля)) может быть обеспечена высокая доступность наземного оборудования пользователей, расположенного как стационарно, так и на подвижных объектах.

При этом спутниковые абонентские терминалы эксплуатируемые пользователями (потребителями), как правило, являются их собственностью. Предполагается, что в ряде случаев абонентские терминалы могут применяться и в необслуживаемом варианте (без оператора) в труднодоступных регионах или на подвижных объектах для передачи данных мониторинга (данные местоположения и телеметрические данные объектов пользователей).

В соответствии с предложенной и реализованной технологией основу регионального сегмента сети спутниковой связи составляет стационарная приемо-передающая станция (рис. 2), которую далее будем называть станцией приземления трафика.

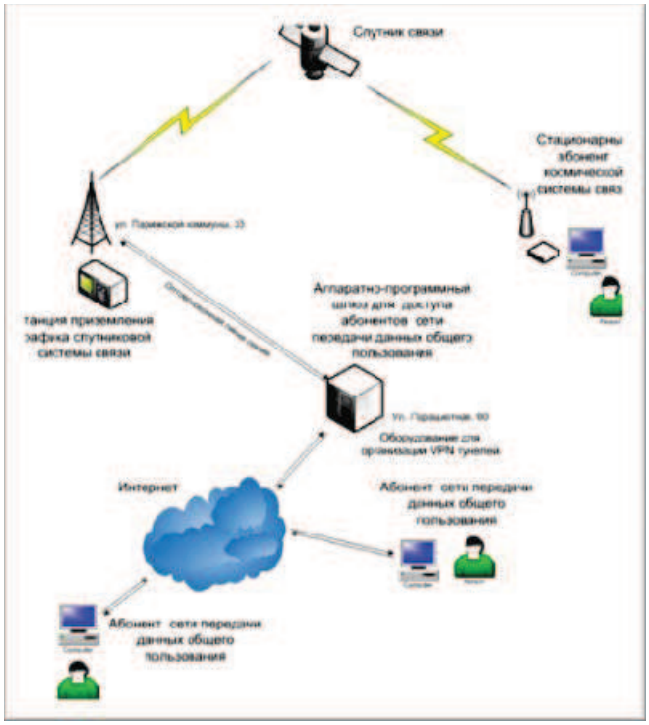


Рис. 2. Схема организации связи

Станция приземления по высокоскоростному каналу связи имеет соединение со шлюзом в сеть Интернет, на ресурсах которого собственно и развернут почтовый сервис. Пользователи системы могут отправлять сообщения используя как удаленное клиентское программное обеспечение (клиентское ПО) так и работая непосредственно на ресурсах шлюза. В последнем случае для работы каждого пользователя организуется свой шифрованный VPNтоннель через сеть Интернет [5].

В соответствии с приведенной схемой организации связи, для передачи сообщений на удаленные спутниковые терминалы в составе ПО шлюза была развернута полнофункциональная система электронной почты, работающая в доменной зоне **KRSKREG.RU.** Для организации работы удаленных терминалов в доменной зоне **KRSKREG.RU** был создан домен третьего уровня – **GONETS**. Таким образом, каждый удаленный терминал получил собственный почтовый адрес вида – **ID@GONETS.KRSKREG.RU** – где **ID** – уникальный идентификатор терминала, присваиваемый для обеспечения возможности работы через спутниковый ретранслятор.

Программное обеспечение шлюза хранит таблицу соответствия между почтовыми адресами и ID каждого терминала. Таблица модифицируется каждый раз при регистрации нового удаленного терминала. При отсутствии спутника связи в зоне радиовидимости станции приземления сообщения, предназначенные спутниковым терминалам с зарегистрированными ID хранятся на дисковой памяти шлюза. При появлении спутника связи в зоне радивидимости, шлюз получает специальное сообщение от станции приземления и производится обмен информацией с космическим ретранслятором. На широте г. Красноярска время присутствия космического аппарата (КА) спутника-ретранслятора в зоне радиовидимости составляет в среднем 10–15 мин. Скорость обмена информацией для КА первого поколения «Гонец Д1» равна 2.4 кбит/сек. Причем поддерживается работа только в одном канале. Для КА «Гонец-М» скорость обмена информацией находится в диапазоне 9.6–64 кбит/сек в зависимости от направления передачи и обеспечивается обмен информации в 14 каналах.

При получении сообщения адресованное удаленному терминалу прикладное ПО шлюза отсекает прикрепленные файлы (если они имеются) и направляет специальное уведомление отправителю. Для передачи принимаются сообщения размером не более 10 кбайт без прикрепленных файлов. На практике кроме почтовых сообщений проводилась отправка и сообщений специального вида – протоколов голосования для поддержки технологии выборов, проходивших на территории Красноярского края [6]. Во всех случаях система продемонстрировала высокую эффективность передачи оперативной информации.

При работе спутникового терминала в необслуживаемом режиме, одним из возможных вариантов передаваемой информации являются навигационные данные, которые показывают местоположение объекта в каждый момент времени. Пример обработки такого типа данных, переданных через систему «Гонец», представлен на рис. 3.

В конце 2013 – начале 2014 года оператор системы «Гонец» ОАО «Спутниковая система Гонец» совместно с Министерством информатизации и связи Красноярского края провели успешные испытания системы «Гонец» в удаленных районах края. Отрабатывалась передача данных различных типов: координатной информации с транспортных средств, сообщений и блоков данных. География эксперимента охватила зону диаметром около 600 км. Основная часть испытаний была сконцентрирована на территориях вне зоны доступности наземных сетей GSM [7, 8].

Обработка полученных данных показала возможность использования отечественной спутниковой системы связи для мониторинга движения наземных транспортных средств в режиме близком к режиму реального времени, при наличии в созвездии низ-

колетящих спутников 12-ти и более КА. При меньшем числе КА получаемая информация теряет значительную часть актуальности.

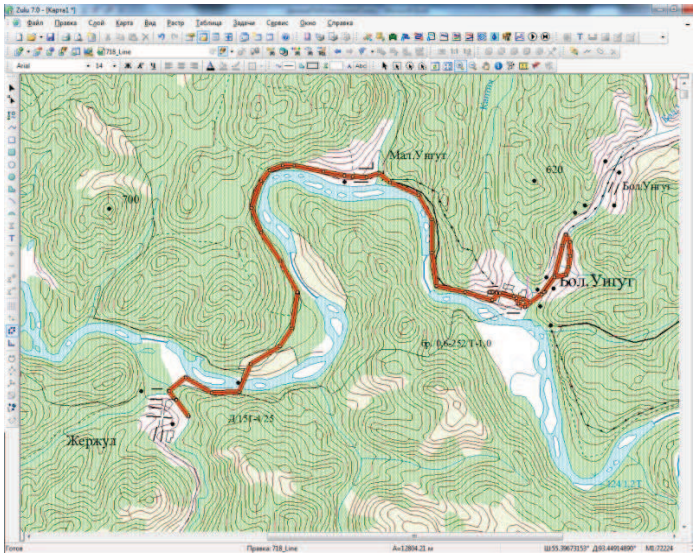


Рис. 3. Трек движения транспортного средства

Таким образом, проведенные испытания показали, что реализованные технологии организации спутниковых каналов связи на основе «Гонец-Д1М» удобны достаточно удобны и эффективны в ситуациях, в которых можно организовать и проконтролировать правильность эксплуатации наземного спутникового оборудования.

Список литературы

1. Черников Д. Ю., Нелипа С. Б. Влияние цифрового неравенства на уровень профессиональной компетентности специалистов информационно-коммуникационного профиля // Вестник Восточно-Сибирской открытой академии. – 2013. – № 9. – URL www.es.rae.ru/vsoa/174-766/
2. Три спутника «Гонец» запустят на орбиту 3 марта. – ТАСС. – 24 февраля 2015 г.
3. Три спутника для системы персональной спутниковой связи «Гонец» запустят в начале июля. – Интерфакс. – 28 марта 2014 г.
4. «Рокот» вывел на орбиту тройку «Гонцов». – Kommepcant.ru. – 3 июля 2014 г.
5. Красноярского «Гонца» представили странам БРИКС. – ИА «1-LINE». – 6 июня 2014 г.
6. На выборах Губернатора Красноярского края будет использована спутниковая система связи. – TopNews24.ru. – 12 сентября 2014 г.
7. Спутниковая система «Гонец» в тестовом режиме начала использоваться на территории Красноярского края. – НИЯ-Красноярск. – 3 марта 2014 г.
8. На школьные автобусы в отдаленных территориях Красноярского края установят спутниковую систему «Гонец». – Krskplus.ru. – 3 декабря 2013 г.

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОИЗВОДНЫХ ИМПУЛЬСА ГАУССА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СШП ГКРЧ ИМПУЛЬСОВ

Л. Р. Биктимирова, Э. И. Акчурина, Г. И. Абдрахманова (научный руководитель)

Уфимский государственный авиационный технический университет
450000, Респ. Башкортостан, г. Уфа, ул. Карла Маркса, 12
E-mail: ikt14telecom@gmail.com

Данная статья посвящена исследованию Гауссовских моделей сверхширокополосных сигналов. На основе известных производных импульса Гаусса посредством их сложения и подбора соответствующих коэффициентов формы и веса рассчитаны оптимальные импульсы, наиболее полно охватывающие спектральную маску ГКРЧ РФ.

В настоящее время стремительное развитие технологий, использующих сверхширокополосные (СШП) сигналы, вызвано постоянным увеличением количества передаваемой информации и повышением требований к радиотехническим системам с точки зрения качества передачи. Для обеспечения электромагнитной совместимости данных систем связи с существующими узкополосными и широкополосными системами Государственная комиссия по радиочастотам РФ (ГКРЧ) разработала спектральные маски для устройств, работающих внутри и вне помещений [1].

СШП сигналы представляют собой последовательности коротких импульсов длительностью от 0,2 нс до 1 нс, следующих друг за другом с интервалом от 2 нс до 5000 нс. Данные импульсы могут иметь различные аналитические формы описания (импульсы Гаусса, Рэлея, импульсы на основе вейвлетов, полиномов Эрмита, функций Лагерра и др., [2]). Рассмотрим Гауссовские модели СШП сигналов.

Сигналы, относящиеся к этой группе моделей, являются производными от функции:

$$s(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (1)$$

где A – амплитуда, В; σ – коэффициент формы, с.

Спектральная плотность мощности (СПМ) данных моделей имеет один максимум. Его положение зависит от значения коэффициента σ и порядка производной n. Рассматривая преимущество Гауссовских моделей, следует отметить простоту, которая позволяет легко проводить аналитические расчеты, а также непрерывность и дифференцируемость. Временные зависимости первых четырех производных импульса Гаусса (ГП) на основе (1) представлены на рис. 1, их СПМ – на рис. 2.

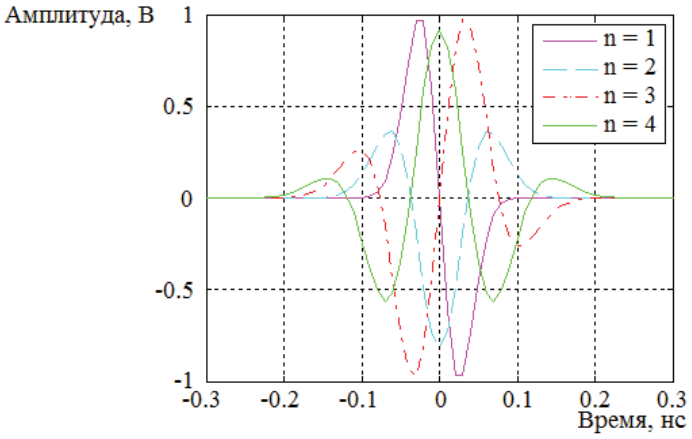


Рис. 1. Временные зависимости ГП при n = 1÷4

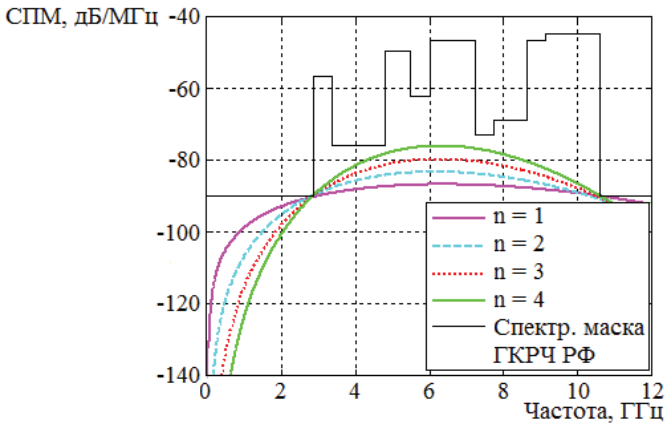


Рис. 2. СПМ ГП при $n = 1 \div 4$

Необходимо отметить, что СПМ ГП имеет колоколообразный характер, и по мере увеличения порядка производной, максимум функции СПМ перемещается в высокочастотную область. Также при увеличении коэффициента формы σ СПМ сужается, а при изменении мощности подачи импульса происходит перемещение СПМ вверх или вниз. Исходя из вышесказанного, можно сделать вывод, что в спектральную маску можно вписать любую ГП, меняться будет только эффективность её заполнения.

Наиболее полно в спектральную маску ГКРЧ можно вписать ГП с третьего по пятый порядки [3, 4]. Для получения импульса, наиболее полно вписывающегося в маску, кроме выбора коэффициента формы можно также сложить несколько ГП таким образом, чтобы результат объединил области покрытия обоих исходных. Добиться этого можно посредством подбора весовых коэффициентов.

Результаты моделирования показали, что в случае сложения двух импульсов, когда порядок одной ГП отличается от порядка другой ГП на два, в местах стыка функций образуется провал (рис. 3).

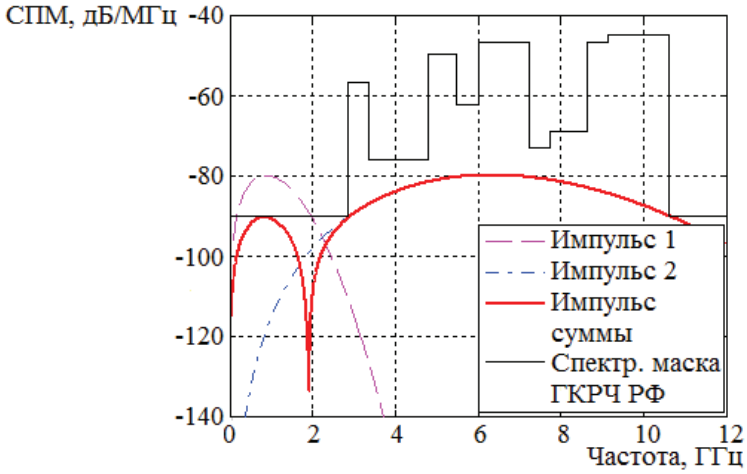


Рис. 3. СПМ: импульс 1 ($n = 1$), импульс 2 ($n = 3$)

Данное обстоятельство значительно снижает эффективность заполнения маски (рассмотрены суммы ГП первого и третьего порядков, второго и четвертого, третьего и пятого). Лучше всего в спектральную маску вписывается импульс суммы ГП первого и пятого порядков: ГП первого порядка хорошо закрывает частотную область от 0 ГГц до 2,85 ГГц, а ГП пятого порядка – от 2,85 ГГц до 12 ГГц. Для того чтобы не усложнять

используемое оборудование на практике стараются брать производные одного порядка, поэтому далее будут рассмотрены импульсы, полученные посредством суммирования двух ГП первого, второго, третьего, четвертого и пятого порядков.

Алгоритм моделирования следующий:

1) подбор параметров для первой из двух функций т. о., чтобы её СПМ наиболее соответствовала частотной области от 2,85 ГГц до 12 ГГц;

2) подбор параметров для второй функции с целью, чтобы её СПМ максимально возможно охватила область от 0 ГГц до 2,85 ГГц.

Как видно из рис. 4, импульс суммы двух ГП пятого порядка намного лучше охватывают частотную область от 2,85 ГГц до 10,6 ГГц по сравнению с импульсом суммы ГП первого и пятого порядков.

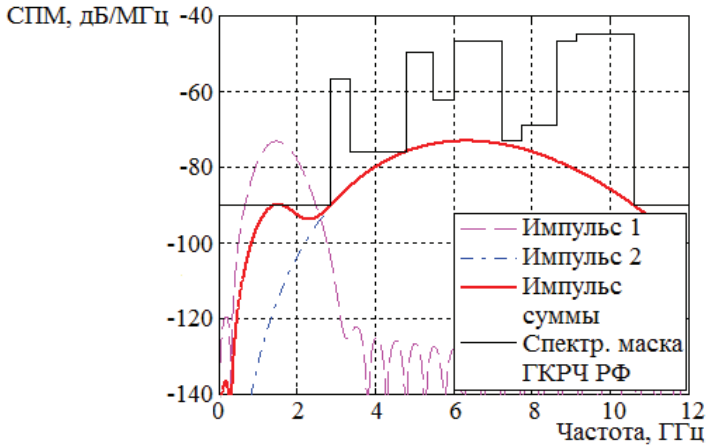


Рис. 4. СПМ: импульс 1 (n = 5, σ_1 = 0,24 нс, $w_1 = 1{,}95 \cdot 10^2$), импульс 2 (n = 5, σ_2 = 0,0562 нс, w_2 = 1)

Результатом этого моделирования является то, что из класса функций, образованных на основе производных импульса Гаусса, наиболее хорошо в спектральную маску ГКРЧ РФ вписывается импульс суммы двух ГП пятого порядка, чуть хуже импульс суммы ГП первого и пятого порядков. Однако с этим есть некоторая сложность: ГП выше третьего порядка сложнее получить практически, на основании недорогих схем. Основываясь на этом, дальнейшие исследования будут направлены на поиск путей снижения порядка используемых функций.

Исследование выполнено при поддержке гранта Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение о предоставлении субсидии № 14.574.21.0058. Уникальный идентификатор проекта – RFMEFI57414X0058.

Список литературы

1. Государственная комиссия по радиочастотам. Решения от 15 декабря 2009 г. (протокол № 09-05).

2. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 1. Основные понятия, модели и методы описания // Радиофизика и радиоастрономия. 2008. – Т. 13. – № 2. – С. 166–194.

3. Моделирование СШП радиоимпульсов на основе производных Гаусса и Рэлея с учетом спектральной маски ГКРЧ / Е. П. Грахова, И. К. Мешков, В. Х. Багманов, И. Л. Виноградова // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2014. – Т. 10. – № 3. – С. 62–69.

4. Абдрахманова Г. И., Багманов В. Х. Моделирование СШП импульса на основе производных Рэлея и генетического алгоритма // ИКТ. – 2013. – Т. 11. – № 3. – С. 84–88.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ЗАТУХАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ ПО ДВУХПРОВОДНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Д. А. Явношанов, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: dimasha2604@mail.ru

The paper concerns an integral equation for the current density distribution finding on two near located parallel cylindrical conductors that allows to define corresponding losses approximately.

Двухпроводные симметричные линии связи широко распространены, в частности, в технологии семейства ADSL (асимметричных абонентских цифровых линий), которые ориентированы, прежде всего, на широкополосный доступ в Интернет при гарантированном качестве обслуживания с вероятностью возникновения ошибок в процессе передачи данных не более 10^{-7}. Для эффективного решения проблем «последней мили» обычно используют симметричные кабели и витые пары. Близкое расположение проводников кругового сечения в каждой их паре обеспечивает определенную помехозащищенность от внешних и взаимных влияний в линии связи. Вместе с тем, именно эта особенность создает дополнительное перераспределение плотности тока по сечению проводников, обусловленное эффектом близости. В итоге, вытеснение тока к поверхности проводников при повышенных частотах и его дополнительное перераспределение вследствие эффекта близости приводит к увеличению вносимого линией коэффициента затухания, что ведет к ограничению полосы пропускания линий связи и к снижению максимально допустимой при заданном качестве обслуживания длины такой линии даже при идеальных прочих условиях. Применительно к реализации VDSL – Технологии (полоса частот от 1 МГц до 10 МГц, скорость передачи данных до 20 Мбит/с при длине «последней мили» 1,2–1,4 км), тоже относящийся к семейству ADSL, влияние вышеуказанных следствий становится еще более существенным. Обычные проектные оценки характеристик VDSL – линий связи базируются либо на аппроксимациях общетеоретических решений определенных модельных задач или на методиках эмпирически установленных соотношений и поправочных коэффициентов [1].

Цель настоящей статьи заключается в дополнительном привлечении к методикам оценки коэффициента затухания в двухпроводных высокочастотных линиях, реализующих функцию «последней мили», вычислительного моделирования, точность которого может варьироваться. Такая возможность реализуется численными методами [2] приближенного вычисления, в данном аспекте, распределения плотности тока по сечению проводников с последующим определением электромагнитной энергии потерь на единицу длины линии в единицу времени

$$\Delta P = \frac{1}{\gamma}\int_S \delta_z^2(r,\phi)ds\,, \qquad (1)$$

где γ – удельная электропроводность проводников (для меди $\gamma \approx 0,562\cdot 10^8 \frac{1}{Ом\cdot м}$); $\delta_z(r,\varphi)$ – модуль комплексного значения плотности тока в круговом сечении проводника ($0 \le r \le r_0, 0 \le \varphi \le 2\pi$); dS – элемент площади сечения ($dS = rdrd\varphi$).

Для вычисления коэффициента затухания α целесообразно обратиться к приближенной формуле

$$\alpha \approx \frac{R_1}{2Z_B}, \tag{2}$$

где Z_B – волновое сопротивление линии $Z_B = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}} ln\frac{d-z_0}{z_0}$; d – расстояние между центрами проводников; z_0 – радиус проводника; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды, прилегающей к проводникам); R_1 – активное сопротивление линии на единицу ее длины ($R_1 = \Delta P / I^2$; $\dot{I} = \int\limits_{S_П} \dot{\delta}_z(r,\varphi)dS$).

Теоретической основой вычисления комплексных значений $\dot{\delta}_z(r,\varphi)$ является уравнение Максвелла

$$rot\dot{\bar{E}} = -j\omega\mu_0\dot{\bar{H}}, \tag{3}$$

где $(\dot{\bar{E}},\dot{\bar{H}})$ – комплексные значения напряженностей электрического и магнитного поля соответственно; ω – угловая частота переменного тока в проводниках ($\omega = 2\pi f$).

Действительно, умножая уравнение (3) на γ и учитывая, что $\mu_0\dot{\bar{H}} = rot\dot{\bar{A}}$, получим

$$rot\dot{\delta}_z = -j\omega\gamma rot\dot{A}_z, \tag{4}$$

где $\dot{\bar{A}}_z(r,\varphi)$ – комплекс осевой составляющей векторного потенциала электромагнитного поля.

В расчетной схеме (рис. 1), соответствующей геометрии круговых сечений, электромагнитное поле является плоскопараллельным, для которого

$$\dot{\bar{A}}_z(M) = \frac{\mu_0}{2\pi}\int\limits_S \dot{\delta}_z(Q)K(Q,M)dS, \tag{5}$$

где $K(Q,M)$ – функция влияния элементов с плотностями тока в переменных точки $Q(r,\varphi)$ интегрирования по области $S = S_1 \cup S_2$ на значение векторного потенциала в фиксированной точке $M(r,\varphi)$ ($K(Q,M) = ln\frac{1}{r_{QM}}$, r_{QM} – нормированное расстояние между точками Q и M по отношению к максимальному, которое в расчетной схеме рис. 1 определено отрезком $\overline{1\,1^1}$).

Принимая во внимание соотношение (5) в дифференциальном уравнении (4), перепишем последнее в виде однородного интегрального уравнения Фредгольма 2-го рода относительного искомого распределения $\dot{\delta}_z(\mathrm{r},\varphi)$

$$\dot{\delta}_z + \frac{j\omega\gamma\mu_0}{2\pi}\int\limits_S \dot{\delta}_z(Q)K(Q,M)dS = 0, \text{ при } \int\limits_{S_П} \dot{\delta}_z(r,\varphi)dS = \dot{I}. \tag{6}$$

Для нахождения дискретного распределения $\dot{\delta}_z(r,\varphi)$ заменим интегральное уравнение (6) аппроксимирующей системой линейных уравнений согласно сеточной расчетной схеме с учетом априорной информации. Плотности тока имеют повышенные значения у поверхности проводников, что учитывается уменьшением ширины кольце-

вых областей с их приближением к поверхности проводников (рис. 1). Кроме этого, площадь каждого криволинейного квадрата, задаваемая радиальными линиями, следует уменьшать с приближением к окрестности сечений у точек 2,2' с максимальной плотностью тока и увеличивать с приближением к окрестности сечений у точек 1,1', что позволяет учесть и влияние эффекта близости проводников с током. Симметрия распределения равных значений плотности тока относительно линии, проведенной через центры сечений проводников, учитывается равенствами площадей соответствующих криволинейных квадратов, центры которых определяют координаты точек Q, Q', Q_1, Q_1', указанных на рис. 1 схематически.

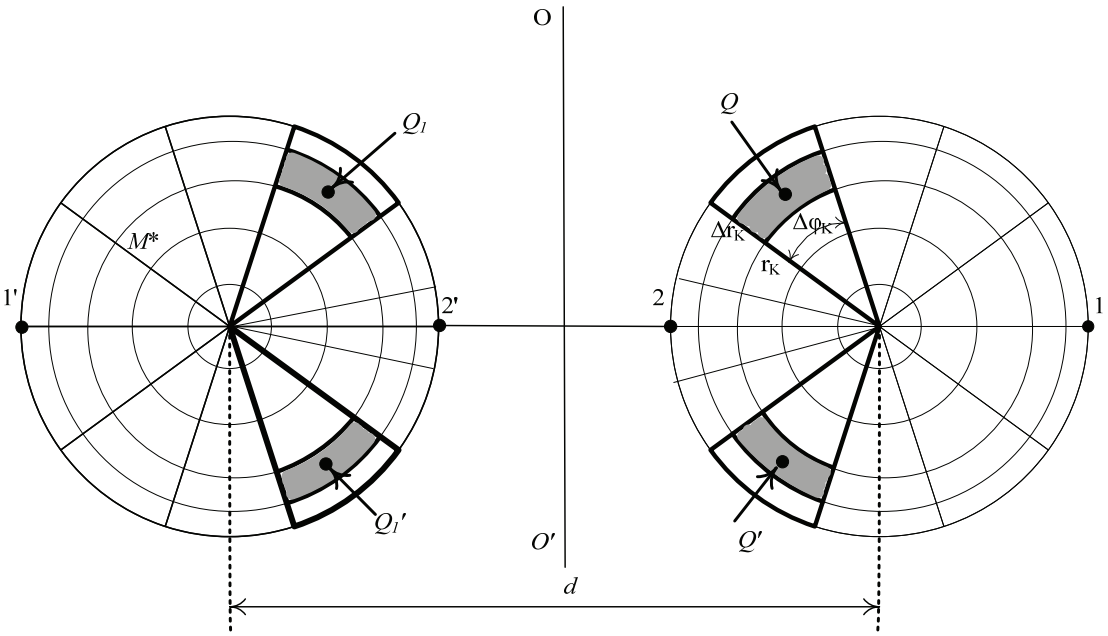


Рис. 1. Сеточная расчетная схема

Таким образом, если число криволинейных квадратов в сечении проводника равно N (N четное), то с учетом их симметрии в сечении число искомых значений $\dot{\delta}_z$ равно $N/2$. Учитывая, что относительно линии симметрии $\overline{00'}$ значения $\dot{\delta}_z$ имеют противоположные знаки, аппроксимирующая система линейных уравнений имеет вид

$$\dot{\delta}_{(i)} + j\xi \sum_{K=1}^{N/2} a_{(K)} \dot{\delta}_{(K)} = 0;\ i,k = 1,2,...,N/2, \qquad (7)$$

где ξ – параметр системы уравнений ($\xi = \dfrac{\omega\gamma\mu_0}{2\pi} = f\gamma\mu_0$); $a_{(K)}$ – коэффициенты, зависящие от текущих значений ($a_{(K)} = \left[ln\dfrac{Q_1M}{QM} + ln\dfrac{Q_1'M}{Q'M} \right] \Delta S_{(K)}$; $Q_1M, QM, Q_1'M, Q'M$ – длины отрезков, представляющих расстояния до точки M от центров соответствующих криволинейных квадратов с площади $\Delta S_{(K)} = r_K \Delta r_K \Delta\varphi_K$).

Разделяя вещественные и мнимые части искомых значений плотностей тока, с учетом того, что $\dot{\delta}_{(i)} = \delta_{(i)} + j\delta^*_{(i)}$, $j\dot{\delta}_{(K)} = -\delta^*_{(K)} + j\delta^*_{(K)}$, систему (7) запишем в виде

$$\left.\begin{aligned}\delta_{(\mathrm{i})} - \xi\sum_{K=1}^{N/2} a_{(\mathrm{K})}\delta *_{(\mathrm{K})} = 0\\ \delta *_{(\mathrm{i})} + \xi\sum_{K=1}^{N/2} a_{(\mathrm{K})}\delta_{(\mathrm{K})} = 0\end{aligned}\right\}. \qquad (8)$$

Численное решение вещественной системы уравнений (8) получается итерационным методом [2] при условии равномерного распределения и равенства вещественных и мнимых частей $\dot{\delta}_z$ на начальной стадии вычислительного процесса. С увеличением N точность решения возрастает.

Список литературы

1. Андреев В. А., Портнов Э. Л., Когановский Л. Н. Направляющие системы электросвязи. Т. 1. Теория передачи и влияния / Под ред. В. А. Андреева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 424 с.

2. Демирчан К. С., Чечурин В. Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. – М.: Высш. шк., 1986. – 240 с.

ТОПОЛОГИИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

Д. О. Павлов, А. Н. Хомяков, В. Г. Сидоров (научный руководитель)

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, г. Красноярск, пр. им. газ. "Красноярский рабочий", 31
E-mail: pavlov_do@mail.ru

Доклад посвящен беспроводным сенсорным сетям, их проблемам и достоинствам. Подробно рассмотрена проблема выбора топологии при построении сети. Также показано сравнение основных типов топологий, их недостатки и преимущества.

Беспроводная сенсорная сеть – это распределённая, самоорганизующаяся, устойчивая к отказу отдельных элементов сеть, состоящая из множества необслуживаемых и не требующих специальной установки датчиков и исполнительных устройств, объединенных посредством радиоканала [1].

Область покрытия сенсорной сети может составлять от нескольких километров до нескольких метров за счет передачи сообщений от одного элемента к другому. Среди используемых сенсорных сетей, выделяется наиболее продвинутая надстройка к стандарту IEEE 802.15.4 – спецификация ZigBee.

Беспроводные сенсорные сети имеют множество достоинств по сравнению с проводной сетью. К таким достоинствам относятся [2]:

- возможность расположения в труднодоступных местах;
- оперативность и удобство развертывания и обслуживания системы;
- надежность сети – при выходе из строя одного или нескольких элементов, информация передается через соседние элементы;
- возможность добавления или исключения любого количества устройств из сети.

Сенсорная сеть обладает способностью к повторной передаче (ретрансляции) сообщений по цепочке от одного элемента к другому, что позволяет в случае выхода из строя одного из них организовать передачу информации через соседние узлы без потери качества [3].

Так как сенсорные беспроводные сети имеют отличие от обычных сетей, то они также имеют свои собственные ограничения и проблемы. К основным проблемам относятся:

- энергопотребление;
- беспроводное соединение;
- топология;
- безопасность.

Тот факт, что узлы могут стать недоступными и подверженными частым сбоям, делают обслуживание сети сложной и трудноосуществимой задачей. На территории сенсорной сети могут быть размещены от десятка до нескольких тысяч элементов. Вся сеть представляет собой определенную топологию узлов. Стандарт ZigBee может адресовать до 65535 узлов в одной сети. Не смотря на огромное количество элементов в сети, есть только три их основных типа [4]:

- координатор;
- маршрутизатор;
- конечное устройство.

Все ZigBee-сети должны иметь один (и только один) координатор, независимо от топологии сети.

Основными задачами координатора являются:

- выбор частоты канала, который будет использоваться в сети;
- запуск сети;
- позволяет другим устройствам подключаться к нему (то есть, для подключения к сети).

В топологии Звезда, координатор является центральным узлом в сети. В топологии Дерево и Ячеистой топологии, координатор является главным (корневым) узлом в сети.

Основными задачами маршрутизатора являются:

- передача информации от одного узла к другому;
- позволяет дочерним узлам (конечным устройствам) подключиться к ним.

Конечные устройства будут всегда находиться на концах сети. В топологии Звезда они расположены по периметру, в топологии Дерево и в Ячеистой топологии они расположены на концах в виде листьев. Основными задачами конечного устройства являются:

- отправка и получение сообщений от других элементов.

Конечное устройство, как правило, работает на батарейках, и когда передачи и приема сообщения нет, может спать в целях экономии энергии.

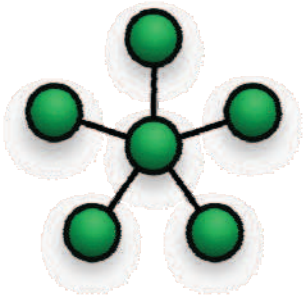


Рис. 1. Звезда

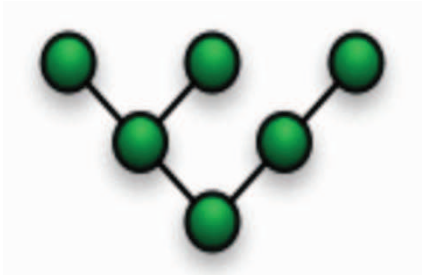


Рис. 2. Дерево

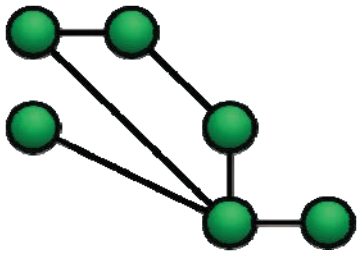


Рис. 3. Ячеистая

Топология Звезда наиболее простая и ограниченная из возможных топологий ZigBee. Она состоит из координатора и набора конечных устройств. Каждое устройство может обмениваться данными только с координатором, поэтому, чтобы отправить сообщение с одного устройства на другое, сообщение должно быть отправлено с помощью координатора, который передает сообщение по назначению.

Недостатком этой топологии является то, что нет альтернативного маршрута, если произойдет сбой между координатором и целевым устройством. Кроме того, координатор может быть узким местом прохождения сигналов и причиной “заторов”, а следовательно и причиной медленной работы сети.

Топология Дерево состоит из координатора, маршрутизаторов и конечных устройств, в которой узлы соединены следующим образом:

- координатор связан с набором маршрутизаторов и конечных устройств – его детей;
- маршрутизатор может быть связан с несколькими маршрутизаторами и конечными устройствами – его детьми. Это может продолжаться на нескольких уровнях;

Эта иерархия может быть представлена в виде древовидной структуры с координатором в нижней части, как показано на рисунке выше.

Недостатком этой топологии является то, что нет альтернативного маршрута, если необходимая связь не удается.

Структура Ячеистой топологии похожа на топологию дерева, с координатором в нижней части древовидной структуры:

- координатор связан с набором маршрутизаторов и конечных устройств – его детей;
- маршрутизатор может быть связан с несколькими маршрутизаторами и конечными устройствами – его детьми. Это может продолжаться на нескольких уровнях.

Но в ячеистой топологии правила передачи сообщения являются более гибкими, чем в топологии дерево в том, что маршрутизаторы в зоне действия друг друга, могут общаться напрямую.

Ячеистая топология приводит к более эффективному распространению сообщений, и позволяет находить альтернативные маршруты, если соединение дает сбой или есть перегрузка. "Открытие маршрута" – это функция, предназначение которой поиск наилучшего имеющегося маршрута для сообщения[5].

Таким образом, мы видим, что Ячеистая топология является наиболее рациональной для использования топологией с наименьшим количеством недостатков среди трех самых распространенных. Однако эта топология может быть не всегда удобной для решения поставленной задачи, а значит, что правильнее использовать топологии других видов. Или возможна разработка нового, наиболее оптимального для работы вида топологии.

Список литературы

1. https://ru.wikipedia.org/wiki/ZigBee (дата обращения: 14.12.2014).
2. Смурыгин И. М. Электронный журнал «Концепция организации беспроводных сенсорных сетей и их применение», 2012. – 9 с.
3. http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2187/doc/58627/ (дата обращения: 21.01.2015).
4. http://www.fulcrum.ru/LineCard/Wireless/PDF/Meshlogic.pdf (дата обращения: 9.03.2015).
5. http://www.jennic.com/elearning/zigbee/index.htm (дата обращения: 15.02.2015).

ТЕХНОЛОГИЯ ОПОВЕЩЕНИЯ НАСЕЛЕНИЯ О ПРОГНОЗЕ И СТАТУСЕ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ СРЕДСТВАМИ СОТОВОЙ СВЯЗИ

В. Н. Ковалев[1], С. Б. Нелипа[2], Д. Ю. Черников[3]

[1]ООО «ПроСофт-системы»
660028, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Мечникова, 44 а
E-mail: v.kovalev@prosoft24.ru
[2]Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kapralserg@mail.ru
[3]Агентство информатизации и связи Красноярского края
660009, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Ленина, 123а
E-mail: dimcher@mail.ru

Предложен один из возможных вариантов построения системы оповещения населения о прогнозе и статусе чрезвычайных ситуаций с использованием технологий сотовой радиотелефонной связи. Описана базовая функциональность региональной автоматизированной информационной системы, позволяющей передавать экстренные сообщения в условиях жестких временных ограничений на значительной территории. Приведены показатели результативности данной системы в Красноярском крае.

Задача оповещения населения о прогнозе и статусе чрезвычайных ситуаций (ЧС) природного и техногенного характера для такой огромной территории, какой является Красноярский край, не может быть успешно решена без широкомасштабного использования информационных технологий. Проникновение информационных технологий в повседневную жизнь достигло беспрецедентного уровня и для наиболее эффективного информирования мы остановились на использовании персональных устройств, которые большинство населения использует наиболее активно.

На территории Красноярского края, в настоящее время, используется более 3 млн. комплектов абонентского оборудования систем сотовой связи. И уже этот факт неоспоримо свидетельствует о необходимости его применения для построения систем передачи сообщений в нештатных и кризисных ситуациях, когда жизненно важную информацию необходимо передать большому количеству людей, распределенных на значительной территории в кратчайшие сроки.

В Красноярском крае осуществляют деятельность 4 оператора GSM, обеспечивая связью более 3 миллионов абонентов – данные цифры позволяют получить представление о масштабах решаемой задачи.

Целью построения системы оповещения населения, получившей название Прогноз и Статус Чрезвычайных Ситуаций (ПСЧС) [1], является обеспечение возможности оповещения населения на территории такого региона как Красноярский край о прогнозе и статусе ЧС природного и техногенного характера средствами сотовой связи и сети информационных терминалов электронного правительства (инфоматы).

Система оповещения населения не может существовать независимо от полнофункциональной системы по приему обращений населения по единому номеру 112, поэтому мы изначально позиционировали и позиционируем ее как одну из подсистем «112», способную оповестить население региона о ЧС, возникновение которого достоверно подтверждено сложившейся в регионе структурой по мониторингу и преодолению последствий ЧС.

Органом, который принимает решение о возникновении, регистрации ЧС и рассылке сообщений является Центр Управления Кризисными Ситуациями (ЦУКС) МЧС субъекта РФ. Оперативный дежурный ЦУКС при регистрации ЧС должен воспользоваться специальным интерфейсом в АИС ПСЧС, позволяющим отправить соответствующие сообщения как в направлении всех операторов сотовой связи, работающих в

регионе, так и в сеть информационных терминалов электронного правительства (инфоматов), а также поместить информацию о ЧС на специализированном портале в сети Интернет – www.112.krskstate.ru.

Информация, поступившая операторам сотовой связи, отображается на экране сотовых телефонов абонентов в виде СМС, USSD сообщений или сообщений Cell broadcast в зависимости от характера зарегистрированного ЧС (рис. 2).

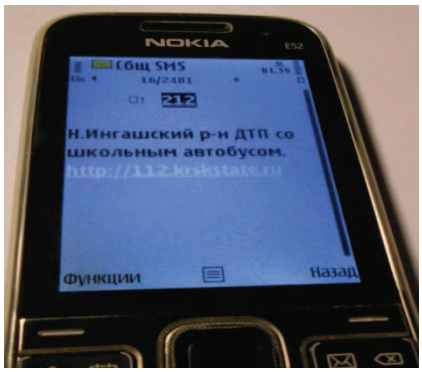


Рис. 2. Пример отображения информации о возникновении ЧС на сотовом толефоне

Более полная информация публикуется на специализированном Интернет–портале Красноярского края, размещенном по адресу http://112.krskstate.ru. Этот же портал располагает функциональностью по регистрации абонентов сотовой связи для первоочередного получения информации о ЧС средствами СМС. Базовый функционал АИС и ее публичной компоненты – Интернет-портала включает:

- информирование и оповещение населения о текущем статусе ЧС в Красноярском крае с использованием оборудования операторов сотовой связи;
- информирование и оповещение по средствам доступа к информации портала через сеть интернет населения и СМИ;
- информирование и оповещение через стационарные информационные терминалы «Инфомат».

На территории Красноярского края остается значительное количество мест, где качество радиопокрытия GSM оставляет желать лучшего. Поэтому информация аналогичная выводимой на мобильные устройства выводится и на экраны информационных терминалов электронного правительства – инфоматов. В Красноярском крае насчитывается 474 инфоматов, которые в первую очередь установлены в удаленных и труднодоступных территориях региона, относимых к зонам негарантированного радиопокрытия GSM. Для привлечения внимания вывод информации о ЧС на экраны инфоматов сопровождается звуковым сигналом тревоги, длящимся примерно 15 сек. Сообщение окрашено красным цветом и остается на экране инфомата до того момента, когда на инфомате будет нажата кнопка о его принятии.

Кроме уже перечисленных технологий отправки информации на персональные и публичные абонентские устройства при регистрации ЧС производится рассылка сообщения в виде электронных сообщений для всех СМИ, зарегистрированных на портале www.112.krskstate.ru, с целью предоставить в их адрес объективную официальную информацию о возникновении ЧС.

Для минимизации времени рассылки отправка сообщений производится параллельно на СМС центры всех операторов GSM. При этом каждый СМС центр рассылает сообщения своим абонентам.

Описываемая система предусматривает круглосуточный режим работы и поэтому немаловажным фактором является минимизация затрат на ее содержание. Размеры затрат на содержание системы в основном определяются количеством отправленных сообщений о ЧС и преодолении их последствий. Реальную интенсивность использования системы можно оценить по суммарному количеству отправленных сообщений. Так за 2014 год всеми операторами сотовой связи Красноярского края было отправлено порядка 500 тысяч сообщений.

Описываемая информационная система предъявляет достаточно «скромные» требовательна к вычислительным ресурсам, необходимым для ее развертывания и последующей эксплуатации. К информации о технологической платформе, на основе которой построена система, можно отнести следующее:

- аппаратная платформа для размещения АИС расположена в составе ЦОД ЭП Красноярского края и состоит из;
- кластера серверов на IBM xSystem;
- системы хранения данных – EMC;
- сети информационных терминалов электронного правительства Красноярского края.

Операционная система серверных компонент: - Linux 4.3;

- система виртуализации – VmWere ver. 5.0, параметры виртуальной машины: количество процессоров – 2 (2 ядра каждый), объем оперативной памяти виртуальной машины (RAM) – 4 Gb, емкость дискового пространства на системе хранения 120 Gb.

Рисунок 3 иллюстрирует показатели результативности проекта. Так, за период практической эксплуатации системы (с марта 2012 года) реальный временной интервал оповещения населения на территории края удалось довести до 20 мин. Интенсивность передачи сообщений при этом с начала текущего года определяется цифрами, представленными на диаграммах по каждому из операторов сотовой связи стандарта GSM, работающих на территории Красноярского края. С момента начала эксплуатации системы в суммарное число ее подписчиков не превысило 30 000.

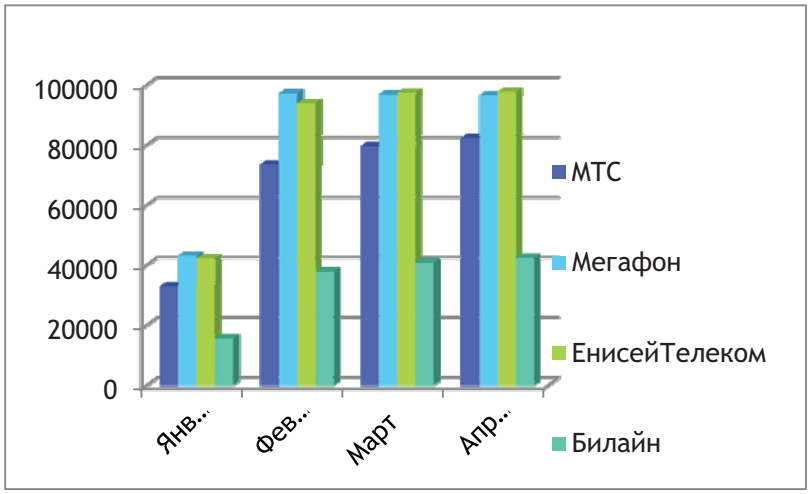


Рис. 3. Показатели результативности проекта АИС ПСЧС

Перспективы развития проекта связаны, прежде всего:

- с интеграцией данной региональной системы с федеральной системой оповещения – КСЭОН (т. е. возможностью автоматической трансляции сигналов оповещения, которые поступили по каналам системы КСЭОН на региональный уровень) и возмож-

ностью представления сообщений техническими средствами КСЭОН, находящимися в регионе;

- с построением и использованием фрагментов собственной телекоммуникационной инфраструктуры (например серверов Cell Broadcast, которыми располагают не все операторы сотовой связи на территории региона);

- заменой активных компонент звуковой системы оповещения на интеллектуальную, способную передать помимо сигнала тревоги и речевое сообщение;

- реализация технологии обратной связи - обеспечение возможности отправки сообщения о локальных ЧС с инфоматов в ЦУКС МЧС субъекта РФ.

Список литературы

1. Всероссийский конкурс региональной и муниципальной информатизации. ПРОФ-IT 2014. Лучшие практики региональной информатизации. Региональная IT-система оповещения населения о прогнозе и статусе чрезвычайных ситуаций. (АИС ПСЧС). – С. 91. – URL: http://prof-it.2015.d-russia.ru/ptof-it-2014.html

О СТАТИСТИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ НЕПРЕРЫВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

К. А. Батенков

Академия ФСО России
302034, г. Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35
E-mail: pustur@yandex.ru

Рассмотрены основные проблемы, возникающие при статистическом моделировании непрерывных каналов связи в задачах синтеза систем передачи информации.

Основная цель, преследуемая при проектировании, разработке и реализации систем связи, – это максимально эффективное использование доступного ресурса для надежной передачи информации от источника к получателю. Причем в практически реализованных средствах связи допустимо наличие некоторой неопределенности в принимаемых сообщениях при заданном количестве потребляемого ресурса канала связи [1]. Современные системы связи оперируют четырьмя составляющими ресурса: пространство, время, частота и энергия (мощность), поскольку они являются определяющими параметрами излучаемых электромагнитных сигналов, использующихся для передачи информации по каналам связи. Следовательно задача системы связи заключается в устранении неопределенности о передаваемой информации, вызванной главным образом внутренними особенностями системы, внешними воздействиями посторонних средств, а также влиянием параметров окружающей среды, по средством которой осуществляется передача сообщений, в рамках предоставляемого ресурса канала связи.

Исходя из предназначения канала связи его модель целесообразно рассматривать как направленную систему, передающую некоторые сигналы со входа на выход. В данном случае подразумевается, что двусторонняя связь также возможна, но тогда необходимо рассматривать еще один встречный канал, то есть система связи будет включать в себя как минимум два канала связи. Здесь же и в последующем в работе, если не оговорено дополнительно, рассматриваются однонаправленные каналы связи.

С другой стороны, применение термина «ресурс» как некоторой совокупности свойств канала связи, позволяющей передавать информацию с входа на выход с помощью электромагнитных сигналов, делает возможным рассмотрение канала в виде четырехпараметрической системы (пространство, частота, время, энергия).

Следует также учесть, что любой дискретный или цифровой канал содержит в себе непрерывный канал связи, параметры которого, наряду с характеристиками устройств преобразования дискретных сигналов в непрерывные и обратно, однозначно определяют все свойства цифрового или дискретного канала [2, 3]. Таким образом, основополагающим объектом при моделировании каналов связи выступает непрерывный канал, вход и выход которого характеризуется пространствами с континуальным множеством состояний (бесконечным несчетным количеством уровней сигнала либо поля) и континуальным числом измерений. В подобном случае следует считать, что на входе и выходе канала действуют пространственно-временные сигналы (электромагнитные волны), зависящие не только от времени, но и от пространственных координат точек наблюдения [4].

Пространственно-временной сигнал в общем виде представляет собой векторную функцию. При этом векторный характер может быть обусловлен несколькими причинами. Так, в случае электромагнитных волн магнитная и электрическая составляющая обладают различными поляризационными свойствами [4]. При использовании много-

модовых оптических волокон или волноводов векторность вызывается различием в распространении мод волн [5]. В случае же применения нескольких физических линий связи либо же антенных решеток в составе одного канала сигнал можно рассматривать как вектор, размерность которого определяется числом линий или элементов решетки, и, кроме того, подобный сигнал возможно считать скаляром, зависящим от дискретного набора координат. Вариант одной линии связи оказывается вырожденным и сводится к заданию сигнала в виде скалярной функции от одного аргумента времени.

Таким образом, при любых условиях вход и выход канала связи целесообразно ассоциировать с некоторыми функциями. Исходя из определения функции [6] пространственно-временной сигнал целесообразно рассматривать как однозначное отображение множества переменных времени и пространственных координат во множество мгновенных значений (уровней) сигнала. Следовательно, канал связи описывается этими двумя множествами, каждое из которых задается своими составляющими ресурса: множество мгновенных значений (уровней) сигнала соответствует энергетической составляющей, а множество переменных времени и пространственных координат – пространственной, частотной и временной.

Так как при моделировании каналов связи применяется математический аппарат статистической теории связи, то предполагается описание входных и выходных сигналов канала в виде случайных процессов. Соответственно полное задание подобных процессов основывается на плотностях совместных распределений, что делает необходимым использование в качестве моделей сигналов векторов определенной размерности. В общем случае размерность может быть бесконечной, однако при практической реализации алгоритмов требуется ограничить число измерений конечной величиной.

Таким образом, пространственная, частотная и временная составляющие ресурса канала как аргументы некоторой функции задают измерения пространств сигналов на входе и выходе, представленных в виде случайных процессов. Причем в общем случае размерность обладает свойством континуальности. Энергетическая же часть ресурса отражает распределение (в общем случае совместное) мгновенных значений сигналов на этих пространствах. Следовательно, формально ресурс канала связи ассоциируется с пространством, измерения которого формируются исходя из пространственной, частотной и временной составляющих, а его наполнение (алфавит) синтезируется на базе энергетической части. При этом принципиально важным моментом оказывается бесконечномерность и несчетность данного пространства, а также непрерывность его координат (алфавит).

В результате моделирование каналов связи целесообразно разделить на два этапа – согласование источника информации с каналом связи на передаче и канала с получателем на приеме по используемым измерениям и по алфавиту.

В случае аналогового источника и получателя соответственно процедуры согласования представить довольно проблематично, поскольку пространства не только бесконечномерны, но и несчетны. Для надежной передачи информации необходимо сформировать пространственно-временной сигнал, обладающий бесконечномерной несчетной размерностью, причем с определенным распределением вероятностей мгновенных значений на этом континуальном пространстве (если вообще в данном случае возможно применение термина «распределение»), а на приемной стороне попытаться его обработать, выделив переданные сообщения. Естественно, что подобные процедуры, близкие к оптимальным, трудно реализуемы на практике, поскольку алгоритмы обработки сигналов должны работать на континуальных множествах.

Для цифровых источников ситуация оказывается несколько более благоприятной, поскольку требуется формировать и обрабатывать сигналы не только конечной размер-

ности, но и конечного алфавита. Дополнительно к этому системы цифровой связи позволяют точно воспроизводить сигнал при определенных условиях, чего лишены аналоговые системы, поскольку в присутствии помех точного восстановления сигнала из бесконечного ансамбля добиться не возможно [7]. Однако здесь возникает другой неприятный момент – требуется усечение числа используемых измерений и состояний сигналов на входе и выходе канала, что приводит к неизбежной потере информационной емкости исходного непрерывного канала [8]. Следовательно, моделирование каналов связи предполагает поэтапное выполнение процедур согласования измерений и алфавита в соответствии с критерием минимизации потери информации относительно непрерывного канала или максимизации передаваемой информации по цифровому.

В совершенствовании систем передачи информации можно выделить два основополагающих направления. Первое из них это построение теории связи, способной описать процессы, происходящие в любой произвольной системе передачи, а второе, не менее важное, – разработка новейших технологий, обеспечивающих возможность практической реализации синтезированных на основе теории процедур. В данной работе основное внимание будет уделено именно первому направлению, поскольку оно позволяет в общем виде находить оптимальные в том или ином смысле системы, предназначенные для передачи информации в требуемом количестве и с заданным качеством. Технологические аспекты реализации теоретически обоснованных процедур анализа и синтеза можно отнести к разряду ограничений и описывать после проведения основных теоретических исследований.

Современная теория связи в общем случае оперирует со случайными полями, процессами и величинами [3]. При этом детерминированные воздействия и преобразования целесообразно рассматривать как частные случаи стохастических. В такой постановке в качестве основного подхода при решении задач, связанных с функционированием систем передачи информации, разумно рассматривать вероятностный [10–14]. Он позволяет не только синтезировать оптимальные приемно-передающие устройства, но и определить предельные показателя качества в рамках заданного класса.

Как хорошо известно [15], к системам передачи информации предъявляются ряд требований, основными из которых является своевременная и достоверная передача информации. Его главенствующая роль вытекает из целесообразности использования подобных систем, поскольку ценность получаемых сведений напрямую связана со степенью их полноты, правильности и запоздалости.

В этих условиях необходимо отметить, что качественной передаче информации требуемого объема препятствует несколько обстоятельств: 1. наличие искажений в системе передачи, обусловленные как естественными, так и искусственными факторами; 2. присутствие в системе внешних и внутренних помех, оказывающих необратимое разрушительное воздействие на информационное содержание передаваемых сообщений; а также 3. теоретическое и техническое несовершенство самой системы. При этом последнее обстоятельство является относительно преодолимым, поскольку постоянное развитие как теоретической, так и технологической базы позволяет считать на некотором промежутке времени синтезированное устройство в той или иной степени совершенным или, по крайней мере, современным. Первые же две причины носят принципиальный характер, так как обусловлены особенностями физических процессов и систем, используемых при передаче сообщений. Причем, несмотря на кажущуюся возможность сведения негативного влияния искажений к нулю вследствие их детерминированной сущности, подобные преобразования существуют лишь в ряде частных ситуаций. В общем же случае их сочетание с помехами, имеющими стохастическую природу, не позволяет полностью оградить передаваемую информацию от отрицательных последствий.

Следовательно, в целом разработку систем передачи информации целесообразно формулировать как задачу синтеза систем, оптимальных (или хотя бы рациональных) с точки зрения качества и количества передаваемой информации в условиях деструктивных искажающих случайных воздействий. В этой связи необходимо отметить, что рассмотрение подобного типа задач без учета стохастической природы как передаваемых сообщений, так и негативных факторов окружающей среды оказывается несколько ограниченным, поскольку применимы только в редких частных ситуациях (например в условиях неограниченной мощности (энергии) полезного сигнала) которые к тому же являются чрезмерной идеализацией реальной действительности.

Подобные проблемы широко освещены в рамках теории статистических решений, один из разделов которой коррелирован с общей теории связи и формально представлен в виде теории статистической связи [16], или статистической радиотехники [17]. В рамках данной теории задачи синтеза оптимальных систем передачи обычно формулируются как задачи нахождения оптимального или наилучшего приемного устройства при заданной структуре передающего, либо же наоборот, пытаются разработать передающую систему при ограничении на реализацию приемного устройства. Задачам же совместной оптимизации передающей и приемной частей систем передачи посвящено всего несколько работ, причем оптимизация осуществляется лишь по некоторым параметрам, отражающим лишь общие условия функционирования систем передачи информации.

Список литературы

1. Krouk E, Semenov S. Modulation and coding techniques in wireless communications. – Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2011. – 662 p.

2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970. – 533 с.

3. Теория электрической связи: учебник для вузов / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.

4. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам [Текст] / 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

5. Shah A. R., Hsu R. C. J., Tarighat A., Sayed A. H., Jalali B. «Coherent Optical MIMO (COMIMO)» // Journal of Lightwave Technology. – Vol. 23, no. 8. – August 2005. – Pp. 2410–2419.

6. Корн Г., Корн К. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.. 1970. – 720 с.

7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е испр.$ gep. с англ. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.

8. Общая теория связи / Д. Л. Бураченко, Г. Д. Заварин, Н. И. Клюев, А. А. Колесников, С. Л. Кондратьев, В. И. Коржик, Л. М. Финк. – СПб.: ВАС, 1970. – 412 с.

9. Батенков К. А. Формальное описание нелинейных модуляции и демодуляции на основе функциональных рядов Вольтерра // Известия Института инженерной физики. – 2014. – Т. 1. – № 31. – С. 60–64.

10. Батенков К. А. Обобщенный пространственно-матричный вид информационного показателя качества синтеза дискретных каналов связи // Известия Тульского гос. ун-та. Технические науки. – 2014. – № 1. – С. 56–65.

11. Батенков К. А. Моделирование непрерывных каналов связи в форме операторов преобразования некоторых пространств // Тр. СПИИРАН. – 2014. – № 1. – С. 171–198.

12. Батенков К. А. Потенциальные границы взаимной информации дискретного канала связи, учитывающие стохастические свойства входящего в его состав непрерывного канала // Вестник Рязанского гос. радиотехнического ун-та. – 2014. – № 47. – С. 50–53.

13. Батенков К. А. Проблема синтеза функциональных узлов дискретного канала связи по информационным критериям // Тр. СПИИРАН. – 2014. – № 1. – С. 5–23.

14. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966.– 681 с.

15. Middleton D. An Introduction to Statistical Communication Theory. – New York: McGraw-Hill Book Co, 1960. – 1184 p.

16. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

ПОБОЧНЫЕ ЭФФЕКТЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ МНОГОЭТАЖНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКОЙ

А. С. Третьяков, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: atretyakoff@mail.ru

Urban multistage buildings present themselves some artificial obstacles for high frequency electromagnetic signals due to reflection, diffraction and dissipation phenomenon. The paper concerns multipath signal fundamentals.

Особенности распространения электромагнитных сигналов широкополосной беспроводной связи не позволяют создать универсальную телекоммуникационную технологию, которая удовлетворяла бы комплексу современных требований. Для систем с широкополосной модуляцией стандарта IEEE 802.11, в частности, определены интервалы частот в диапазоне 2,4 ГГц (при ширине канала 85,5 МГц, а в диапазоне 5 ГГц - 125 МГц). В модификации IEEE 802.11g+ скорость передачи данных может достигать 125 Мбит/с, но реальная скорость ниже, поскольку она зависит от расстояния между точкой доступа и клиентским оборудованием, от электромагнитных характеристик принимающей и передающей антенн, а также от наличия физических объектов отражающих и частично поглощающих энергию электромагнитных сигналов при их многолучевом распространении. Количественная связь между усредненными по времени мощностями приемной и передающей антенн, при отсутствии побочных эффектов распространения электромагнитной энергии, выражается формулой Фриза (Friis) в виде:

$$\frac{P_r(\omega)}{P_t(\omega)} = k(\omega)G_r(\omega)G_t(\omega)|\hat{p}_t(\lambda)\cdot\hat{p}_r(\omega)|^2\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right), \quad (1)$$

где $P_r(\omega)$, $P_t(\omega)$ – усредненные по времени мощности приемной и передающей антенн соответственно; $G_r(\omega)$, $G_t(\omega)$ – коэффициенты усиления антенн; $|\hat{p}_t(\omega)\times$ $\times\hat{p}_r(\omega)|^2$ – коэффициент согласования поляризации излучения, λ – длина волны на рабочей частоте ω; r – расстояние между антеннами; $k(\omega)$ – множитель, зависящий от комплексных отражений на передающей и приемной антеннах ($k(\omega) = [1 -$ $-|\Gamma_t(\omega)|^2]\cdot = [1 - |\Gamma_r(\omega)|^2]$.

Для учета влияния побочного эффекта, вносимого условно плоской границей раздела сред в передаточную функцию (1), обратимся к расчетной схеме, представляющей случай поляризации волны нормальной к плоскости падения, рис. 1.

В силу того, что плоскость падения, которая представляет собой плоскость, проходящую через направление распространения парциально плоской волны (вектор $\overline{\Pi}_1^{'}$) и нормаль $\bar{n}$ к плоскости раздела сред, то напряженности электрического поля падающей $\bar{E}_1^{'}$ и отраженной $\bar{E}_1^{''}$, равно как и прошедшей волны $\bar{E}_2$, оказываются параллельными границе раздела сред, т. е. так, как это схематически представлено на рис. 1. В произвольной точке M, принадлежащей границе раздела сред, касательные составляющие $(\dot{E}_t, \dot{H}_t)$ фазоров электромагнитного поля непрерывны. Из уравнения электромагнитного состояния парциально плоской волны следует равенство углов θ для векторов $\overline{\Pi}_1^{'}$ и $\overline{\Pi}_1^{''}$ относительно нормали $\bar{n}$, а также соотношение между углами θ и ψ в виде:

$$\sin\psi = \frac{\gamma_1}{\gamma_2}\sin\theta, \quad (2)$$

где γ_1 и γ_2 – коэффициенты распространения волн в первой и второй средах соответственно.

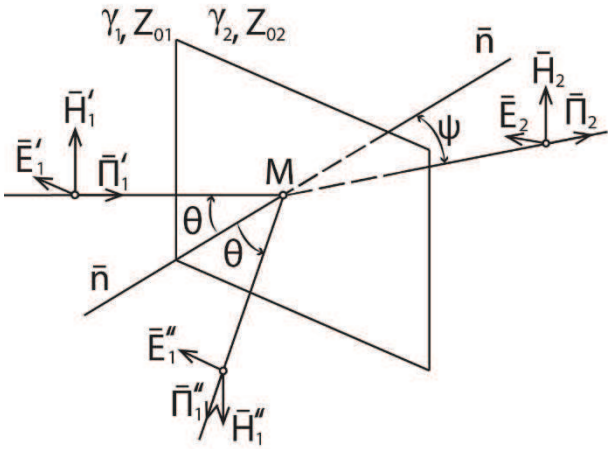


Рис. 1. Расчетная схема

Если указанные среды допустимо отнести к совершенным диэлектрикам, то коэффициенты γ_1 и γ_2 могут быть выражены через соответствующие коэффициенты фазы β_1 и β_2 так:

$$\gamma_1 = j\beta_1 = j\omega\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_1\mu_0}, \qquad \gamma_2 = j\beta_2 = j\omega\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_2\mu_0},$$

т. е. в этом случае:

$$\sin\psi = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\sin\theta. \tag{2′}$$

С учетом направлений векторов плотностей потоков $\overline{\Pi}_1^{'}$, $\overline{\Pi}_1^{''}$ *и* $\overline{\Pi}_2$ электромагнитного поля (рис. 1), граничные условия выражаются системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{E}_{пад} + \dot{E}_{отр} = \dot{E}_{пр}, \\ \left(\dfrac{\dot{E}_{пад}}{Z_{01}} - \dfrac{\dot{E}_{отр}}{Z_{01}}\right)\cos\theta = \dfrac{\dot{E}_{пр}}{Z_{02}}\cos\psi, \end{cases} \tag{3}$$

где Z_{01}, Z_{02} – волновые сопротивления первой и второй сред соответственно.

Из системы уравнений (3) с учетом соотношения (2') определяются коэффициенты отражения и преломления электромагнитной волны, поляризованной нормально к плоскости падения:

$$\rho_{отр} = \frac{\dot{E}_{отр}}{\dot{E}_{пад}} = \frac{\sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\cos\theta - \sqrt{1 - \dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} - \sin^2\theta}}{\sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\cos\theta + \sqrt{1 - \dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} - \sin^2\theta}}, \tag{4}$$

$$\rho_{пр} = \frac{\dot{E}_{отр}}{\dot{E}_{пад}} = \frac{2\sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\cos\theta}{\sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\cos\theta + \sqrt{1 - \dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} - \sin^2\theta}}. \tag{5}$$

Аналогичным путем получают значения $\rho_{отр}$ и $\rho_{пр}$ в другом частном случае электромагнитной волны, поляризованной в плоскости падения. В общем случае произвольной поляризации электромагнитной волны, принято использовать суперпозицию двух указанных частных типов поляризации для вычисления соответствующих значений коэффициентов $\rho_{отр}$ и $\rho_{пр}$. В большинстве практически важных случаев эффекты отражения и преломления относят к границе раздела сред, представленной несовершенным диэлектриком, который характеризуется комплексным значением диэлектрической проницаемости:

$$\tilde{\varepsilon}(j\omega) = \varepsilon_0[\varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega)] \ , \qquad (6)$$

где $\varepsilon'(\omega)$ – частотнозависимая относительная проницаемость ($\varepsilon'(\omega) \approx \varepsilon_r(\omega)$), а $\varepsilon''(\omega)$ – диссипативная составляющая, характеризующая диэлектрические потери ($\varepsilon''(\omega) \approx \varepsilon_r(\omega)\,\mathrm{tg}\,\delta\,(\omega)$).

Эта особенность не меняет общего алгоритма определения коэффициентов отражения и преломления, но искомые их значения оказываются комплексными, зависящими от частоты ω и угла θ. При этом требуются достоверные измерения значений $\varepsilon'(\omega)$ и $\varepsilon''(\omega)$ для типовых строительных и облицовочных материалов многоэтажных зданий на частотах, характерных для широкополосной беспроводной связи. Собственно разработка и эксплуатация современных беспроводных систем связи базируется на моделях реальных радиоканалов, учитывающих особенности многолучевого распространения электромагнитных волн [2], которые обусловлены их многократными отражениями и преломлениями.

Список литературы

1. Аджемов С. С., Урядников Ю. Ф. Технологии широкополосного доступа: динамика и перспективы развития // Электросвязь. – 2011. – № 1. – С. 19–23.

2. Chong C., Tan C., et al. A new multiband spatio-temporal channel model for 5 GHz band WLAN systems // IEEE J. Select. Areas Commun. – 2003. – Vol. 21, N.2. – P. 139–150.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ УДАЛЕННЫХ ТРАНЗАКЦИЙ В ФИНАНСОВОЙ И ТОРГОВОЙ СФЕРАХ

Ф. Ф. Холматов, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: holmatov3110@gmail.com

Тема данной статьи – поиск путей повышения информационной безопасности, улучшения сервиса удалённых транзакций, совершаемых с использованием пластиковых банковских карт.

Карточное мошенничество часто называют фродом (от англ. Froud – мошенничество, обман).

Под карточным фродом понимаются преднамеренные обманные действия некоторой стороны, основанные на применении технологии банковских карт и направленные на несанкционированное овладение финансовыми средствами, размещенными на карточных счетах держателей банковских карт или причитающимися торговому предприятию за операции по карточкам.

Фрод принято делить на две группы: со стороны эмиссии карт и со стороны их обслуживания. К первой группе относятся, связанные с несанкционированным использованием карт эмитента (украденные/потерянные карты, поддельные карты, неполученные карты, карты полученные в банке не честным путем в результате использования украденных идентификационных данных/документов «надежной» персоны и т. п.). Ко второй группе относятся мошенничества, инициатором которых стало торговое предприятие (поддельные/ искаженные слипы, повторный ввод операции и т. п.).

В последние 10 лет средние потери банка от операций по пластиковым картам составляют 7–12 центов на $100 оборота по картам (7–12 pb). Это существенно меньше потерь банков, связанных с клиентским кредитованием, составляющих $3–4 на каждые $100 выданных кредитов. Однако банки и платежные системы уделяют проблеме безопасности операций по пластиковым картам повышенное внимание. Это связано с тем, что в рассматриваемых случаях различные формы рисков. В случае карточного фрода страдает клиент, даже если потери, берет на себя эмитент, моральный ущерб, связанный с возникающими для держателя карты неудобствами, ощутим.

Поэтому безопасность операций по пластиковым картам является краеугольным камнем развития карточной индустрии и этой проблеме уделяется серьезнейшее внимание со стороны платежных систем и банков.

Абсолютный размер карточных обманных действий можно оценить следующим образом. В 2013 г. на основании отчета Nilsonreport за 2013 г. оборот по операциям в ведущих платежных системах VISA, MasterCard, AmericanExpress, DinersClub, JCB, ChinaUnionPay составлял примерно $10 трлн. (на VISA и MasterCard приходится 65 % всего мирового оборота по банковским картам). С учетом уровня обманных действий (8–10 bp) легко получить, что абсолютный размер преднамеренные обманных действий в 2013 г. был около $8–10 млрд. [2].

К характерным особенностям карточного фрода следует отнести:

- миграция банков на микропроцессорную технологию: на конец первого квартала 2009 года в мире примерно каждая пятая карта (22 %) и каждый третий POS-терминал (37 %) поддерживали стандарт EMV; в Европе каждая вторая карта (50 %) и примерно 2/3 POS-терминалов (68 %) являлись гибридными (поддерживают карты с магнитной полосой и микропроцессорные карты). В мире и Европе соответственно 19 % и 54 % банкоматов являются EMV-совместимыми;

- рост межканального преднамеренных обманных действий CrossChannelFraud, когда утечка данных из одного канала доставки клиентских услуг используется для выполнения мошенничества с использованием другого канала;

- около 80 % всех карточных преднамеренные обманных действий приходится на онлайновые транзакции. Это объясняется желанием злоумышленников скорее опустошить счет держателя карты и означает, что онлайновый характер обработки транзакции не является эффективным средством борьбы с фродом при использовании технологии карт с магнитной полосой;

- кредитный карты – главная цель злоумышленников. Особое внимание уделяется «золотым», «платиновым», и другим привилегированным картам. Приведенные в таблице данные показывают, что уровень преднамеренных обманных действий по кредитным картам примерно в четыре раза выше, чем дебетовым;

- концентрация преднамеренных обманных действий на трех основных видах: CNP-транзакций, поддельные карты, украденные /потерянные карты. На остальные виды карточного фрода приходится не более 6–8 % потерь.

- рост объема фрода и скимминга через банкоматы (ложные банкоматы, накладная клавиатура /микрокамера /диспенсеры, вредоносные ПО, ливанская петля, использование технических проблем на стороне обслуживающего банка/банкомата, утечка информации из ПЦ, и т. д.) По данным EAST (EuropeanATMSecurityTeam) размер скиминга через АТМ в Европе в 2013 г. вырос на 43 %.

Таблица 1

Соотношение преднамеренных обманных действий по видам банковских карт [2]

Продукт	Фрод, %	Продажи, %	F/S, %
Кредитные карты	85	58	0.12
Дебетовые карты	15	48	0.03

Теперь рассмотрим подробнее каждый вид преднамеренных обманных действий и возможные виды защиты:

- украденные/потерянные карты (Lost/StolenCards или L/S);
- неполученные карты (Not Received Items, NRI);
- поддельные карты (Counterfeit);
- Card Not Present-фрод (CNP-фрод);
- карты, полученные злоумышленниками по украденным документам / персональным данным (IDTheft).

Украденные/потерянные карты

Самый старый и естественный вид фрода – люди теряли, теряют и будут терять карты. Иногда карты крадут. В России по данным Национального агентства фин. исследований (НАФИ), около 19,8 % держателей карт когда-нибудь их теряли. До момента обнаружения пропажи и блокировки карты в системе проходит время, чем и пользуется злоумышленники, в руках которых оказалась карта.

Не полученные карты

Карты, украденные во время их пересылки из банка клиенту. Вся ответственность за преднамеренные обманные действия в этом случае лежит на эмитенте. По данным ведущих платежных систем, на этот вид фрода приходится 1–3 % всего объема фрода. В частности, по данным MasterCard за второй квартал 2013 г. на неполученные карты приходилось 1,1 % всего карточного фрода в Европе и 2,33 % – в мире.

Поддельные карты

Злоумышленники изготавливают поддельную карту, персонализированную на основе предварительно украденных реквизитов реальной карты (обычно крадется содер-

жимое магнитной полосы карты) и совершают с поддельной операции, выдавая за реальную карту.

Подделка карт начиналась с технологии срезанных цифр карты и перестановки их местами на панели карты. Появлением и распространением электронных терминалов основным способом подделки карт стал скимминг (skimming) – копирование данных магнитной полосы реальной карты. Скопированные данные позже переносятся на другую карту, которую злоумышленники изготавливают на заготовках карт, приобретенных разными способами (используются бонусные карты различных торговых сетей, реальные банковские карты с перекодированной магнитной полосой, белый пластик, раскрашенный на принтере, заготовки, украденные на фабриках и в банках).

Данные реальной карты злоумышленники получают с помощью:

- недобросовестного персонала магазина, который незаметно для держателей карты копирует содержимое магнитной дорожки карты с использованием специального устройства (скиммера), имеющего считыватель и способного хранить информацию о нескольких десятках карт;
- банкоматного скимминга (используется накладная клавиатура/миниатюрные видеокамеры либо установленная в программном обеспечении банкомата вредоносная программа, сохраняющая данные магнитной полосы и значения PIN-кода);
- скимминга в POS терминалах;
- кражи данных из БД процессинговых центров и торговых предприятий;
- перехвата данных при их передачи по каналам связи;
- вирусных атак с целью кражи персональных данных (троянцы, черви);
- фишинга и вишинга, используемых злоумышленниками для выуживания у клиентов банков их персональной информации [1].

CardNotPresent-фрод

Существует три основных вида CNP-транзакций: MailOrder/TelephoneOrder (MO/TO)-транзакции, транзакции электронной коммерции (ЭК) и рекуррентные платежи (держатель карты заключает с торговой точки договор на регулярное периодическое безакцептное списание средств с его счета за получаемые от торговой точки услуги с использованием пластиковой карты) [1].

Для совершения преднамеренных обманных действий в случае CNP-транзакций достаточно знать самые простые реквизиты карты – номер карты, срок её действия и, значение CVC2/CVV2. Поэтому все CNP-транзакции обязательно выполняются в режиме реального времени, а ответственность за фрод по таким транзакциям платежные системы возлагают на обслуживающие банки. Исключением является случай, когда обслуживающие банки и их онлайновые магазины применяют безопасный протокол ЭК, известный как 3DSecure и используемый в ведущих платежных системах под брендами MasterCardSecureCode и VerifiedbyVISA.

Карты, полученные по украденным документам или персональным данным (IDTheft)

Для реализации этого вида обманных действий в основном используются две схемы мошенничества: мошеннические аппликации и перехват счета.

Мошеннические аппликации: злоумышленник использует чужое удостоверение личности (найденное/украденное/подделанное) для подачи заявления на получение кредитной банковской карты с указанием адреса, по которому карта может быть легко и безопасно получена.

Перехват счета: злоумышленник получает данные о реквизитах карты/счета, например, из оказавшихся в его распоряжении банковских стейтментов держателя карты,

далее звонит в банк и сообщает об изменении своего адреса, а чуть позже запрашивает новую карту с доставкой ее по «новому» адресу.

Банкоматное мошенничество

К сожалению несмотря на многочисленные разъяснения, многие держатели карт все еще записывают значение своего PIN-кода на карте. Согласно информации, опубликованной английской ассоциации APACS (Association for Payment Clearing Services) в 2006 г., 8 % держателей карт не могут запомнить значение своего PIN-кода и поэтому записывают его. По данным социологического опроса НАФИ, 11,6 % россиян хранят PIN-код вместе с картой.

Данный тип банкоматного мошенничества, очевидно, относится к виду «украденные карты» [1].

Методы защиты (проект Универсальной карты)

Противодействие карточному мошенничеству является предметом отдельного разговора. Но в данной статье для совершенствования защиты информации и упрощения пользования предлагается разработка универсальной пластиковой карты, которая позволила бы объединить все пластиковые банковские карты, бонусные, дисконтные карты в единую универсальную карту, которая была бы удобна в использовании и соответственно более защищенной.

Далее рассмотрим проект данной карты:

Устройство размером с кредитную карту, которое хранит в себе данные с восьми кредитных, дебитовых, подарочных или клубных карт, и позволяет вам переключаться между ними, нажимая на кнопку на его поверхности. После этого вы сможете использовать карту в любом банкомате или для оплаты на кассе, как если бы это была сама выбранная карта.

Данная карта будет использовать в работе запатентованную магнитную полосу с изменяемой информацией. Вместе с устройством поставляется маленький ридер, с помощью которого можно скопировать данные карт в мобильное приложение, которое затем синхронизируется с «карточкой» через BluetoothLowEnergy (BLE) (этот протокол также используется во многих умных часах и трекерах для фитнеса). На одной батарее устройство проработает два года, при этом кроме BLE энергия будет расходоваться скромным экраном (примерно квадратный дюйм, – примечание переводчика), на котором будут показываться последние четыре цифры, срок действия и CVV выбранной карты. Так как данная карта будет поддерживать соединение со смартфоном с помощью все того же BLE, то мы получим предупреждение на смартфон в случае, если где-нибудь оставили карту.

Сама идея держать все свои кредитки в одном объекте может быть немного пугающей, но не стоит беспокоиться по этому поводу: «Онлайн-кошельки также содержат всю вашу платежную информацию, данная карта то же самое, только в пластике. И это также законно (копировать данные с ваших карт), так как это ваша информация на картах – ваша собственность». Данные хранятся в зашифрованном виде и на смартфоне, и на самой карте. В случае, если вы потеряете вашу карту, то она станет бесполезной в течении нескольких минут – как только он не сможет связаться со смартфоном. Однако сколько именно минут должно пройти, еще не уверены – скорее всего, это будет число между одной и десятью минутами, а может, это число сможет устанавливать сам владелец карты.

Единственной причиной, почему никто не сделал что-нибудь подобное до, – отсутствие необходимых технологий, как BLE, до 2010-х. (BLE) не был хорошо отработанной технологией до недавнего времени, так же как и экранов, которые мы используем в данной карте, не было (разработано) до 2010 года.

На сегодняшний день существуют два проекта альтернативных проекта из США которые презентованы в конце 2014 г. и будут введены в эксплуатацию, серийное производство в летом 2015 г., такими проектами являются проекты COIN компания Coin corp. LTD и STRATOS от компании Stratos inc.

Есть например альтернативные технологии такие как NFC. NFC, без сомнения, отличная идея, но слишком сложно одновременно менять привычки бизнеса и потребителей – заставить первых ставить NFC ридеры, а вторых – выбросить свои кредитки и начать прикладывать свои смартфоны к кассовому аппарату.

Преимущество лежит на поверхности: превращать 8 кусков пластика в один. Каждому захочется сделать кошелек тоньше, и данная карта позволит сделать это, не отказываясь от привычных скидочных карт и прочих преимуществ. Да, один раз придется скопировать все эти карты на смартфон, но зато не придется фотографировать QR-коды или скачивать приложения для программ. Многое еще не до конца продумано в предложении, но данное предложение позволит открыть новое поле действий для многих отраслей и также упростит и повысит уровень защиты информации держателям пластиковых карт.

Список литературы

1. Голдовский И. М. Банковские микропроцессорные карты «Алпина паблишерз». – 2010.
2. Nilson Report January 2015 // Issue 1055 HSN Consultants, Inc. 2015. The Nilsen Report.

ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

А. Н. Хомяков, Д. О. Павлов, В. Г. Сидоров (научный руководитель)

Институт информатики и телекоммуникаций СибГАУ
660014, г. Красноярск, пр. им. газ. "Красноярский рабочий", 31
E-mail: slam2202@gmail.com

Доклад посвящен беспроводным сенсорным сетям, их проблемам и достоинствам. Подробно рассмотрена проблема энергопотребления. Также показано сравнение энергопотребления мотов на основе разных платформ.

В настоящее время большую популярность приобретают беспроводные сенсорные сети (БСС), так как они предоставляют ряд преимуществ потребителю, но при их проектировании возникают некоторые сложности [1].

Возможности применения БСС простираются практически во многие сферы деятельности человечества. В качестве наиболее очевидных областей их применения эксперты называют промышленный мониторинг, автоматизацию строений, логистику, здравоохранение, системы безопасности и т. д.

БСС строятся из узлов, называемых мотов, показанных на рис. 1. Мот это небольшое автономное устройство с питанием от батареек и микрочипами с радиосвязью на некоторых частотах. Специальное программное обеспечение позволяет мотам самоорганизовываться в распределенные сети, связываться друг с другом, опрашивать и обмениваться данными с ближайшими узлами [2].

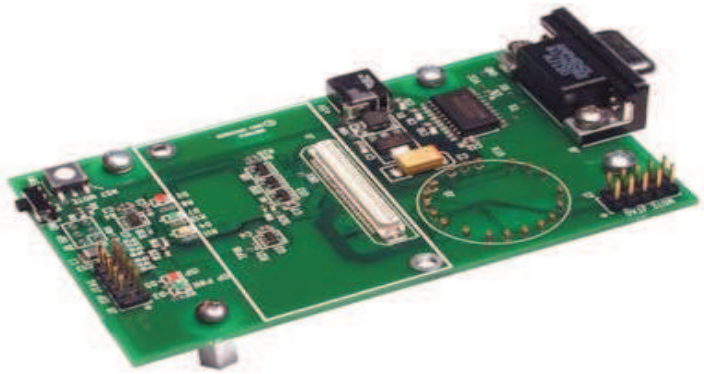


Рис. 1. Мот MIB510CA

Использование БСС во многом зависит от времени автономной работы ее узлов. Однако частая замена источников питания не всегда возможна. Например, если датчик находится на некоторой глубине озера и определяет химический состав воды. Поэтому одной из важных исследовательских задач при проектировании сенсорных сетей становится уменьшение энергопотребления и, соответственно, увеличение срока службы устройства. Среднее энергопотребление модуля в основном определяется объемом передаваемого и принимаемого в единицу времени трафика.

Естественно, при этом необходимо учитывать как пакеты данных, источником которых является непосредственно сам узел, так и пакеты, которые он принимает и передает, выполняя функции ретранслятора, что определяется его положением в топологии сети и направлениями прохождения сетевого трафика. Для минимизации энергопотребления в беспроводных сенсорных сетях применяются маломощные радиочастотные приемопередатчики и специализированные сетевые протоколы [3].

Таблица 1

	MPR500CA	MPR510CA
Скорость передачи данных	38,4 Kbaud	38,4 Kbaud
Энергопотребление: 1) Передача с максимальной мощностью 2) Получение данных 3) Режим «сна»	 1) 27 mA 2) 10 mA 3) <1 mA	 1) 25 mA 2) 8 mA 3) <1 mA
Центральная частота	868/916 MHz	433 MHz
Чувствительность	-98 dBm	-101 dBm

От выбора маршрутов и составления расписания передачи данных в большой степени зависят длительность функционирования сети до истощения ресурса автономных источника питания сенсорного узла, а также оперативность поступления данных в центральный узел. Высокое энергопотребление сенсорных узлов (вызванное слишком частыми передачами данных) ведет к быстрому выходу их из строя и, следовательно, частой необходимостью их обслуживания. Недостаточная оперативность поступления данных ведет к снижению информативности сети. Все это говорит о необходимости оптимизации сбора данных в беспроводной сенсорной сети по пути снижения энергопотребления и повышения скорости доставки данных от сенсорного узла к центральному узлу.

Самым эффективным способом сокращения энергопотребления является оптимизация работы трансивера, времени необходимого для обнаружения «полезного» сигнала. Подсчитано, что процесс нахождения радиосигнала расходует почти 99 % энергии, потребляемой цифровой частью датчика.

Работа узлов только в некоторый промежуток времени, необходимый для передачи информации помогает сэкономить до 70 % энергии.

Экономии энергопотребления так же способствуют платформы датчиков. Среди множества платформ выделяют ZigBee – это технология передачи данных в БСС. Она отличается низким энергопотреблением и предназначена для многоканальных систем управления [4].

Для примера расчета энергопотребления рассмотрим, в каком режиме и с какой частотой активации должно работать устройство, чтобы энергии его источника питания хватило на 2 года эксплуатации с элементом питания алкалайновая батарейка, емкостью 1,15 Ач. Среднее энергопотребление, в таком случае, за 2 года составит 65 мкА (1,15 Ач/((2*365 дней)*24 часов)).

В своей документации разработчики ZigBee приводят несколько вариантов расчета потребления электроэнергии. Все расчеты исходят из сугубо теоретических предпосылок и идеальных условий работы.

1. По данным табл. 1, в режиме сна энергопотребление устройства MPR500CA составляет 1 mA, а на прием/передачу данных 18 mA.

2. Среднее энергопотребление должно составлять 65 мкА в час.

3. ((Iсред.-Iс)/Iп)*100% (1)

где Iсред – среднее энергопотребление в час; Iс – энергопотребление в режиме «сна»; Iп – среднее энергопотребление, требующееся на прием или передачу данных.

Подставив в формулу (1) характеристики мота MPR500CA, мы получили максимальный рабочий цикл устройства от времени работы в 0,36 %, то есть за один час работы мот активен 13 секунд. Учитывая, что среднее время обмена информации составляет порядка 3 мс, выходит, что за час работы устройство будет активировано около 4500 раз [5].

Таким образом, MPR500CA на базе ZigBee с питанием от алкалайновой батарейки, передавая информацию 4500 раз в час способно проработать 2 года.

Для беспроводных узлов на базе платформы MeshLogic была создана аналитическая модель энергопотребления, учитывающая особенности их аппаратной реализации и метода множественного доступа к среде. (MeshLogic – аппаратно-программная платформа, созданная для управления, контроля и измерения в различных прикладных областях) [6].

Рассчитаем энергопотребление таким же методом:

1. В спящем режиме потребление устройства ML-MODULE-Z на базе платформы MeshLogic составляет 9 мкА, потребление на прием\передачу в среднем 22 мА [7].
2. Расчет по формуле 1 дает результат в 0,29 %, при таком максимальном рабочем цикле устройства от времени работы мот активен за час около 10 секунд. При обмене информации 3 мс, за час устройство будет активировано около 3000 раз.

Таким образом, мы видим, что устройство на базе платформы ZigBee, затрачивая столько же энергии как беспроводной узел на базе платформы MeshLogic, передает информацию в полтора раза чаще. Однако эти значения рассчитаны при идеальных условиях работы, а значит в реальном применении, вероятнее всего, время эксплуатации уменьшится.

Список литературы

1. Смурыгин И. М. Электронный журнал «Концепция организации беспроводных сенсорных сетей и их применение», 2012. – 9 с.
2. http://www.wiki.laser.ru/index.php/Беспроводные_распределённые_сенсорные_сети (дата обращения: 10.10.2014).
3. http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2191/doc/47296/ (дата обращения: 11.28.2014).
4. http://www.chipdip.ru/video/id000282056/ (дата обращения: 10.8.2014).
5. http://www.kit-e.ru/articles/wireless/2005_3_176.php (дата обращения: 11.25.2014).
6. http://www.meshlogic.ru/ (дата обращения: 1.27.2015).
7. http://www.fulcrum.ru/LineCard/Wireless/ML_Module_Z.htm (дата обращения: 3.1.2015).

КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ПЕРЕМЕЖЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В PLC-ТЕХНОЛОГИЯХ

А. В. Башкиров, А. В. Муратов (научный руководитель), И. В. Свиридова

Воронежский государственный технический университет
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: kipr@vorstu.ru

Представлены методы перемежения-деперемежения, которые являются наиболее эффективными способами обеспечения и повышения достоверности передачи данных по каналам связи. Приведено описание особенностей данных методов.

Передача дискретных сообщений происходит по реальным каналам связи, поэтому, появляются различные формы случайных ошибок и группирующиеся ошибки произвольно большой длины. К современным системам передачи информации в настоящее время предъявляются высокие требования по обеспечению достоверности. В связи с этим, можно выделить метод перемежения, который является наиболее эффективным способом обеспечения и повышения достоверности передачи дискретных сообщений по реальным каналам связи.

Обратную процедуру перемежения принято называть деперемежением, которая по определенному правилу изменяет порядок следования символов в некоторой кодовой последовательности. В итоге выполнения этой процедуры, возможно, восстановить естественный порядок следования символов. Методы перемежения – деперемежения как правило употребляются для разрушения множества ошибок, которые вызваны замираниями уровня принимаемого сигнала, и, в результате, происходит убавление степени группирования ошибок в последовательности символов, поступающих на вход канального декодера. Кодовое слово, которое предается методом перемежения можно сформировать из символов различных кодовых слов. Из этого следует, что при деперемежении появляющееся множество ошибок разбивается на отдельные ошибки, и они принадлежат различным кодовым словам. Это можно объяснить тем, что при деперемежении ошибки модифицируются в последовательность независимых ошибок, для корректировки которых необходимо использовать наименее мощный код. С увеличением глубины перемежения можно ожидать усовершенствования характеристик помехоустойчивости, так как при этом происходит послабление корреляции ошибок. Однако при этом растет задержка в доставке сообщения, связанная с исполнением процедур перемежения – деперемежения. Вследствие этого возможно принять компромиссное решение между степенью улучшения характеристик помехоустойчивости и возможной задержкой [1].

Известно три каскада перемежения:

- битовый перемежитель – случайно распределяет биты в пределах FEC-блока;
- временной перемежитель – перераспределяет данные FEC-блока по символам. Это повышает стабильность сигнала к импульсному шуму;
- частотный перемежитель – случайно распределяет данные в рамках OFDM-сигнала с целью смягчить эффект селективных частотных замираний.

Перемежение происходит в границах каждых 4 слов, они передаются в границах отрезка цифрового сигнала, который в свою очередь содержит 16 бит. В данном отрезке эти числа показывают номера битов. В результате такого перемежения биты переставляются друг с другом. На рис. 1 отмечены звездочкой те биты, которые искажаются

под влиянием пакетной ошибки. Исходный порядок битов восстанавливается в результате деперемежения и искаженные биты рассредоточиваются [2].

Также переставляются не только некоторые биты, но и группы битов, такие как, байты. Для того чтобы размер пакетов увеличивался со 188 до 204 байтов в стандартах цифрового телевидения DVB применяется перемежение в пределах пакетов транспортного потока после кодирования Рида-Соломона. В результате каждый пакет необходимо разбить на 12 групп по 17 байтов. Прежде всего, передаются первые байты всех групп, т. е. байты с номерами от 1 до 188, следом – вторые байты групп с номерами от 2 до 189 и так далее. В последнюю очередь передаются конечные байты групп и имеют номера 17, 34, ..., 187, 204. Можно сделать вывод что, в процессе перемежения разные байты сдвигаются на расстояния от 0 до 176 позиций в пределах пакета транспортного потока. А в приемной части восстанавливается исходный порядок следования байтов.

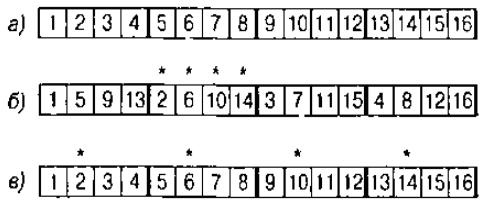


Рис. 1. Перемежение и деперемежение

Метод перемежения возможно применять только для шифрования передаваемого сигнала, потому что восстановление достоверного порядка символов возможно только при знании закона перестановки.

Рассмотрим наиболее действенные методы перемежения:

- блочное кодирование;
- сверточное кодирование;
- перемежение;
- скремблирование.

В основном блочное кодирование предназначено для выявления и для исправления одиночных и групповых ошибок в канале связи. Принцип действия блочного кодирования заключается в разбиении входной информация на блоки по k символов, которые преобразуются по определенному закону в n-символьные блоки, где $n > k$.

По сравнению с блочным кодированием сверточное кодирование преобразует каждый символ входной информационной последовательности, состоящий, из k бит, в n-битовый символ выходной последовательности, причем $n > k$. Сверточное кодирование хоть и является сильным способом борьбы с одиночными ошибками, но не может обеспечивать их обнаружение [2].

Перемежение происходит посредством изменения последовательности следования символов таким образом, что стоящие рядом символы оказываются разделенными несколькими другими. Из этого следует, что преобразование в каналах связи групповых ошибок в одиночные достигается методом перемежения.

В свою очередь скремблирование заключается в изменении входной информационной последовательности в выходную путем ее побитного сложения со специально формируемой шифровальной последовательностью. Для определенной защиты передаваемой информации и для идентификации абонентов используют скремблирование.

Изменение параметров потока данных с целью предупреждения запрещенного получения информации в неискаженном виде принято обозначать термином скрембли-

рование в стандарте MPEG-2. Дескремблирование – это обратная операция скремблирования, т. е. обратное изменение параметров потока данных.

В цифровых системах передачи информации, а именно, в цифровом телевидении, для скремблирования к передаваемому цифровому сигналу добавляют мешающий сигнал, в качестве которого принято использовать псевдослучайные последовательности. Они представляют последовательность чисел (битов), обладающие различными свойствами случайных сигналов. Нули и единицы в такой последовательности расположены как бы хаотически, но на самом деле каждая такая последовательность формируется согласно с алгоритмом, который возможно описать наименьшим количеством параметров [3].

Скремблирование применяется в DVB, а также когда ограничение доступа не требуется. Скремблирование также приближает свойства передаваемого сигнала к свойствам шума и при этом энергия наиболее равномерно сосредотачивается по полосе частот передаваемого сигнала, что обеспечивает более результативное использование канала связи и в свою очередь повышает помехоустойчивость.

Список литературы

1. Витерби А. Д. Принципы цифровой связи и кодирования [Текст]: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1982. – 536 с.

2. Свиридова И. В., Башкиров А. В., Коротков Л. Н. Использование LDPC-кодов [Текст] // Вестник Воронежского гос. техн. ун-та. – 2013. – Т. 9. – № 6. – С. 41–44.

3. Муратов А. В., Ситников А. В., Свиридова И. В. Способы формирования OFDM-сигнала [Текст] // Радиотехника. – 2014. – № 6. – С. 67–69.

АНАЛИЗ АППАРАТНЫХ АРХИТЕКТУР LDPC ДЕКОДЕРА СТАНДАРТА РАДИОСВЯЗИ IEEE 802.11N

М. В. Хорошайлова, А. В. Башкиров

Воронежский государственный технический университет,
Российская Федерация, 394026, г. Воронеж, Московский проспект, д. № 14
E-mail:pmv2205@mail.ru
E-mail: fabi7@mail.ru

Рассмотрены структурная схема декодера систематического LDPC кода, а также классы архитектур, приведено их описание и сравнение. Сравнение различных архитектур рассматривается на примере LDPC кода стандарта радиосвязи IEEE 802.11n беспроводных локальных сетей.

Введение. Коды, контролирующие ошибки (ККО), обнаруживают и исправляют возникающие ошибки при передаче информации через канал с шумом. ККО улучшают исправление битовой ошибки путем добавления избыточности в передаваемое сообщение, позволяя приемному устройству обнаруживать и исправлять битовые ошибки, таким образом, исключая необходимость повторной передачи сообщения. ККО применяются вместе с общей моделью связи, как показано на рис. 1.

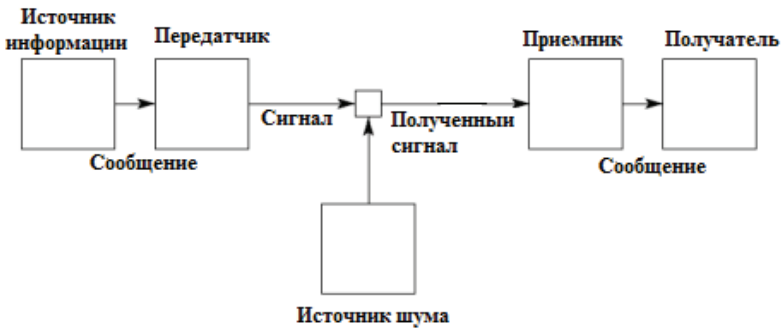


Рис. 1. Общая модель связи

Область применения ККО изменяется от космической и спутниковой связей передачи сообщения, хранения информации, до беспроводных мобильных связей [1]. Образец ККО модели связи представлен на рис. 2.

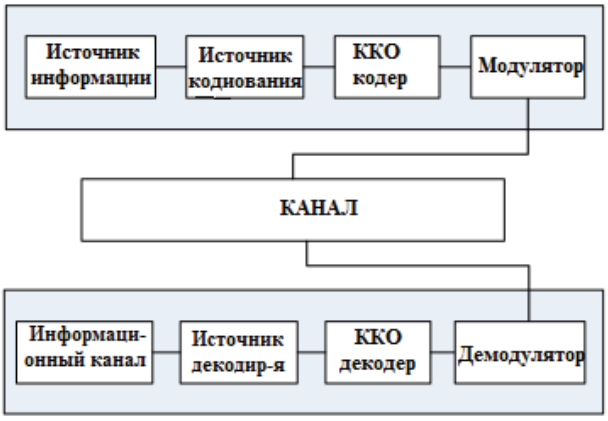


Рис. 2. Модель связи с кодом, корректирующим ошибки

В качестве ККО в стандарте радиосвязи IEEE 802.11n используются коды с малой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Check – LDPC), широко распро-

странены в современных беспроводных системах связи – IEEE 802.11ad, 2nd Gen. DVB, IEEE 802.3an. Преимущество – высокая корректирующая способность кода и доступность высокопроизводительной аппаратной реализации с пропускной способность несколько Гбит/с. Относительный недостаток – в общем для кода в общем случае ограниченное число доступных вариантов аппаратных архитектур декодера

Таким образом, необходимо произвести анализ эффективности базовых архитектур, которые позволяют достигнуть различных соотношений между пропускной способностью и величиной требуемых аппаратных ресурсов при реализации декодера на ПЛИС.

Введение в LDPC коды. LDPC код – линейный код, исправляющий ошибки, построенный на основе разряженной матрицы проверки на четность. Для данной матрицы проверки на четность $H_{M\times N}$, где номера строк M представлены проверочными узлами $\{c_1, c_2, \ldots, c_M\}$ и номера столбцов N представлены переменными узлами $\{v_1, v_2, \ldots, v_N\}$. Проверочный узел c_m соединяется с переменным узлом v_n, только если H(m,n) не ноль.

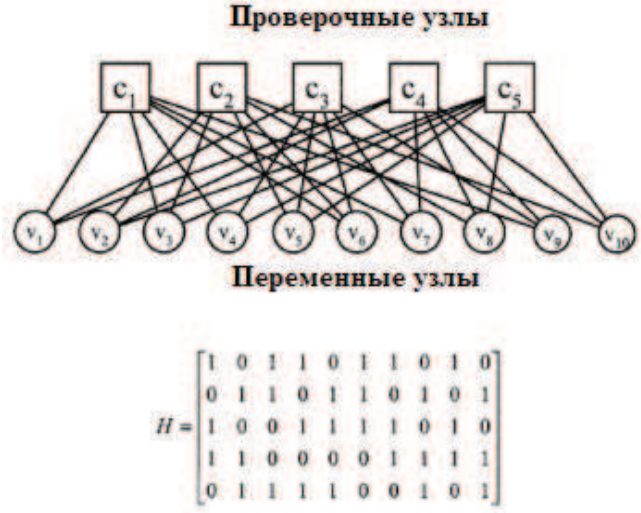


Рис. 3. Двусторонний граф Таннера для (3,6)-регулярного LDPC кода

LDPC код стандарта IEEE 802.11n и используемые алгоритмы декодирования

Стандарт IEEE 802.11n предназначен для работы в диапазоне 5 ГГц, обеспечивая совместимость с оборудованием IEEE 802.11a. Однако он отличается от предшественников как на физическом, так и на MAC-уровне. Подробно эти отличия описаны в обзоре [2]. Как и все стандарты IEEE 802.11, он предназначен для создания локальных беспроводных сетей, действующих в нелицензируемых диапазонах частот. Стандарт описывает алгоритмы работы и требования к аппаратуре на физическом уровне (Phy) и на уровне управления доступом к каналу (MAC) (Media access control – подуровень уровня соединения в терминологии модели взаимодействия открытых систем). Новый стандарт призван повысить пропускную способность локальных беспроводных сетей до номинальных скоростей свыше 100 Мбит/с.

Матрица проверки на четность LDPC кода определяет соотношение ошибок по битам (BER – bit error ratio), пропускную способность и сложность декодера LDPC. Матрицы контроля четности, используемые в стандарте IEEE 802.11n, имеют многоуровневые структуры и состоят из сдвинутых вариантов матриц, удовлетворяющих идентичной, объединены для формирования 12 различных матриц для 648, 1296 и 1944 длин блоков и 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 кодовых скоростей [3]. Проверочная матрица 324 × 648 четности используется в стандарте IEEE 802.11n для блока длиной 648. Длина и скорости кода 1/2 показано на рис. 3.

0	–	–	–	0	0	–	–	0	–	–	0	1	0	–	–	–	–	–	–	–	–	–
22	0	–	–	17	–	0	0	12	–	–	–	–	0	0	–	–	–	–	–	–	–	–
6	–	0	–	10	–	–	–	24	–	0	–	–	–	0	0	–	–	–	–	–	–	–
2	–	–	0	20	–	–	–	25	0	–	–	–	–	–	0	0	–	–	–	–	–	–
23	–	–	–	3	–	–	–	0	–	9	11	–	–	–	–	0	0	–	–	–	–	–
24	–	23	1	17	–	3	–	10	–	–	–	–	–	–	–	–	0	0	–	–	–	–
25	–	–	–	8	–	–	–	7	18	–	–	0	–	–	–	–	–	0	0	–	–	–
13	24	–	–	0	–	8	–	6	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0	0	–	–
7	20	–	16	22	10	–	–	23	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0	0	–
11	–	–	–	19	–	–	–	13	–	3	17	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0	0
25	–	8	–	23	18	–	14	9	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0
3	–	–	–	16	–	–	2	25	5	–	–	1	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0

Рис. 3. Матрица контроля четности для блока длиной 648 и кодовой скоростью 1/2

В этой статье представлен гибридный LDPC декодер, аппаратная реализация контроля по четности матриц которого указанна в IEEE 802.11n стандарте, размера блока 648.

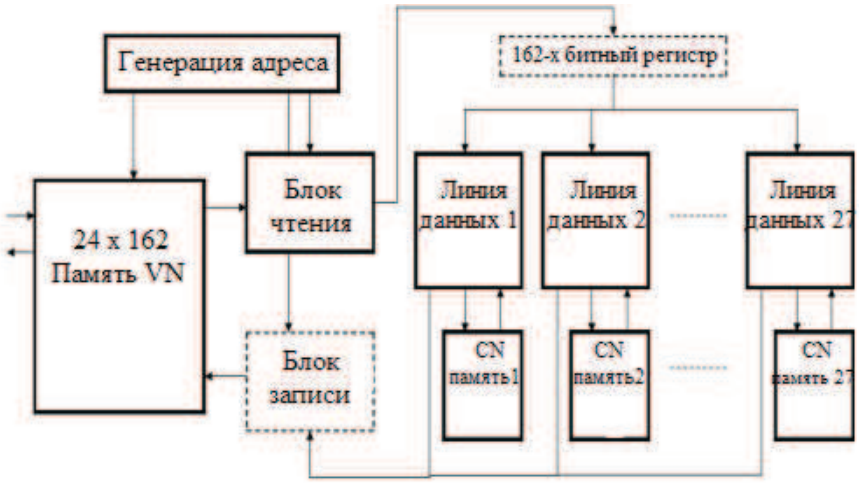


Рис. 4. Аппаратная архитектура LDPC декодера

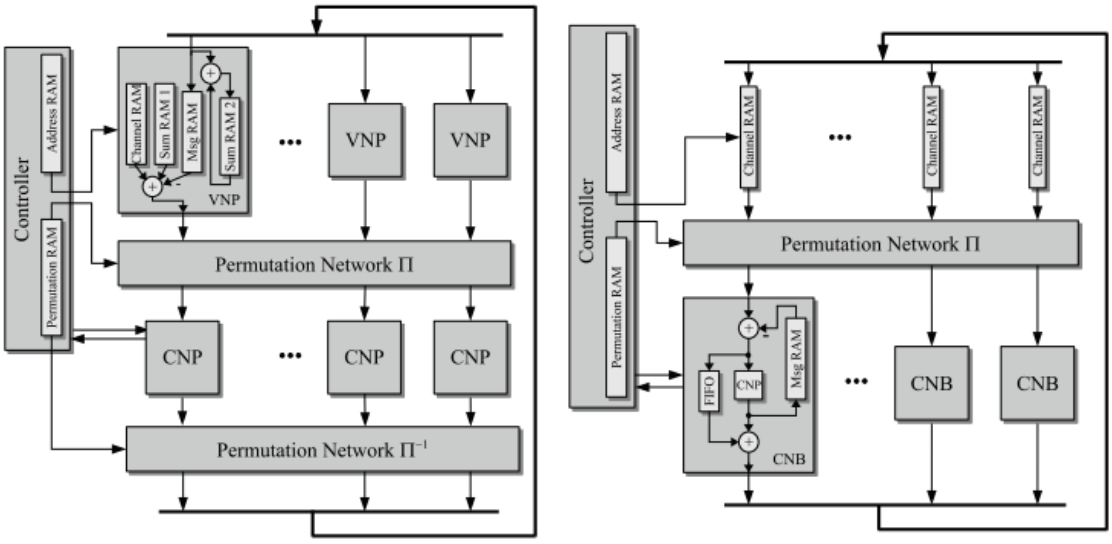
Как показано на рис. 4, аппаратная архитектура похожа на аппаратный LDPC-декодер, предложенный в [4]. Так размер суб-матрица контроля по четности матриц 27×27, использовали 27 каналов передачи данных проверки узлов для реализации алгоритма декодирования Min-sum для одного слоя параллельно. После обновления переменной узел завершается для одного слоя, следующий слой из матрицы проверки на четность обрабатывается в результате реализации гибридного LDPC-декодер.

Аппаратная архитектура состоит из 24×162 переменного узла памяти, 2 сдвигателей (блок чтения, блок записи), 27 проверочных узлов линий данных и 27 12×38 блоков памяти проверочных узлов (CN). Бит памяти 24×162 используется для хранения 648 узлов различных сообщений, каждый из которых 6-разрядный, в том числе 1 бит знака.

Различают две архитектуры LDPC декодера: двухфазный декодер и многоуровневый декодер. Структуры обоих архитектур частично параллельна. Архитектуры двух декодеров представлены на рис. 5.

В слоистой архитектуре каждый аппаратный кодовый узел ассоциирован только с одним аппаратным проверочным узлом. Это существенно упрощает аппаратную архитектуру кодового узла. Блок коммутации кодовых и проверочных узлов является переконфигурируемым, т. е. изменяющим связи между кодовыми и проверочными узлами каждый такт в зависимости от номера обрабатываемого слоя.

Данная архитектура декодера использует аппаратные блоки проверочных (Variable Node) и кодовых узлов (Check Node), прямой и обратный коммутаторы (Interconnection и Inverse Interconnection, соответственно) между двумя типами узлов, а также линии задержки сообщений (FIFO) от проверочных к кодовым узлам. Анализ слоистой архитектуры показывает, что являясь концептуально более сложной по сравнению со случаем полностью параллельного декодера и требуя более сложной логики управления, данная архитектура все же позволяет добиться существенного сокращения общего числа используемых ресурсов ПЛИС за счет упрощения архитектуры кодовых узлов и уменьшения количества аппаратных проверочных узлов, что будет продемонстрировано далее [5].



а *б*

Рис. 5. *а* – двухфазная архитектура декодера; *б* – слоистая архитектура декодера

Есть некоторые фундаментальные различия между двухфазной архитектурой декодера (рис. 5, *а*) и слоистой архитектурой декодера (рис. 5, *б*). Двухфазный декодер содержит два ОЗУ, которые используются для накопления всех входящих сообщений из переменного узла. Во время одной итерации одна сумма ОЗУ используется для вычисления обноленного сообщения, вычитая соответствующее сообщение из ОЗУ и добавления значения канала ОЗУ. Вторая сумма ОЗУ необходима для построения новой суммы для следующей итерации, следовательно, оба ОЗУ меняются местами после каждой итерации по сравнению со слоистой архитектурой декодера сохраняет апостериорную информацию в оперативной памяти канала.

Заключение. В данной работе исследованы реализации декодера LDPC кода беспроводного стандарта IEEE 802.11n с использованием алгоритма Min-Sum. Эффективность реализации различных архитектур определялась на основе критерия отношения пропускной способности к объему используемых аппаратных ресурсов.

Список литературы

1. Smolyakov V. A Multi-Standard LDPC Decoder. – University of Toronto, 2010.

2. Шахнович И. Стандарт IEEE 802.11n – уж скоро. Примирение непримиримых // Электроника: НТБ. – 2006. – № 1.

3. IEEE 802.11n Wireless LAN Medium Access Control MAC and Physical Layer PHY specifications // IEEE 802.11n-D2.0. – 2007.

4. Dielissen J., Hekstra A., Berg V. Low cost LDPC decoder for DVB-S2 // Design, Automation & Test in Europe Conference. – March 2006.

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

ПЛЕНКИ ОКСИДА КАДМИЯ-ОЛОВА, ПОЛУЧЕННЫЕ ИК-ПИРОЛИЗОМ РАСТВОРОВ ЭКСТРАКТОВ ДЛЯ СОЛНЕЧНЫХ ЯЧЕЕК

О. Ю. Баранов, Т. Н. Патрушева, (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: fedyev@bk.ru

Исследования по изготовлению и применению широкозонных оксидов металлов - полупроводников набирает обороты в последние два десятилетия. Основные направления их применения включают в себя преобразование солнечной энергии через фотоэлектрохимический или p-n переход в солнечных батареях или за счет фотохимического расщепления воды на H_2 и O_2, и газовые сенсоры. TiO_2 и ZnO были наиболее широко изучаемыми материалами в этой категории [1].

По сравнению с простыми бинарными оксидами, сложные оксиды металлов предлагают более широкий простор для варьирования химических и физических свойств материалов путем изменения относительных соотношений катионов в этих мультикатионных оксидах. Например, изменение в относительном составе катионов может изменить электронные свойства тройного или более высокого порядка оксида металла, например, функция работы (φ), ширина запрещенной зоны (E_g), электропроводность (σ) и т. д. Кроме того, относительное положение зоны проводимости (CB) и валентной зоны (VB) важны для эффективного переноса электронов или дырок через полупроводниковый адсорбент [1].

Мизогучи и Вудворд привели расчет электронной зонной структуры ильменита $CdSnO_3$ с использованием линейного орбитального способа с атомным приближением (LTMO-ASA), и это указывает на то, что материал имеет непрямую запрещенную зону с небольшой разницей в волновых векторах, минимальной в зоне проводимости и максимальной валентной зоне вблизи точки Г. Поскольку прямые переходы, запрещенные по симметрии, имеют более низкую вероятность появления, принято, что **ширина запрещенной зоны ильменита 3,07 ± 0,03 эВ** [1].

Пленки $CdSnO_3$ были использованы в качестве фотоанода в красителем сенсибилизированных солнечных элементах (DSSCs), которые показали эффективность 1,42 %. Эта эффективность несколько выше, чем сообщалось [2] для DSSCs на основе SnO_2 (1,2 %) в аналогичных условиях. Мы заметили, что $CdSnO_3$ очень устойчив в сильно кислых средах и может выдержать прохождение электрохимических реакций в средах с pH ниже 0,68 [1].

Однако, поскольку соединения Cd являются токсичными, их получение традиционными методами вакуумного распыления мишеней ограничено и такие пленки мало изучены. При этом электрические свойства оксидов кадмия, легированных оловом или цинком иногда превосходят показатели других ТСО.

Нами для получения пленок Cd-Sn-O использован экстракционно-пиролитический метод. В качестве экстрагента использованы карбоновые кислоты, которые не смешиваются с водой, и в то же время находятся в жидком состоянии. Такими кислотами являются капроновая, каприловая, энантовая и пеларгоновая. Полученные в результате экстракции карбоксилаты кадмия и олова $(RCOO)_2Cd$, или мыла, нетоксичны.

Для уточнения концентрации металлов в экстрактах получены реэкстракты, которые исследованы методом атомной абсорбции на приборе ААМ-1С. Рабочие растворы были приготовлены смешиванием экстрактов в заданном соотношении 1:1, 2:1, 4:1, 6:1, 8:1. Расчет проводился по пропорциям: $c_1V_1S_1 = c_2V_2S_2$.

Растворы солей карбоновых кислот обладают низким поверхностным натяжением, а значит хорошей смачивающей способностью любых подложек. Нанесение пленок на стекло осуществляли методом накатывания раствора с последующим раскручиванием на вращающемся столике (метод spin coating). Полученные тонкие пленки подсушивали и помещали в вертикальную печь для пиролиза при температуре 450 °С на 3 минуты. Далее после охлаждения пленки наносили следующий слой и т.д. в цикле.

Были получены прозрачные желтого цвета пленки, поверхностное сопротивление которых приведено в табл. 1.

Количество наносимых слоев для рабочих растворов в соотношении 1:1 и 2:1 равнялось 10, а для рабочих растворов в соотношении 4:1, 6:1 и 8:1 количество наносимых слоев равнялось 15. Количество наносимых слоев определялось опытным путем исходя из измеренного нами поверхностного сопротивления после нанесения каждого слоя. Для проводящих пленок оно должно было как можно меньше.

Таблица 1

Поверхностное сопротивление полученных пленок

Количество нанесенных слоев	Поверхностное сопротивление, кОм/см^2 при соотношении компонентов Cd:Sn				
	1:1	2:1	4:1	6:1	8:1
4	150000	3000	5	4	4
5	65000	300	3,5	1,8	1,6
6	50000	300	2	0,95	1,3
7	35000	150	1,5	0,755	1
8	30000	40	1,1	0,66	0,75
9	30000	40	0,8	0,5	0,64
10	30000	30	0,6	0,435	0,455
11			0,575	0,25	0,33
12			0,525	0,22	0,31
13			0,5	0,2	0,273
14			0.45	0,235	0,245
15			0,4	0,235	0,2

Поверхностное сопротивление полученных пленок измерялось четырехзондовым методом измерения сопротивления. Преимущество этого метода состоит в том, что для его применения не требуется создания омических контактов к образцу, возможно измерение удельного сопротивления образцов самой разнообразной формы и размеров. Условием его применения с точки зрения формы образца является наличие плоской поверхности, линейные размеры которой превосходят линейные размеры системы зондов.

Измерения поверхностного сопротивления полученных нами пленок начиналось после нанесения 4 слоя. Это связано с тем, что пленка было очень тонкой и измерять сопротивление было затруднительно.

Из полученных данных можно сделать вывод о том, что поверхностное сопротивление пленок Cd-Sn-O снижается с увеличением толщины пленок (рис. 1).

Повышение содержания кадмия в составе оксида Cd-Sn-O приводит к снижению поверхностного сопротивления. Наилучшими проводящими свойствами обладают оксидные пленки из растворов экстрактов кадмия и олова в соотношениях 4:1 (R = 400 Ом/см^2), 6:1 (R = 235 Ом/см2) и 8:1 (R = 200 Ом/см^2).

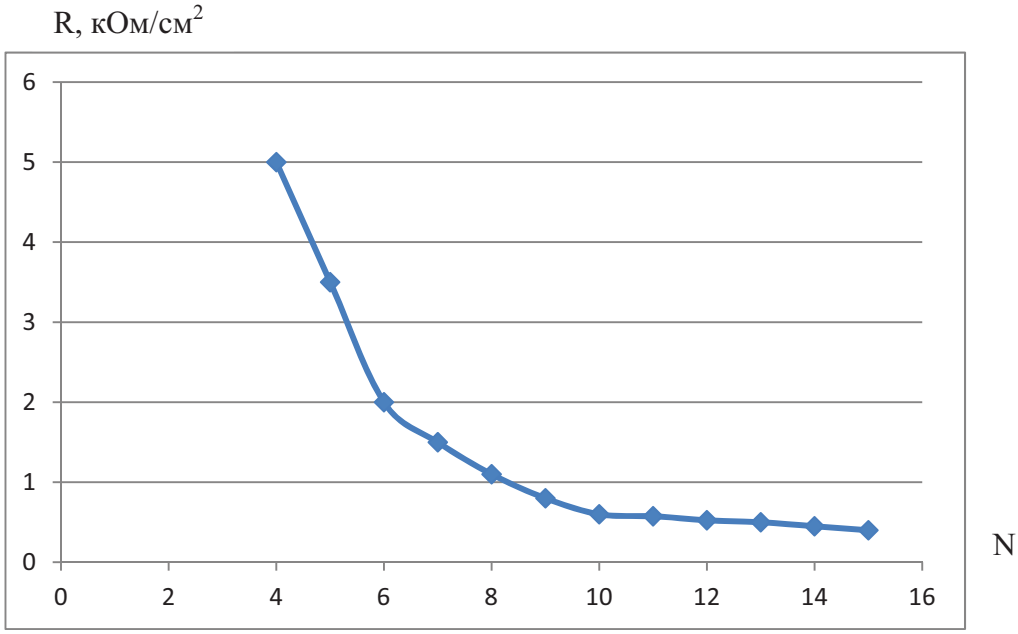


Рис. 1. Зависимость поверхностного сопротивлния пленки
от количества нанесенных слоев при соотношении компонентов 4:1

Для формирования гетероструктуры Si/CdSnO использовался монокристалличе-ский Si p-типа, на который накатыванием наносились прозрачные проводящие пленки CdSnO (6:1).

Для исследования фотоотклика были подготовлен образец Si/ CdSnO, на который было нанесено 4 слоя CdSnO.

Образец освещался лампой микроскопа. Ток (фотоотклик) регистрировался галь-ванометров. До нанесения прозрачных проводящих пленок был исследован фотоотклик у Si. Этот отклик составил 10 дел по шкале 0,1 мкА, т. е. измеренный ток составил 20 нА.

При исследовании фотоотклика гетероструктур были получены следующие ре-зультаты (см. табл. 2).

Таблица 2

Зависимость измеренного тока гетероструктур Si/CdSnO от количества нанесенных прозрачных проводящих пленок CdSnO

Количество слоев	Измеренный ток, нА
4	48
5	64
6	180
7	100
8	80
9	40

Из рис. 2 можно сделать вывод о том, что фотоотклик максимален при количестве слоев равном шесть и в 6 больше, чем у Si. Это можно объяснить тем, что при большем количестве слоев прозрачность пленки уменьшается. Это ведет к тому, что меньше све-та доходит до Si, следовательно, генерируется меньше зарядов.

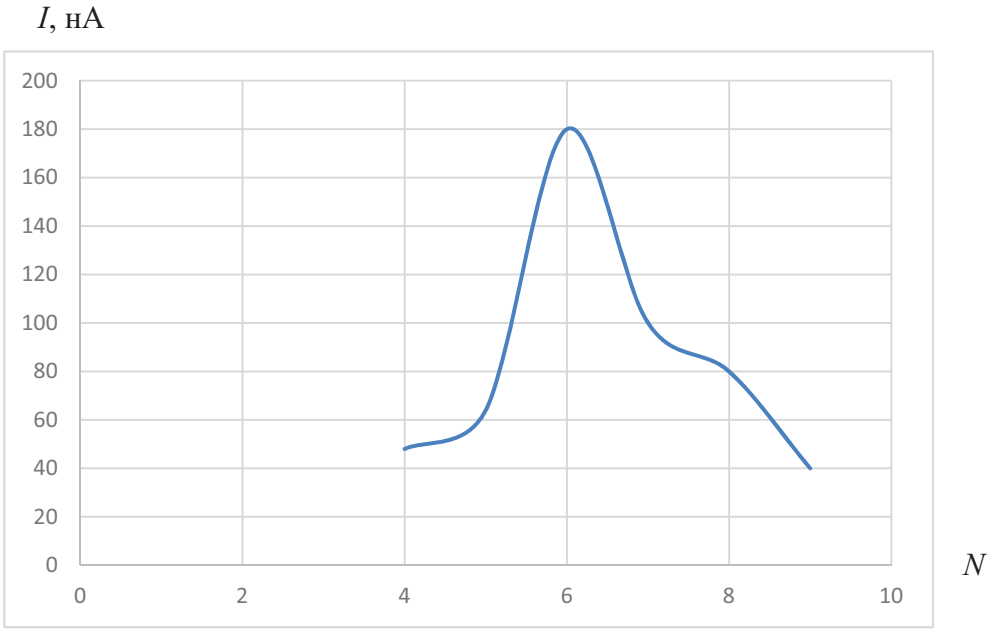


Рис. 2. Зависимость измеренного тока гетероструктур Si/CdSnO
от количества нанесенных прозрачных проводящих пленок CdSnO

Фотоотклик гетероструктуры Si/CdSnO увеличился вследствие p-n перехода, возникающего между Si и CdSnO, а также тем, что CdSnO является «собирающим» электродом.

Список литературы

1. Gayatri Natu. Design and Synthesis of Metal Oxide Nanomaterials and Study of Their Electronic Properties for Energy Conversion via Dye-sensitized Solar Cells // Dissertation Presented in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Doctor of Philosophy in the Graduate School of The Ohio State University By Gayatri Natu Graduate Program in Chemistry The Ohio State University 2012. – С. 91–106.

2. Kay A., Gratzel M. Chem. Mater. – 2002, 14, 2930-2935.

ВЫСОКОТЕПЛОПРОВОДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ, ПОЛУЧЕННЫЕ МЕТОДОМ ПРЕССОВАНИЯ

А. А. Косолапов, А. А. Дитц, И. Б. Ревва, В. М. Погребенков

Национальный исследовательский Томский политехнический университет
634050, г. Томск, ул. Ленина, 30
E-mail: ditts@tpu.ru

Представлены результаты исследования по получению высокотеплопроводной керамики из коммерческих порошков нитрида алюминия и оксида иттрия методом одноосного прессования из гранулята. Предложена принципиальная схема приготовления и определены технологические свойства гранулята. Проведены исследования теплофизических свойств полученной керамики, структуры методами XRD, SEM. В работе была получена керамика с теплопроводностью от 172 до 174 Вт/м·К.

Введение

Объем мирового рынка керамики в 2013 году составил – 46 млрд. $. Объем российского рынка керамики в 2013 году составил – 0,5 млрд. $. Среднегодовые темпы роста мирового рынка функциональной керамики, составляют 38 % в год, темпы роста российского рынка – порядка 20 % в год. Одним из востребованных сегментов рынка в соответствии с мировыми тенденциями развития является электроника и электротехника (керамические элементы для электронной промышленности, в том числе для теплонагруженных элементов полупроводниковых приборов, мощных светодиодов; изоляторы различного применения для электротехники и энергетики). Рост применения керамических материалов обусловлен преимуществом в свойствах современной керамики по сравнению с традиционными материалами. Около 80% совокупного потребления изделий из технической керамики в России приходится на импорт по данным обзора рынка, выполненного компанией Dedalus Consulting, отчет «Ceramics and Superabrasives Dominate the Global Market From 2008 to 2013».

Одним из перспективных направлений является производство высокотеплопроводных материалов и изделий на основе нитрида алюминия. Нитрид алюминия обладает рядом уникальных свойств по сравнению с другими материалами, применяемыми в микроэлектронике.

Цель данной работы: разработка технологии получения гранулята из порошка нитрида алюминия и прессование простых по форме изделий из гранулята.

Эксперимент

В работе были использованы промышленные порошки нитрида алюминия производства фирмы H.C. Starck grade B, для снижения температуры спекания вводили порошок оксида иттрия производства фирмы H.C. Starck grade C.

По данным рентгенофазового анализа, выполненном на дифрактометре Shimadzu XRD-7000, порошок нитрида алюминия представлен единственной фазой (000-25-1133). На рентгенограмме порошка оксида иттрия присутствуют только рефлексы оксида иттрия (000-41-1105).

Результаты лазерной гранулометрии исходных порошков нитрида алюминия и оксида иттрия, полученных на лазерном дифракционном анализаторе размеров частиц SALD 7101, представлены в (табл. 1).

Полученные результаты лазерной гранулометрии подтверждаются данными растровой электронной микроскопии, выполненной на микроскопе JSM 7500FA, для исследуемых порошков нитрида алюминия и оксида иттрия (рис. 1, 2).

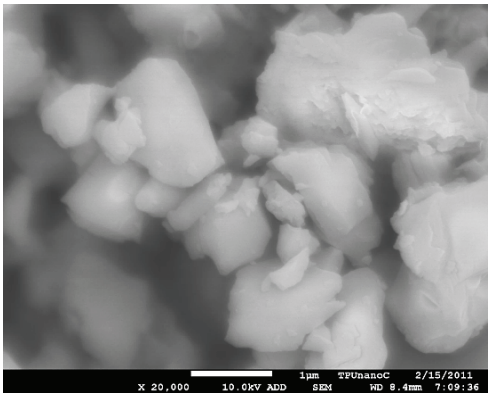


Рис. 1. Микрофотографии порошка AlN H.C Starck ×20000

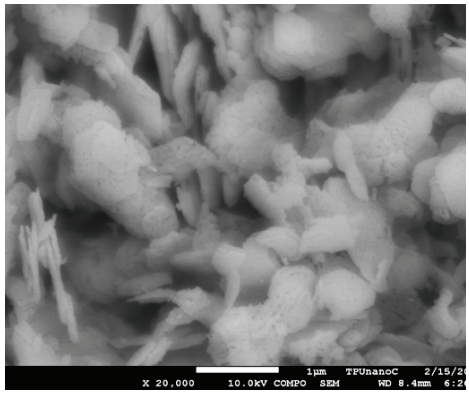


Рис. 2. Микрофотографии порошка Y_2O_3 H.C. Starck ×20000

Таблица 1

Данные гранулометрии порошков

Исходный порошок	Размер частиц, мкм		
	D_{10}	D_{50}	D_{90}
AlN	0,200	1,200	5,100
Y_2O_3	0,641	1,455	2,926

Согласно данным микроскопии порошок нитрида алюминия представлен крупными объемными частицами обломочной формы с размерами частиц от 2 до 5 мкм.

Согласно данным микроскопии порошок нитрида алюминия представлен крупными объемными частицами обломочной формы с размерами частиц от 2 до 5 мкм.

Для изготовления прессовок смесь порошка нитрида алюминия и оксида иттрия гранулировали, поскольку исходные порошки и их смесь имели неудовлетворительные свойства (насыпную плотность: 0,63 г/см^3 и 0,23 г/см^3 соответственно). Сыпучесть исходных порошков измерить не удалось. Гранулирование смеси порошков проводили методом «разлома брикета», схема приготовления гранулята представлена на (рис. 3).

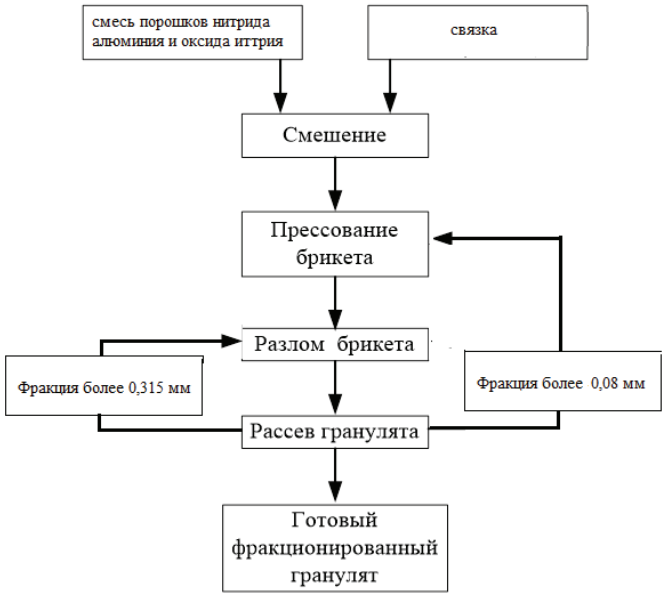


Рис. 3. Технологическая схема получения гранулята

Согласно предложенной схеме, порошки нитрида алюминия и оксида иттрия смешивались, в шаровой мельнице в течение 24 часов. Полученная смесь порошков сушилась в вакуумном сушильном шкафу. К приготовленной смеси порошков добавляли раствор связки и прессовали брикет из пластифицированной массы. Полученный брикет разламывали и рассеивали на вибросите для получения гранулята заданной фракции.

Образцы прессовали в виде дисков диаметром 30 мм и высотой до 5 мм. Спрессованные образцы спекали в высокотемпературной графитовой печи в среде азота при температуре спекания 1800–1850 °С.

Результаты

Гранулирование позволяет получить гранулят с лучшими технологическими свойствами (табл. 2).

Таблица 2

Технологические свойства порошков и гранулята

Технологические свойства	Материал			
	Исходные порошки		Смесь порошков	Гранулят
	AlN	Y_2O_3		
Насыпная плотность, г/см^3	0,63	0,23	0,43	0,88
Сыпучесть, г/с	-	-	-	25

Все приготовленные грануляты имели близкий гранулометрический состав, определенный методом рассева, что связано с одинаковым методом получения гранулятов. Данные по гранулометрии приготовленных гранулятов представлены на (рис. 4).

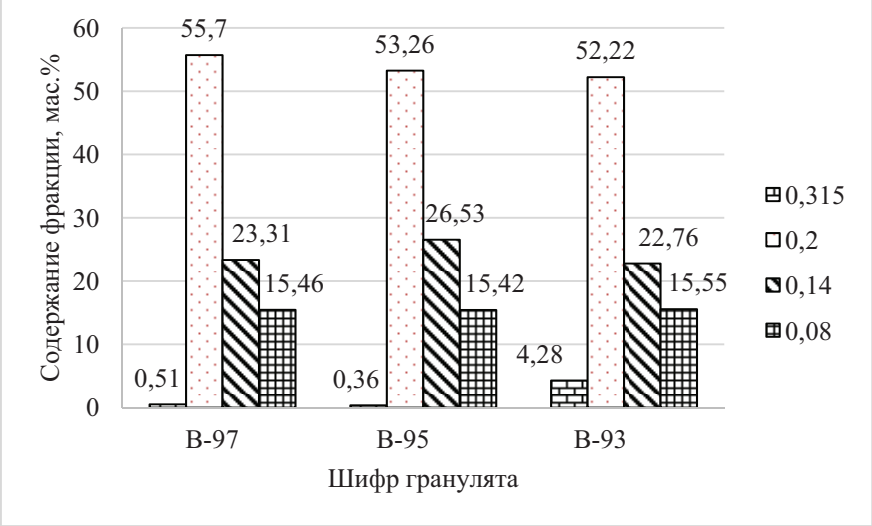


Рис. 4. Гранулометрический состав приготовленных гранулятов

Все грануляты имели близкую форму гранул, в виде объемных частиц обломочной формы разного размера, что связано с одинаковым способом изготовления гранулята, микрофотографии гранул представлены на (рис 5).

Влияние разных факторов оценивали по свойствам прессовок, полученных одноосным прессованием в металлических пресс-формах, по относительной плотности прессовок. Кажущуюся плотность прессовок определяли геометрически.

Спекание нитрида алюминия проводили в высокотемпературной печи, с графитовыми нагревателями, в среде азота при температуре от 1800 до 1850 °С и изотермической выдержке 4–8 часов.

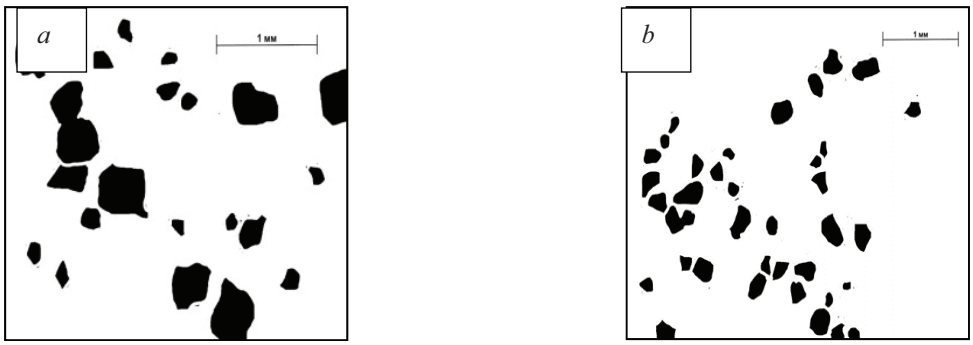


Рис. 5. Микрофотографии гранул: *a* – ×25; *b* – ×10

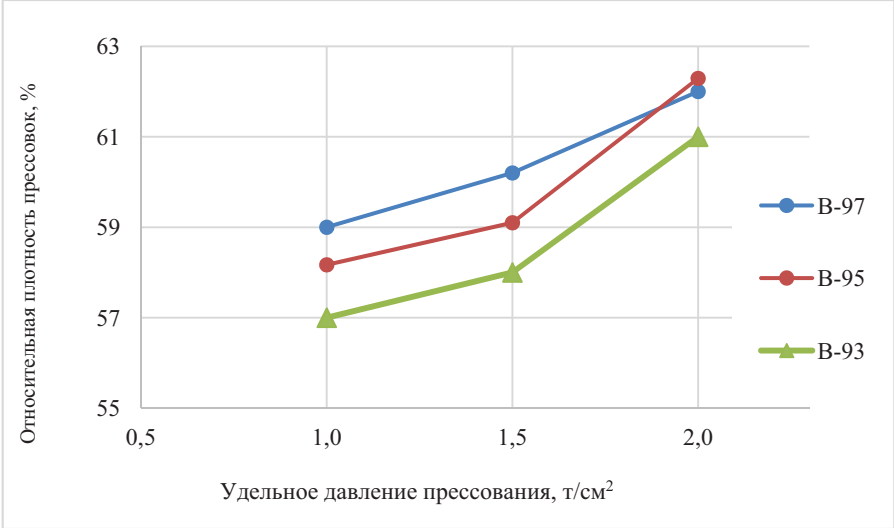


Рис. 6. Зависимость относительной плотности прессовок от содержания временной связки

Для получения высокой теплопроводности требуется обеспечить прямой контакт между зернами нитрида алюминия, обеспечение сплошности – отсутствия пор в спеченном материале.

На представленных микроснимках (рис. 7) видно, что спекающая добавка равномерно распределена в спечённой керамике.

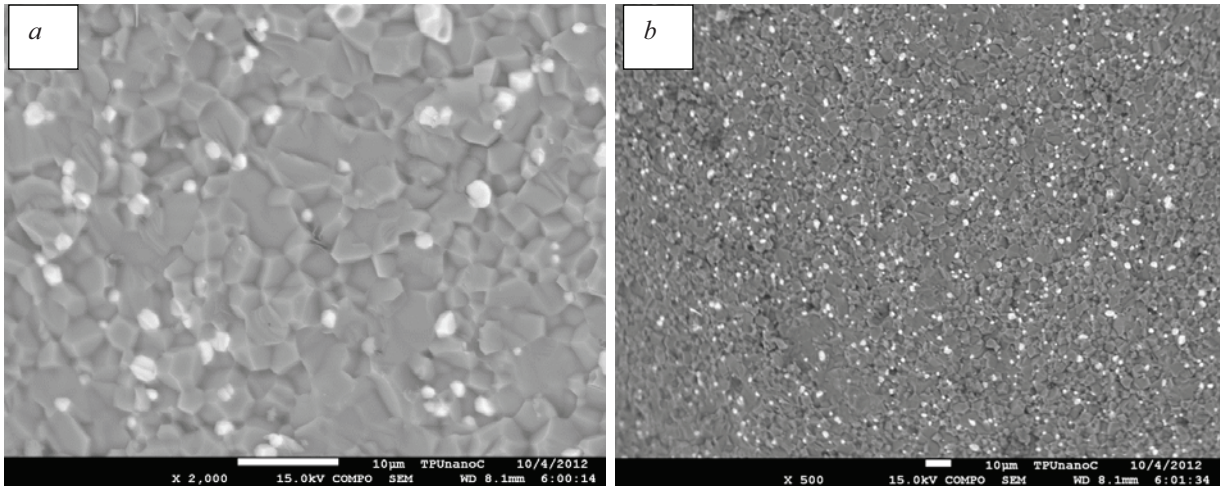


Рис. 7. Микрофотографии спеченной керамики из нитрида алюминия: *a* – ×2000; *b* – ×500

Появление расплава во время спекания обеспечивает транспортные реакции, спекание по жидкофазному механизму, что значительно ускоряет процесс. Расплав после этого вытесняется в тройную точку, обеспечивая прямой контакт между зернами нитрида алюминия, где кристаллизуется. Размер зерна нитрида алюминия по данным электронной микроскопии составляет от 2 до 7 мкм.

Выводы.

В работе предложена принципиальная схема получения гранулята из нитрида алюминия и оксида иттрия, проведено исследование влияния различных факторов на свойства гранулята, прессовок и спеченной керамики. Гранулирование улучшает технологические свойства (насыпная плотность, сыпучесть) и повышает качество прессовок. На относительную плотность прессовок в большей степени влияет удельное давление прессования и гранулометрический состав гранулята. Наибольшую относительную плотность прессовок 66.0 % получили при удельном давлении 2.0 т/см^2 для гранулята с содержанием 5 мас. % связки и состоящем из двух фракций. Спеченная керамика обладает относительная плотность для всех гранулятов более 99 %, открытая пористость близка к нулю. Важной характеристикой керамики является теплопроводность, которая определяет возможность применения полученных материалов в качестве теплоотвода. Теплопроводность полученной керамики от 172 до 174 Вт/м·К, данная теплопроводность отвечает запросам потребителей и соответствует мировому уровню.

Работа выполнена в рамках реализации Программы повышения конкурентоспособности Национального исследовательского Томского политехнического университета среди ведущих мировых научно-образовательных центров: «Материалы для экстремальных условий» Номер: ВИУ_ИФВТ_85_2014.

Список литературы

1. Samsonov G. V. Nitrides. – Kiev: Naukova dumka, 1969. – 380 p.
2. Obtaining heat-conducting materials from aluminum nitride / N. A. Mitina, A. A. Zemnickaya, S. A. Boriskin, K. V. Larina, A. A. Ditts // Proceedings - 2012 7th International Forum on Strategic Technology, IFOST 2012.
3. Influence of the history of obtaining the materials of aluminum nitride on the properties of ceramics / A. A. Zemnickaya, K. V. Larina, S. A. Boriskin, I. B. Revva, A. A. Ditts // Proceedings – 2012 7th International Forum on Strategic Technology, IFOST 2012.
4. Gromov A. A., Strokova Yu. I., Ditts A. A. Passivation films on particles of electroexplosion aluminum nanopowders: A review (Article) // Russian Journal of Physical Chemistry B. – Volume 4, Issue 1. – February 2010. – P. 156–169.
5. Baking of oksinitridny ceramics from the fusion mixture received the self-extendingby high-temperature synthesis / Chaplina Y., A. A. Gromov, A. A. Ditts, N. A. Mitina // News of higher education institutions. Physics. – 2011. – T. 54. – №. 11/3. – C. 283–287.
6. Gromov A. A., Ditts A. A., Strokova U. I. Passivating coverings on particles of electroexplosive nanopowders of aluminum // Chemical physics. – 2010. – T. 29. – № 2. – P. 86–100.
7. Влияние предыстории получения материалов нитрида алюминия на свойства керамики / A. A. Ditts, A. A. Zemnickaya, S. A. Boriskin, K. V. Larina // News of higher education institutions. Physics. – 2012. – T. 55. – № 5–2. – C. 105–109.
8. Получение высокотеплопроводных материалов из нитрида алюминия / A. A. Zemnickaya, K. V. Larina, N. A. Mitina, A. A. Ditts // News of higher education institutions. Physics. – 2012. – T. 55. – № 5–2. – C. 110–113.
9. Gromov A. A., Ditts A. A., Strokova U. I. Passivating coverings on particles of electroexplosive nanopowders of aluminum // Chemical physics. – 2010. – T. 29. – № 2. – P. 86–100.

СИНТЕЗ НАНОПРОВОЛОК И НАНОЧАСТИЦ SiC В УГЛЕРОДНО-КРЕМНИЕВОЙ ПЛАЗМЕ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ДУГИ

А. И. Дудник[1,2], Т. А. Леонова[2], Г. А. Глущенко[1], А. Л. Колоненко[1,2], С. М. Жарков[1,2]

[1]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН, г. Красноярск, Россия*
[2]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск, Россия*
E-mail: runaround@mail.ru

Методом полевой электронной микроскопии в углеродно-кремниевом конденсате обнаружены наночастицы и нанопроволоки карбида кремния 6*H*-SiC. Показано, что нанопроволоки растут из пара по известному механизму конденсации пар – твердое тело на холодной поверхности, покрытой зародышами монокристаллического карбида кремния. Также зарегистрировано влияние температуры поверхности на количество нанопроволок. Содержание нанопроволок карбида кремния в конденсате достигает 60 вес. %. Полученные монокристаллические нанопроволоки 6*H*-SiC имели диаметр 15–18 нм и длину 200–600 нм.

Введение

Карбид кремния (SiC) обладает уникальным сочетанием свойств: механическая прочность, стойкость к воздействию кислот, устойчивость к высоким температурам. В настоящее время проводятся активные исследования свойств и возможностей применения SiC в виде наночастиц, наностержней и нанопроволок [1–3]. Наностержни SiC обладают большей пластичностью и прочностью по сравнению с объемным веществом [4, 5]. Для изготовления стойкого к радиации оборудования [6] и подложек применяют гексагональный SiC политипа 6*H*. Покрытые металлом наночастицы и нанопроволоки можно использовать как катализаторы.

SiC синтезируют несколькими основными методами: лазерная абляция, высокочастотный индукционный нагрев, осаждение из газовой фазы, физическое испарение и гидротермальный метод. Эти методы позволяют получать нанопроволоки кубического SiC, диаметр которых составляет 30–150 нм.

К основным механизмам роста нанопроволок можно отнести механизмы пар – жидкость – твердое тело (VLS) [7], пар – твердое тело (VS) [8] и твердое тело – жидкость – твердое тело (SLS) [9]. Методы получения нанопроволок SiC по VLS-механизму требуют использования катализаторов, таких как Fe, Ni, NiO. Полученные с помощью этого метода нанопроволоки загрязнены материалом катализатора, что ограничивает их дальнейшее применение. Метод синтеза, использующий VS механизм основан на взаимодействии паров SiO и CO [10, 11].

В настоящей работе приводятся результаты исследования и рассматривается механизм образования наноразмерных частиц и проволок SiC в процессе остывания углеродно-кремниевой плазмы высокочастотного (ВЧ) дугового разряда в атмосфере гелия.

2. Техника эксперимента

Синтез SiC проводился в дуговом ВЧ разряде в замкнутом объеме между двумя графитовыми электродами в атмосфере гелия на разработанных нами установках [12, 13]. Давление газа в процессе синтеза варьировалось от 0,1 до 0,6 МПа. Синтез проводился двумя способами. В первом способе (А) дугу зажигали между двумя одинаковыми графитовыми стержнями [12]. В стержнях было просверлено осевое отверстие, которое заполнили порошком кремния (35-40 вес. %). Во втором способе (Б) дугу зажигали между аналогичным стержнем и массивным нерасходуемым графитовым электродом [13]. Температура плазмы углеродно-кремниевой дуги у поверхности графитового стержня составляла 5000–5500 K [14]. Нерасходуемый электрод (температура 1800–2000 K) также выполнял функцию подложки, на поверхности которой осуществлялся рост нанопроволок. Основное отличие этих способов состоит в том, что в первом способе углеродно-кремниевая плазма остывает в атмосфере гелия, а во втором – еще и за счет контакта с поверхностью внешнего электрода.

Синтезом по способу Б при давлении 0,4 МПа было получено максимальное содержание SiC нанопроволок в углеродно-кремниевом конденсате – 60 вес. % (образец № 1). SiC нанопроволоки выделяли из углеродно-кремниевого конденсата методом кипячения в азотной кислоте с дальнейшим отмыванием в воде (образец № 2). Далее полученное вещество отжигали при температуре 850 ^{0}C в течение 45 минут в потоке воздуха (образец № 3).

Изображения поверхности образцов были получены при помощи растрового электронного микроскопа (РЭМ) Hitachi S5500. Рентгенофазовый анализ (РФА) углеродно-кремниевого конденсата проводился на порошковом дифрактометре ДРОН-4 с Cu*K*-излучением. Определение элементного состава образцов выполнялось методом рентгеноспектрального флуоресцентного анализа (РСФА) на спектрометре Bruker Pioneer S4. Структура полученных продуктов определялась методом просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ) на высокоразрешающем просвечивающем электронном микроскопе JEOL JEM-2100.

3. Результаты и их обсуждение

Исследование на РЭМ углеродно-кремниевого конденсата, синтезированного методом А показало, что при этом способе синтеза образуются сферические наночастицы SiC (рис 1). Увеличение давления гелия в камере приводит лишь к увеличению среднего диаметра частиц, при этом нанопроволоки SiC не зарегистрированы.

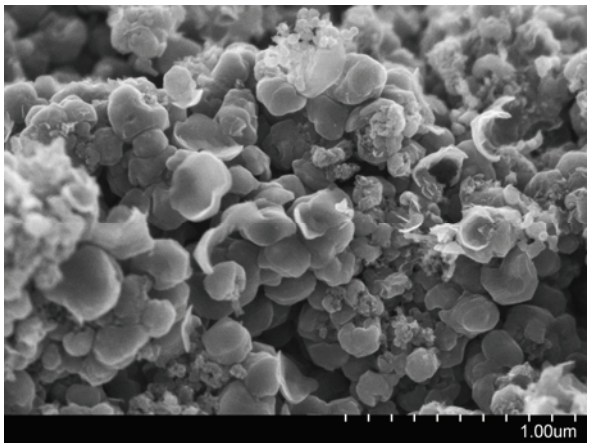


Рис. 1. РЭМ изображение наночастиц в углеродно-кремниевом конденсате, полученном в плазме ВЧ дуги

Рентгенограмма углеродно-кремниевого конденсата, полученного способом Б, (рис. 2, *а*) характеризуется присутствием аморфной компоненты ($2\Theta = 5–25^o$) и кристаллических фаз: графита ($2\ \Theta = 26.4, 42.2, 44.4, 50.5, 54.6^o$ и др.), кремния ($2\ \Theta = 28.4, 47.3, 56.1, 69.2, 76.4$ и 88.0^o) и карбида кремния ($2\ \Theta = 34.1, 35.7, 38.2, 41.4, 45.3^o$ и др.). Дифракционные пики, характеризующие SiC, соответствуют ромбоэдрической структуре 6H-SiC с параметрами кристаллической решетки: пространственная группа $P6_3mc$, $a = 3.0806$ Å, $c = 15.1174$ Å, $c/a = 4.9072$, $V = 124.25$ Å^3, $Z = 6$ (PDF Card No. 04-007-1548). Наличие нескольких кристаллических фаз в полученном конденсате, обусловлено разной скоростью охлаждения локальных областей плазмы.

На изображении углеродно-кремниевого конденсата (образец 1), полученного методом РЭМ, видно присутствие как наночастиц (диаметром 10–15 нм), так и нанопроволок (диаметром 15–18 нм и длиной 200–600 нм) карбида кремния (рис. 3, *а*). На рис. 3, *б* представлено изображение отдельной нанопроволоки 6H-SiC, обладающей монокристаллической структурой. Наблюдаемое межплоскостное расстояние составляет ≈ 2.5 Å и соответствует 6H-SiC ($d_{102} = 2.52$ Å).

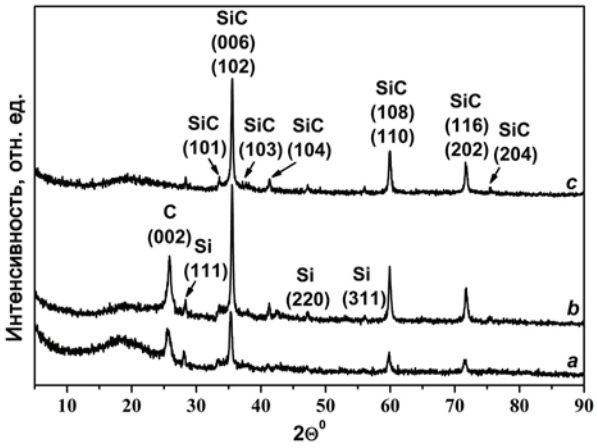
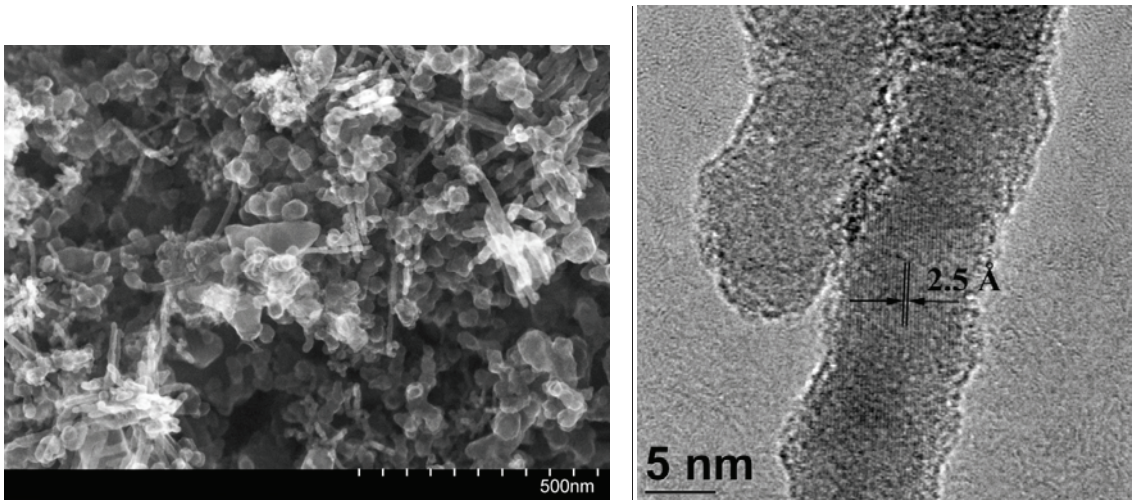


Рис. 2. Рентгенограммы образцов № 1 (*a*), № 2 (*b*), № 3 (*c*)



а *б*

Рис. 3. ПЭМ изображения образца № 1: *а* – наночастицы и нанопроволоки SiC;
б – нанопроволоки SiC с указанием межплоскостного расстояния

Кипячение в азотной кислоте позволило уменьшить аморфную компоненту углеродно-кремниевого конденсата и увеличить долю кристаллических фаз: 6*H*-SiC, графита и Si (рис. 2, *b*). По данным РФА высокотемпературный отжиг в потоке воздуха (образец № 3) позволил удалить графит, присутствовавший в образце № 2. На рентгенограмме образца № 3 отсутствуют рефлексы графита и аморфное гало (рис. 2, *c*).

Исследование наноразмерных структур SiC, полученных способом *А*, показало, что они формируются только в виде наночастиц. Механизм образования наночастиц в плазменной струе ВЧ дуги объясняется посредством нуклеации кремния на зародышах углерода с одновременным процессом образования карбида кремния. Исследование наноразмерных структур SiC, полученных способом Б, показало, что они формируются как в виде наночастиц, так и в виде нанопроволок. Температура нерасходуемого электрода в процессе синтеза существенно меньше температуры плазмы. В результате контакта углеродно-кремниевой плазмы с поверхностью электрода на ней образуются зародыши монокристаллического SiC, на которых и осуществляется процесс роста нанопроволок. Непрерывное поступление паров кремния и углерода к концу растущей нанопроволоки способствует дальнейшему её росту. Далее образовавшиеся нанопроволоки потоком гелия выносятся из области межэлектродного пространства в камеру. Опи-

санный выше механизм роста нанопроволок SiC соответствует известному VS-механизму конденсации на холодной поверхности, покрытой зародышами монокристаллического карбида кремния [8].

Температура нерасходуемого электрода должна влиять на процесс конденсации частиц из углеродно-гелиевой плазмы. Для проверки этого предположения были проведены синтезы при температуре нерасходуемого электрода 1300, 1600 и 1800 ^{0}C при давлении гелия в камере 0,4 МПа.

В углеродно-кремниевом конденсате при температуре нерасходуемого электрода 1300 ^{0}C наблюдались в основном наночастицы SiC, при температуре 1600 и 1800 ^{0}C количество нанопроволок значительно возрастало. Нанопроволоки имели различную форму и длину не более 500 нм при температуре электрода 1600 ^{0}C. Нагрев электрода до 1800 ^{0}C приводил к образованию нанопроволок длиной до 1000 нм, причем их количество было меньше, чем в предыдущем случае. Таким образом, повышение температуры нерасходуемого электрода позволяет приблизиться к равновесию между углеродно-кремниевым паром и конденсатом. В этом случае практически весь пар конденсируется в нанопроволоки, пока они не превысят критического размера и не будут вынесены из зоны синтеза потоком гелиевой плазмы.

Выводы

В работе показано, что в углеродно-кремниевой плазме высокочастотной дуги в атмосфере гелия при давлении 0.1–0.6 МПа образуются как наночастицы, так и нанопроволоки карбида кремния 6*H*-SiC. Показано, что для образования нанопроволок SiC необходимо присутствие поверхности (в данном случае нерасходуемый электрод) с температурой ниже, чем у плазмы. Температура этой поверхности влияет как на количество нанопроволок, так и на их длину.

Синтез при давлении гелия в камере 0.4 МПа позволяет получить максимальное содержание нанопроволок в углеродно-кремниевом конденсате в 60 вес. %. Полученные при давлении 0.4 МПа монокристаллические нанопроволоки 6*H*-SiC имели диаметр 15–18 нм и длину 200–600 нм.

Экспериментальные результаты показывают, что наночастицы SiC образуются по механизму нуклеации, а нанопроволоки SiC – по известному механизму пар-твердое тело, при этом их рост происходит путем конденсации пара на частицах, находящихся на поверхности не расходуемого электрода.

Список литературы

1. Y. Zakharko, T. Nychyporuk, L. Bonacina, M. Lemiti, V. Lysenko. Nanotechnology **24**, 5, 055 703 (2013).

2. W. Yang, H. Araki, C. Tang, S. Thaveethavorn, A. Kohyama, H. Suzuki, T. Noda. Adv. Mater. **17**, 1519 (2005).

3. W. Han, S. Fan, Q. Li, W. Liang, B. Gu, D. Yu. Chem. Phys. Lett. **265**, 374 (1997).

4. P.S. Branicio. J. Comput. Theor. Nanosci. **9**, 11, 1870 (2012).

5. K. Zekentes, K. Rogdakis. J. Phys. D **44**, 133 001 (2011).

6. J.H. Ha, S.M. Kang, S.H. Park, H.S. Kim, Y.K. Kim. J. Nucl. Sci. Technol. Suppl. 5, 352 (2008).

7. X.T. Zhou, N. Wang, H.L. Lai, H.Y. Peng, I. Bello, N.B. Wong, C.S. Lee. Appl. Phys. Lett. **74**, 26, 3942 (1999).

8. R. Wu, B. Li, M. Gao, J. Chen, Q. Zhu, Y. Pan. Nanotechnology **19**, 335 602 (2008).

9. Y.J. Xing, Q.L. Hang, H.F. Yan, H.Y. Pan, J. Xu, D.P. Yu, Z.H. Xi, Z.Q. Xue, S.Q. Feng. Chem. Phys. Lett. **345**, 29 (2001).

10. J. Chen, Q. Shi, L. Gao, H. Zhu. Phys. Status Solidi A **207**, 11, 2483 (2010).

11. Y.Y. Choi, J.G. Kim, S.J. Park, D.J. Choi. Chem. Phys. Lett. **531**, 138 (2012).

12. G.N. Churilov. Fuller. Nanotub. Carbon Nanostruct. **16**, 395 (2008).

13. Г.Н. Чурилов. ПТЭ 1, 5 (2000).

14. G.N. Churilov, P.V. Novikov, V.E. Tarabanko, V.A. Lopatin, N.G. Vnukova, N.V. Bulina. Carbon **40**, 6, 891 (2002).

ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТЕЙ УПРУГИХ ВОЛН В МОНОКРИСТАЛЛАХ SrB_4O_7

И. М. Рычков[1], В. И. Турчин[1], И. В. Блинов[1], А. И. Зайцев[1,2], П. П. Турчин[1,2]

[1]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск, Россия*
[2]*Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН, г. Красноярск, Россия*
E-mail: Rim89@inbox.ru

Выполнены импульсные ультразвуковые исследования температурных зависимостей скоростей ОАВ в монокристаллах SrB_4O_7. Определены температурные коэффициенты скоростей ОАВ. Получены отличные от линейных температурные зависимости скоростей ОАВ для отдельных акустических мод.

Введение

Перспективность применений монокристаллов тетробората стронция в опто- и акустоэлектронике и нелинейной акустике требует более полной информации о значениях их материальных постоянных. Кроме того, знание точных значений материальных констант позволяет оценивать и микроструктурные особенности изучаемых монокристаллов.

Исследуемые монокристаллы имеют точечную группу симметрии mm2 и являются пьезоэлектриками ромбического класса. Инвариантный вид тензоров упругости и пьезоэффекта приведены в [1]. Экспериментальные значения констант этих тензоров, для тетрабората стронция, либо отсутствуют, либо весьма противоречивы и определены с большими погрешностями. Так в [2] скорости упругих волн и упругие постоянные определены с погрешностью, которая на порядок превышает принятую для таких измерений ошибку.

Целью настоящей работы является экспериментальное определение скоростей и температурных зависимостей объемных акустических волн (ОАВ) в монокристаллах SrB_4O_7. Данные исследования являются первым этапом решения обратной задачи кристаллоакустики при определении материальных постоянных.

Экспериментальная методика

Для температурных измерений скоростей сдвиговых и продольных объемных акустических волн использована автоматизированная импульсная ультразвуковая установка на основе осциллографа DPO 72004, который обеспечивает регистрацию сигнала в режиме реального времени с максимальной частотой дискретизации 50 ГГц [3]. Блок-схема автоматизированного ультразвукового импульсного метода приведена на рис. 1. Короткий (30 нс) импульс с генератора 1 подается на пьезопреобразователь 3 и после многократного отражения в образце 4 серия отраженных импульсов регистрируется осциллографом 6. В схеме применен широкополосный ограничитель-усилитель сигнала 2, изготовленный по планарной технологии на основе малошумящего высокоскоростного операционного усилителя с низким коэффициентом искажений AD8099. Тем самым ограничивается амплитуда зондирующего импульса до входного уровня напряжения осциллографа 6 и повышается чувствительность метода при регистрации сигналов малой амплитуды.

Рубидиевый стандарт частоты 7 обеспечивает температурную стабилизацию тактовой частоты осциллографа 6. Задающий генератор 5 запускает генератор 1, сихронизует развертку осциллографа 6 и позволяет управлять временем запуска зондирующих импульсов. Экспериментальное значение скорости ОАВ в реализованной методике находится по известной длине образца ℓ и измеренному времени распространения импульса в образце τ: $\upsilon = 2\ell/\tau$. Разрешение по времени при частоте дискретизации 12,5 ГГц составляло 0,1 нс.

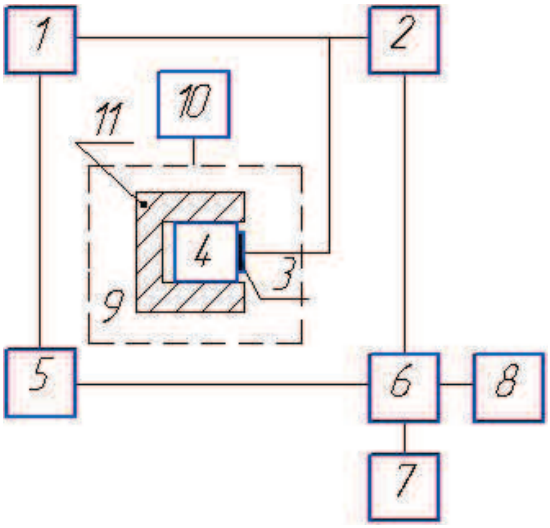


Рис. 1. Блок-схема автоматизированного импульсного метода: 1 – генератор импульсов Г5-66; 2 - ограничитель-усилитель сигнала; 3 – пьезопреобразователь ($f_{рез.}$ = 30 МГц); 4 – образец; 5 - задающий генератор AFG 3252; 6 – осциллограф DPO 72004; 7 – рубидиевый стандарт частоты FS725; 8 – персональный компьютер; 9 – термостат Optistat DNV; 10 – ПИД-регулятор ITC503; 11 – нагревательный элемент

Для определения температурной зависимости скоростей ОАВ в экспериментальной схеме применен вакуумный термостат Optistat DNV (диапазон температур 77–500 К, точность стабилизации 0,1 К) с применением многозонного контроля температуры исследуемого образца.

Исследования скоростей распространения ОАВ проводились на образцах в виде прямоугольных параллелепипедов, с линейными размерами 3,5–12 мм. Монокристаллы были синтезированы методом Чохральского в лаборатории кристаллофизики ИФ СО РАН. Ориентации образцов были выбраны с учетом их дальнейшего использования в расчетах материальных постоянных (обратная задача кристаллоакустики), в соответствии с уравнениями Кристоффеля [4].

Экспериментальные результаты

Указанным экспериментальным методом в кристаллофизических направлениях, представленных в табл. 1, были измерены значения скоростей ОАВ различных поляризаций и их температурные зависимости.

В каждом случае рассчитаны коэффициенты скоростей упругих волн (TCV) при комнатной температуре.

$$TCV = \frac{1}{V(20^0)} \frac{\left(V(40^0) - V(0^0)\right)}{40^0} \qquad (1)$$

Таблица 1

Скорости и температурные коэффициенты скоростей ОАВ в монокристаллах SrB_4O_7

№	$\vec{n}$, [hkl]	Тип волны	$\vec{U}$ Поляризация	υ, м/с	TCV, 10^{-6} град$^{-1}$
1	[001]	L	[001]	9693±4	-44.73
2		SF	[010]	5839±3	-46.68
3		SS	[100]	5440±8	-30.59
4	[010]	L	[010]	8730±1	-37.94
5		SF	[001]	5872±5	-40.38
6		SS	[100]	5729±2	-61.70

Окончание табл. 1

№	$\vec{n}$, [hkl]	Тип волны	$\vec{U}$ Поляризация	υ, м/с	TCV, 10^{-6} град$^{-1}$
7	[100]	L	[100]	9369±5	-46.29
8		SF	[010]	5723±1	-53.79
9		SS	[001]	5444±1	-16.58
10	[031]	L	[031]	9189±3	-44.92
11		SF	[100]	5818±4	-25.94
12		SS	$[01\bar{3}]$	5608±5	-54.62
13	[101]	L	[101]	9095±7	-41.70
14		SF	$[\bar{1}01]$	6208±2	-64.50
15		SS	[010]	5791±1	-36.75
16	[110]	L	[110]	9359±6	-49.32
17		SF	[001]	5630±5	-66.47
18		SS	$[\bar{1}10]$	5509±4	-59.88

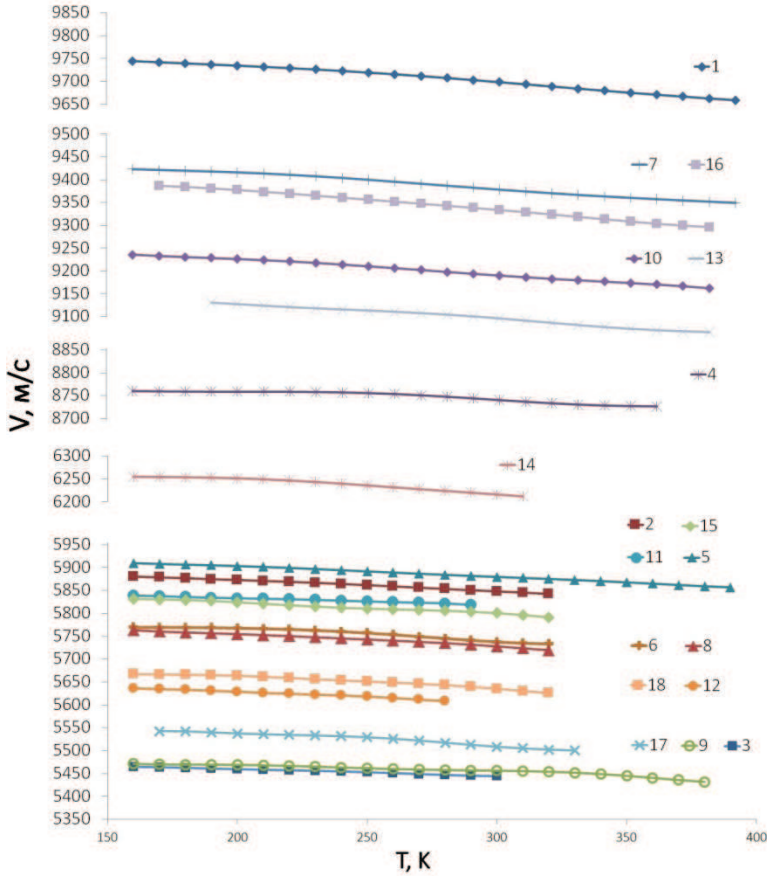


Рис. 2. Температурная зависимость скоростей ОАВ в монокристаллах SrB_4O_7, нумерация согласно табл. 1

Значения скоростей ОАВ при различных температурах и значения TCV вычислялись с учетом теплового расширения монокристаллов по известным температурным зависимостям параметров элементарных ячеек [5].

Результаты исследований обобщены на рис. 2 и табл. 1. Нумерация температурных зависимостей скоростей ОАВ для различных направлений, соответствует нумерации приведенной в табл. 1.

Полученные значения скоростей сдвиговых ОАВ лежат в пределах 5450÷6300 м/с, скоростей продольных ОАВ в пределах 8700÷9750 м/с. Следует обратить внимание на отличное от линейного изменение скоростей ОАВ в зависимости от температуры для акустических мод 4, 6, 9 и 13 (табл. 1). Такое поведение температурных зависимостей требует дополнительных микроскопических исследований монокристаллов.

Список литературы

1. Сиротин Ю. И. Основы кристаллофизики / Ю. И.Сиротин, М. П. Шаскольская. – М.: Наука, 1979. – 640 с.

2. Martynyuk-Lototska, Dudok T., Mys O., Vlokh R. Elastic, piezooptic and acoustooptic properties of SrB4O7 and PbB4O7 crystals // Optical Materials. – 31 (2009). – P. 660–667.

3. Импульсные автоматизированные измерения скоростей упругих волн в кристаллах / П. П. Турчин, А. А. Парфенов, Н. А. Токарев, А. Е. Нестеров, А. Ю. Тарасова, К. С. Александров // Ползуновский вестник. – 2011. – № 3/1. – С. 143–147.

4. Александров К. С. Эффективные пьезоэлектрические кристаллы для акустоэлектроники, пьезотехники и сенсоров. Т.1 / К. С. Александров, Б. П. Сорокин, С. И. Бурков. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2007. – 501 с.

5. Popov P. A. [et al.] Heat conductivity and thermal expansion of crystal strontium tetraborate SrB4O7 // Doklady Physics: MAIK Nauka-Interperiodica. – Springer, 2012. – Vol. 57, N Is. 2. – C. 54–56.

АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ НАКЛОННО ОСАЖДЕННЫХ ПЛЕНОК ИСПОЛЬЗУЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

П. Н. Соловьев[1], Б. А. Беляев[1,2]

[1]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВПО СФУ*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
[2]*Институт физики им. Киренского*
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 21
E-mail: plasol@ya.ru

Изучены структурные особенности наклонно осажденных пленок с использованием двумерного дискретного преобразования Фурье на «баллистических» моделях слоев, формируемых на основе метода Монте-Карло. Показано, что с увеличением угла падения атомов растет анизотропия распределения формируемых частиц. Эффективность предложенного подхода доказывает согласие результатов численного анализа моделей с экспериментом.

В последние годы наноструктурированные материалы находят все более широкое применение в качестве функциональных сред сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств. Примером могут служить тонкие магнитные пленки и слоистые структуры, СВЧ свойства которых зависят от приложенного внешнего магнитного поля. На основе пленок с высокой магнитной проницаемостью в СВЧ диапазоне конструируются электрически управляемые фильтры, фазовращатели, и другие СВЧ устройства [1]. При этом постоянно ведется поиск технологических условий, позволяющих получать качественные образцы с требуемыми воспроизводимыми характеристиками.

Известным методом производства пленок, проявляющих необычные физические свойства, является наклонное осаждение. Отклонение луча атомов от нормали к плоскости подложки во время напыления приводит к возникновению эффекта «самозатенения», то есть невозможности осаждаемых атомов попасть в область, находящуюся в «тени» ранее осажденных частиц [2]. В результате наклонного осаждения в пленке, как правило, формируется столбчатая неоднородная микроструктура. Анизотропия на микроструктурном уровне приводит к анизотропии макроскопических свойств: магнитных, электрических, оптических [2, 3]. Эти особенности используются для получения образцов, обладающих уникальными качествами. Так, пленки пермаллоя, в зависимости от угла напыления, могут иметь очень высокую одноосную анизотропию, что может быть полезно для некоторых СВЧ приложений [4, 5]. В тоже время, оптическая анизотропия наклонно осажденных пленок TiO_2/SiO_2 используется для получения брегговских отражателей [6]. Более того, с помощью наклонного напыления атомов на подложку с искусственно сформированной текстурой создаются образцы, состоящие из упорядоченных наноразмерных элементов [7]. Такие объекты, в зависимости от осаждаемого материала, можно рассматривать как фотонные или магнонные двумерные кристаллы – перспективные среды, проявляющие нелинейные свойства.

Для эффективного использования наклонно осажденных пленок в указанных приложениях важно понимание природы определяющей зависимости их микроструктуры от условий осаждения. Экспериментальное определение таких закономерностей является непростой задачей, поскольку методы микроскопии (электронной, атомно-силовой) позволяют получить только двумерную картину – с поверхности пленки или среза вдоль определенного направления. Вместе с тем, многие наклонно осажденные пленки являются слабо упорядоченными, и исследование двумерной проекции трехмерного объекта, как это делается при изучении кристаллических образцов, может не дать достоверную информацию о его морфологии.

Получить данные о трехмерном строении пленочных объектов позволяет численное моделирование их роста. На сегодняшний день наиболее точными являются методы молекулярной динамики, где конденсация частиц осуществляется вычислением их межатомных взаимодействий [8]. К сожалению, такие подходы требуют значительных вычислительных ресурсов и не позволяют получать объекты больших размеров, тем самым делая невозможным применение статистического анализа для оценки их структурных параметров. Альтернативой является метод «баллистического осаждения Монте-Карло», с помощью которого можно численно исследовать относительно большие среды на персональном компьютере [9]. Однако для получения объектов, обладающих структурами близкими к структурам, наблюдаемым на эксперименте, необходимо тщательно подбирать начальные параметры модели.

В настоящей работе, используя двумерное дискретное быстрое преобразование Фурье (2D БПФ), исследовались особенности морфологии наклонно осажденных пленок, полученных методом «баллистического моделирования Монте-Карло». На основе принципов, изложенных в работах [9, 10], в пакете MATLAB была создана имитационная модель роста тонких пленок. Кратко процесс моделирования осаждения состоит в следующем. Кубическая частица с произвольными плоскостными (x,y) начальными координатами отправляется под углом к заранее сгенерированной подложке по прямолинейной траектории. Движение продолжается до тех пор, пока падающая частица не достигнет подложки либо ранее осажденных частиц. После столкновения, к частице применяется алгоритм, имитирующий ограниченную диффузию, соответствующую первой зоне структурной зонной модели [2].

Используя разработанную модель, были получены пленки с различными углами осаждения от 0° до 85° и размерами 650×650×85 частиц. В качестве примера, на рис. 1 показана пленка, осажденная под углом 79°. Вследствие эффекта «самозатенения» образец состоит из почти не связанных между собой столбцов, наклоненных по направлению к потоку атомов. При уменьшении угла осаждения, то есть при приближении потока частиц к нормали подложки, столбцы, срастаясь между собой, становятся менее различимыми. Это подтверждает известные результаты и хорошо согласуется с исследованиями других авторов. Однако из простого визуального обзора пленок, подобных изображенным на рис. 1, сложно сделать вывод о характере неоднородностей в распределении частиц. Для детального анализа структуры образцов необходимо воспользоваться развитыми методами обработки изображений.

Полученная моделированием пленка представляет собой трехмерную матрицу, состоящую из нулей и единиц – пустых или занятых частицами ячеек. Таким образом, срез в плоскости xy является двумерной матрицей, состоящей из M столбцов и N строк. Тогда прямое дискретное двумерное преобразование Фурье имеет вид [11]:

$$F_{p,q} = \frac{1}{MN}\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} f_{m,n} \exp\left[2\pi i\left(\frac{pm}{M}+\frac{qn}{N}\right)\right], \qquad (1)$$

где функция $f_{m,n}$ равна нулю, если ячейка (m,n) не занята частицей и единице, если занята; p и q – пространственные частоты.

Непосредственное вычисление с использованием формулы (1) довольно медленно, особенного для большого количества дискретных элементов. Поэтому мы использовали встроенную в MATLAB функцию быстрого преобразования Фурье, основанной на алгоритме Тьюки-Кули. При этом спектры вычислялись для каждого слоя пленки в плоскости xy, а затем усреднялись. Это позволило провести анализ структуры пленки интегрально по ее объему.

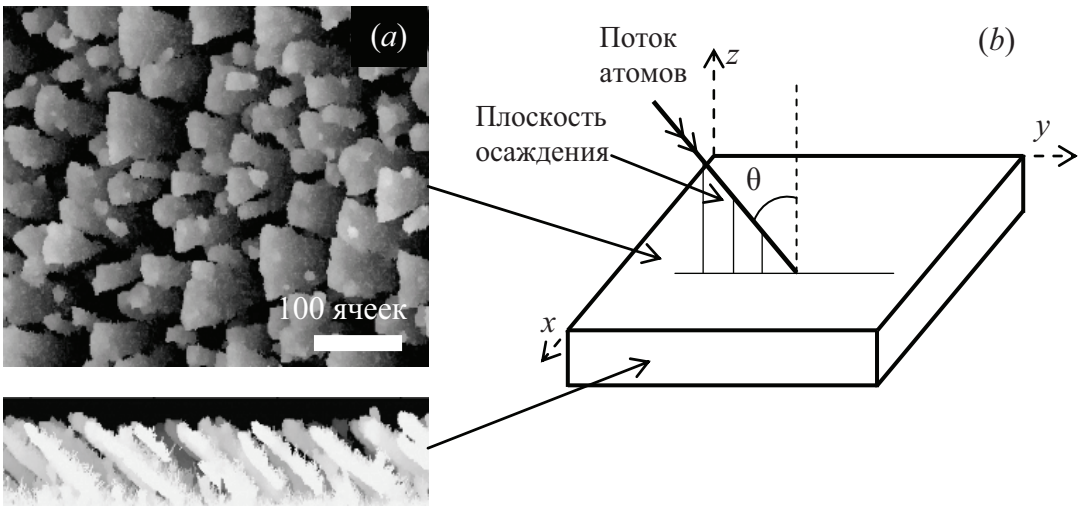


Рис. 1. Изображение пленки, полученной моделированием осаждения с углом наклона θ = 79° (*a*) и геометрия численного эксперимента (*b*)

На рис. 2, *a* показаны модули спектра Фурье для пленок, осажденных под различными углами. Для выравнивания изображения и устранения шумовых импульсов спектры были обработаны низкочастотным фильтром. При нормальном осаждении (рис. 2, *a*, θ = 0°) частоты подчиняются гауссовому распределению. Это означает, что в плоскости пленки конгломераты частиц различного размера распределены изотропно. Однако ситуация меняется, когда угол падения увеличивается. На картине частотного пространства, полученной для угла осаждения 45° (рис. 2, *a*), заметно разделение центрального пика на два, с осью, соединяющей максимумы пиков, лежащей вдоль плоскости осаждения частиц (рис. 1, *b*). Наблюдаемая анизотропия в распределении интенсивности по частотам усиливается с ростом угла осаждения (рис. 2, *a*, θ = 85°). Таким образом, анализируя картины обратного пространства можно сделать вывод, что с ростом угла осаждения усиливается анизотропия в распределении частиц в плоскости пленки, что выражается в увеличении амплитуды волн определенной частоты, направленных вдоль плоскости падения частиц. Следует отметить хорошее совпадение смоделированных пленок с экспериментально полученными образцами [12]. Как видно из рис. 2, *b*, осажденная под углом 87° пленка Cr имеет не только столбчатую структуру, близкую к модельной, но и обладающий схожими особенностями спектр преобразования Фурье.

Из картин 2D БПФ была извлечена информация как о направлении, так и об относительной величине анизотропии структуры исследуемых объектов. Вдоль радиусов окружности, центр которой был совмещен с серединой частотного пространства, производилось суммирование модуля спектра. Процедура выполнялась для всех радиусов с интервалом 2° (рис. 3, *a*). В результате такой обработки получались зависимости интенсивности усреднённого спектра от направления, имеющие вид, характерный для одноосной анизотропии (рис. 3, *b*).

Для более точного вычисления параметров из полученных зависимостей они были аппроксимированы суммой синусоид второго и четвертого порядка: $asin(2\alpha+\psi) + bsin(4\alpha+\varphi)$ (рис. 3, *b*). Таким образом, замечая положения экстремумов гармонической функции можно найти направление анизотропии, а по разнице между максимальными и минимальными значениями определить ее величину.

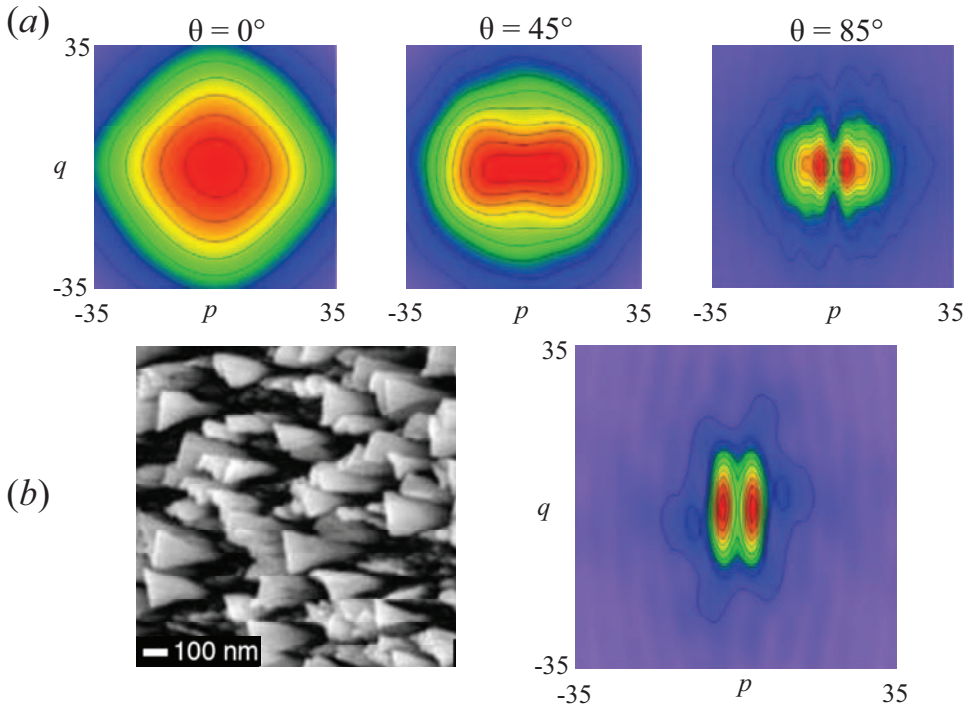


Рис. 2. (*a*) – двумерные Фурье изображения, полученные усреднением модулей спектров для каждого слоя в плоскости *xy* пленок, полученных моделированием с различными углами осаждения θ; (*b*) – изображение пленки Cr осажденной под углом 87°, полученное электронной микроскопией [12] и ее Фурье спектр

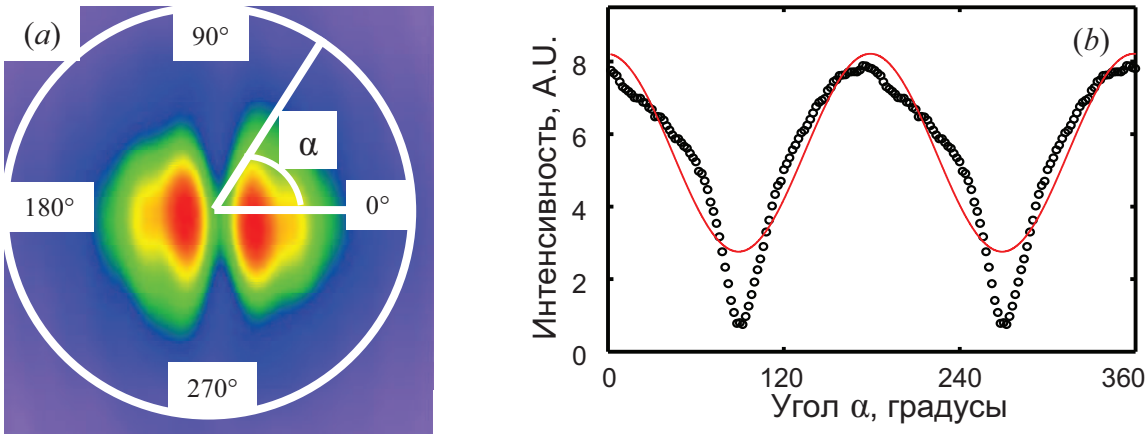


Рис. 3. Модуль 2D БПФ спектра для плоскости (*xy*) пленки с углом осаждения 79° (*a*). Зависимость суммированной вдоль радиуса интенсивности БПФ спектра от угла (точки) и апроксимация гармонической функцией (линия) (*b*)

На рис. 4. представлены результаты анализа анизотропии морфологии пленок, полученных в широком диапазоне углов осаждения. По мере отклонения потока падающих частиц от нормали анизотропия слабо увеличивается, однако после θ = 20° наблюдается резкий рост. Достигнув максимума при θ = 79°, анизотропия падает, и при угле θ = 85° становится близкой к ее значению для угла осаждения 64°. При этом направление анизотропии с небольшими отклонениями в несколько градусов лежит вдоль плоскости напыления. Интересно заметить, что обнаруженные зависимости расходятся с экспериментально измеренными магнитной и оптической анизотропиями наклонно

осажденных пленок [2, 3]. Действительно, физические характеристики образцов зависят не только от наличия выделенного направления в распределении конгломератов частиц в плоскости пленки, но и от таких параметров как наклон столбцов и форма их поперечного сечения, шероховатость поверхности пленки и многих других.

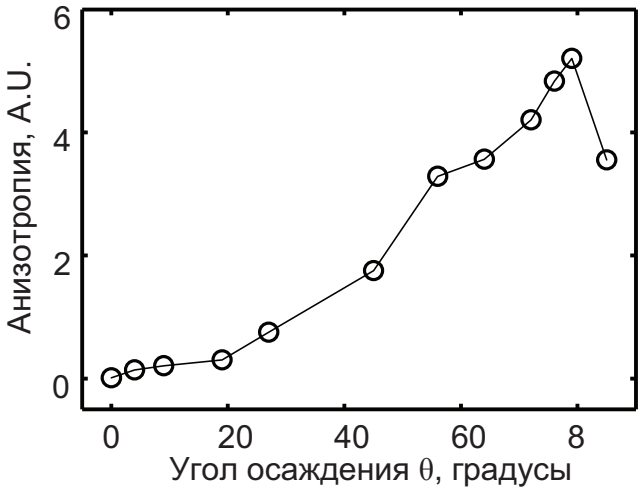


Рис. 4. Зависимость относительной анизотропии распределения частиц в плоскости пленки от угла осаждения, определенная из спектров БПФ

В заключение следует отметить, что в результате моделирования процесса осаждения пленки создается ее полная трехмерная структура. Используя развитые в последние годы методы численного анализа (микромагнитные, электродинамические), появляется возможность исследовать физические свойства объектов, учитывая их сложное строение. С помощью предложенного в работе подхода можно изучать динамику формирования пленки, прослеживая эволюцию ее морфологии с увеличением толщины. Совокупность методов моделирования структурных и физических свойств является теоретическим инструментом, позволяющим исследовать зависимости параметров пленок от условий их осаждения, что очень важно при создании образцов с требуемыми характеристиками.

Список литературы

1. R.E. Camley, et al., J. Magn. Magn. Mater. 321 (2008) 2048.
2. H. Kranenburg, et al., Materials Science and Engineering Rll (1994) 295.
3. D. O. Smith, et al., J. Appl. Phys. 31 (1960) 1755.
4. Xiaoqiang Zhu, et al., J. Magn. Magn. Mater. 324 (2012) 2899.
5. N. Phuoc, et al., J. Phys. D: Appl. Phys. 46 (2013) 485002.
6. M. Oliva-Ramirez et al., ACS Appl. Mater. Interfaces 5 (2013) 6743.
7. P. M. Martin, Handbook of Deposition Technologies for Films and Coatings, Elsevier (2010).
8. B. C. Hubartt et al., J. Appl. Phys. 114 (2013) 083517.
9. Motofumi Suzuki et al., J. Appl. Phys. 90 (2001) 5599.
10. T. Smy et al., Journal of Vacuum Science & Technology A 18 (2000) 2507.
11. Л.И. Квеглис, В.Б. Кашкин, Диссипативные структуры в тонких нанокристаллических пленках: монография, СФУ (2011).
12. J. Cheung, Simulation of Engineered Nanostructured Thin Films, thesis, Queen's University, Canada (2009).

ПОЛИМЕРНЫЕ ГИДРОГЕЛИ ДЛЯ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Е. А. Яковлев[1], Н. В. Горшков[2], Д. С. Шарымов, И. Н. Бурмистров[1] (научный руководитель)

[1]*Энгельсский технологический институт (филиал) СГТУ имени Ю. А. Гагарина*
413100, Саратовская область, г. Энгельс, пл. Свободы, 17
e-mail: techn.sstu@techn.sstu.ru
[2]*Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского*
410012, г. Саратов, ул. Астраханская, 83

Проведен сравнительный анализ термоэлектрических материалов на основе полимерных и минеральных твердых электролитов. С использованием экспериментального лабораторного стенда исследованы зависимые величины термо-ЭДС от вида модификаторов акрилатных гидрогелей и минеральных гелей на основе силикатов натрия. Разработаны новые составы термоэлектрических материалов, основанные на электрохимическом принципе генерации электроэнергии.

Прямое преобразование тепловой энергии в электрическую является одним из наиболее перспективных направлений в создании альтернативных источников энергии. Термоэлектрические (ТЭ) преобразователи основаны на двух эффектах: эффект Пельтье, когда электроэнергию преобразуется в нагрев или охлаждении и эффект Зеебека, когда разница температур преобразуется в электричество. ТЭ устройств, как правило, можно описать как сборку и *n*- и *p*-типа полупроводников, которые выполняют функцию доноров и акцепторов электронов.

Термоэлектрические генераторы (ТЭГ) имеют большое количество достоинств, таких как длительный срок службы, отсутствие движущихся частей и шума, простота в обслуживании и очень высокая надежность [1, 2]. Но, несмотря на это, их использование в настоящее время сильно ограничено из-за низкой эффективности, сложной и дорогой технологии изготовления [3, 4].

Одним из наиболее перспективных направлений решения проблемы повышения технологичности производства и снижения стоимости ТЭ материалов является создание полимерных материалов с термоэлектрическими свойствами. Однако в данной области отмечены следующие проблем: низкие значения коэффициента Зеебека (в известных к настоящему моменту полимерах и полимерных композиционных материалах (включая полимер-полимерные нанокомпозиты) значение коэффициента Зеебека обычно находиться в диапазоне от -4088 до 1283 μV/K) [5], температуры эксплуатации и электропроводности большинства полимерных материалов. Лучшие полимерные материалы доступны сегодня для ТЭ устройств и работающие вблизи комнатной температуры, имеют ZT около 1 [5].

Альтернативным подходом к генерации электроэнергии с использованием температурных градиентов является создание тонкослойных электрохимических ячеек с прослойками из твердых полимерных или минеральных электролитов и рабочих электродов, находящих при разных температурах. Данная ячейка представляет собой концентрационных элемент, в котором вследствие различия в температурах электродов формируется различный химический потенциал в околоэлектродном пространстве. Такой элемент работает определенное время до достижения равновесия, после чего можно изменить направление градиента температур и элемент будет работать в обратном направлении. Целью данной работы было исследование возможности изготовления данных элементов на основе гидрогелей полиакриловой кислоты и полисиликатов натрия с различными модифицирующими добавками.

Для получения гидрогелей использовали: полиакриловую кислоту (ПАК) $(C_2H_3COOH)_n$ полученную фотоинициируемой полимеризацией акриловой кислоты в

водном растовре, воду, фотоинициатор (ФИ, 2,2-диметокси-2-фенилацетофенон $(CH_3O)_2CC_6H_5(COC_6H_5)$), фосфорная кислота (ФК, H_3PO_4), и гидроксид калия KOH.

Для исследования термо-ЭДС были выбраны составы гидрогелей, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Составы гидрогелей на основе ПАК и полисиликатов натрия

№	Компоненты гидрогеля, % масс.					Термо ЭДС $_{max}$ (мВ)	Температура ^{0}C
	ПАК	H_2O	ФК	ЖС	ПТКП+$Fe_2(SO_4)_3$		
1	69,9	29,1	1			144	110
2	64,3	26,8	8,9			31	99
3				83	17	748	124

Исследование влияния температурного градиента на разность потенциалов между электродами при заполнении межэлектродного пространства акрилатным гидрогелем показало, что при повышении температуры происходит практически линейное увеличение термо-ЭДС. При охлаждении термо-ЭДС снижается согласно той же зависимости. Максимальное значение термо-ЭДС достигается при температуре 110 °C (рис. 1).

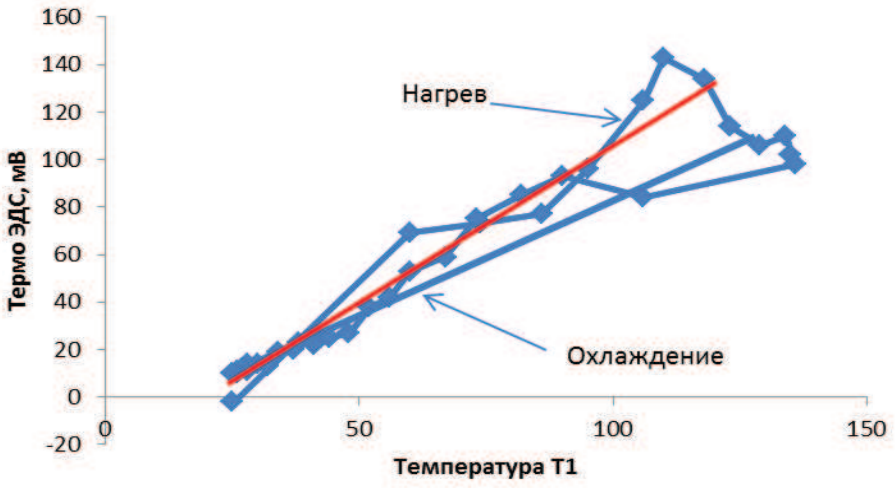


Рис. 1. Зависимость термо-ЭДС от температурного градиента для состава № 1 (табл. 1)

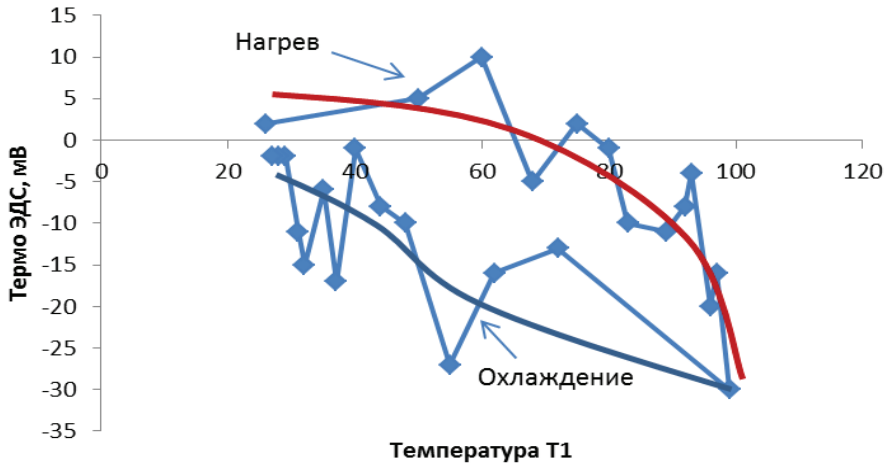


Рис. 2. Зависимость термо-ЭДС от температурного градиента для состава № 2 (табл. 1)

В составах с большим содержанием фосфорной кислоты при повышении температуры наблюдается нелинейное увеличение термо-ЭДС (рис. 2), при этом её максимальное значение снижется. При охлаждении термо-ЭДС закономерно снижается. Максимальное значение термо-ЭДС достигается при температуре 99 °С.

В гидрогелях на минеральной основе наблюдаются заметно большие значения термо-ЭДС, однако процесс её роста очень быстро (в течение 14 мин.) достигает насыщения и термо-ЭДС снижается до нуля. При охлаждении происходит изменение термо-ЭДС аналогично процессу её роста при нагреве. Максимальное значение термо-ЭДС достигается при температуре 124 °С.

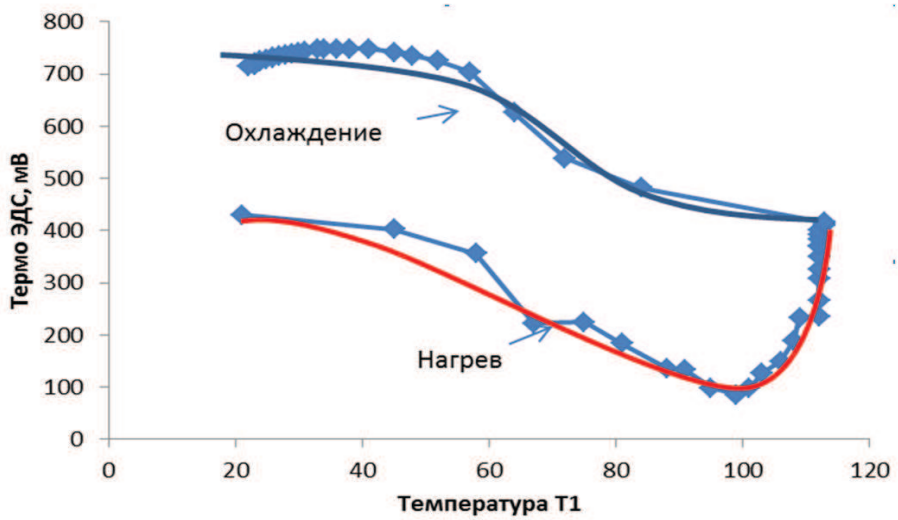


Рис. 3. Зависимость термо-ЭДС от температурного градиента для состава № 3 (табл. 1)

Из полученных данных можно сделать вывод, что наилучшими характеристиками обладают акрилатный гидрогель с составом № 1 (табл. 1). Линейный характер зависимости термо-ЭДС от температуры как на стадии нагрева, так и при охлаждении позволяет рекомендовать данные материалы не только для генерации термоэлектричества, но и для использования в датчиках температуры. Гидрогель на основе жидкого стекла показал наиболее высокие результаты по величине термо-ЭДС, но он обладает очень коротким периодом работы без смены направления градиента температуры.

Список литературы

1. Enhancement of thermoelectric efficiency in PbTe by distortion of the electronic density of states / J. P. Heremans, V. Jovovic, E. S. Toberer, A. Saramat, K. Kurosaki, A. Charoenphakdee, S. Yamanaka, G. J. Snyder // Science. – 2008. – V. 321. – P. 554–7.

2. Quantum dot superlattice thermoelectric materials and devices / T. C. Harman, P. J. Taylor, M. P. Walsh, B. E. LaForge // Science. – 2002. – V. 297. – P. 2229–32.

3. DiSalvo F. J. Thermoelectric cooling and power generation // Science. – 1999. – V. P. 285:703–6.

4. Silicon nanowires as efficient thermoelectric materials / A. I. Boukai, Y. Bunimovich, J. Tahir-Kheli, J. K. Yu, W. A. Goddard, J. R. Heath // Nature. – 2008. – V. 451. – P. 168–71.

5. Casey Research progress on polymer–inorganic thermoelectric nanocomposite materials / Yong Dua, Shirley Z. Shen, Caia Kefeng, S. Philip // Progress in Polymer Science. – 37 (2012). – P. 820–841.

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

SIMULATION OF A SIMPLE NMOS STRUCTURE IN TCAD SYSTEM

I. N. Gavrilyuk, I. I. Anufriev,
O. V. Semyonova (supervisor), I. V. Alekseenko (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: nordmarez@mail.ru

This paper presents the main stages and the simulation results of a simple NMOS structure in the *TCAD* system. *TCAD* simulation solves the fundamental, physical differential equations in partial derivatives. Such a deep physical approach provides *TCAD* simulating with high prediction accuracy. Thus, it is possible to replace the *TCAD* simulation costly and time-consuming tests when developing a new semiconductor device.

Semiconductor integrated circuits (IC) have greater density of elements compared to the film chips. This is achieved by using an active substrate, in a volume, which forms elements of IC, and the use of precision manufacturing operations to limit the contours of the regions, formed on the substrate plane and in the depth of it. The main and the most complex IC devices are MOS and bipolar transistors. The first step in designing of any IC is the simulation of the transistor structure, which is the basis for the other elements implementation into IC. MOS transistors are widely used in electronics nowadays.

The aim of this work is the simulation of technological process of manufacturing NMOS structure in the *TCAD* system.

Simulation of technological route is started with an analysis of a strip map or a description of a process. At this stage it is necessary to allocate the structure-forming operation, which will be investigated by means of *TCAD*. Additional operations, ensuring the quality of technological operations and machined surfaces, refer to the preparatory stages of basic technological processes and are not separately modeled.

The first approximation model of the technological route is a model of technological operations, which are executed sequentially on the same original structure. In addition to the models of individual process steps, we should include the model of the processed wafer; the optimization of the grid; the information about the geometry of the masks; the models for the analysis of electro-physical parameters of the layers [1-2].

Simulation of the device structure is based on the construction of a grid (Fig. 1). The correct specification of the grid is critical in process simulation. The number of nodes in the grid has a direct influence on simulation accuracy and time. A finer grid should exist in those areas of the simulation structure where ion implantation will occur, where *p-n* junction will be formed, or where optical illumination will change photoactive component concentration [3].

The next step in construction of the structure is the initialization area of the structure, defining its coordinates, the number of nodes, the substrate doping and its orientation. In general process, it is set by the command, and then followed the material of the substrate, doping of the impurity, the concentration of carriers and the orientation. In this case, the substrate is alloyed with boron with a concentration of $5*10^{15}$ cm^{-3}.

After the determination of the parameters of the substrate, it is necessary to form a mask for the ion implantation process. In order to realize it, we must deposit the oxide and its subsequent chemical etching for forming the oxide mask in the areas of the drain and the source.

The oxide is usually deposited with the thickness of 0.2 μm (Fig. 2). This film thickness is sufficient to create a masking oxide layer for subsequent processes of diffusion or ion implantation.

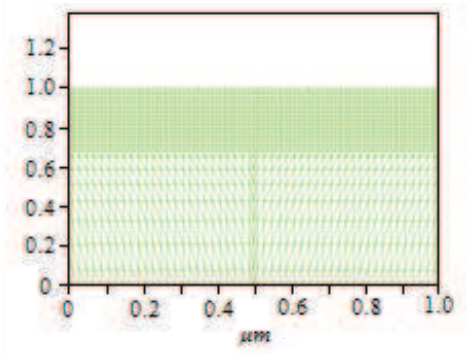


Fig. 1. Grid

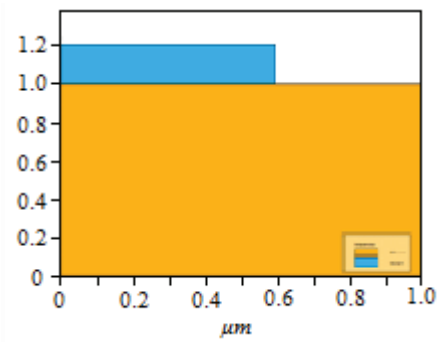


Fig. 2. Silicon substrate and the SiO_2 mask

Ion implantation is the main method, which is used to introduce doping impurities into semiconductor device structures. Adequate simulation of the ion implantation process is very important because modern technologies employ small critical dimensions (CDs) and shallow doping profiles, high doses, tilted implants and other advanced methods.

For ion implantation, we should specify a minimum set of the following parameters: the name of the injected impurities; the dose of the impurity and its order; the implantation energy in keV; the angle in degrees; the angle of rotation in degrees. Phosphorus is used as an impurity, and ion implantation is carried out at a dose of 10^{16} cm^{-3} and energy of 10 keV is used to create high-doped n-type conductivity regions. After that, the mask oxide is removed, and the impurity is dispersed deep into the substrate by diffusion (Fig. 3). The minimum set of diffusion step parameters is the following: time (60 minutes), temperature (900° Celsius) and gas pressure (1 atmosphere is default).

Then, in process of simulation we are to define the polysilicon gate. First, we need to deposit a dielectric gate with the thickness of 0.03 μm. Then we should deposit polycrystalline silicon with the thickness of 0.3 μm and, then, etching polycrystalline silicon and oxide to create gate contact. The result is a high-alloy *n* region of the gate.

The ultimate goal of simulation is to create a device structure (material layers plus doping), which then can be used as a simulator for electrical characteristics. Software can attribute an electrode to any metal, silicide, or polysilicon area. A special case is the backside electrode, which can be placed at the bottom of the structure, without having a metal region there. To create ohmic contact we need to deposit the aluminum with the thickness of 0.1 μm and etched it in a non-contact area. The polysilicon is used as a gate contact (Fig. 4).

The calculation of the breakdown voltage is produced on the basis of calculation and analysis of I-V characteristics of the device. The current of the device increases significantly with relatively small changes in voltage when the avalanche breakdown occurs. This method is well suited for evaluation of the I-V curves type and for the current leakage in the case of breakdown; however, for its realization it is necessary to solve the full system of equations.

To build I-V curves, we should apply the power supply voltage to the drain and gate contact (Fig. 5, 6). In transistors with a channel of the *n*-type, the drain should have the positive value potential regarding the gate. While the substrate and the channel form diode connection, the voltage should be lower than the voltage of conductivity. The substrate can be connected with the source or with the point of the circuit in which the voltage is lower than at the source of *n* - channel and higher than that of the *p* - channel MOS transistor. Generally, the terminal of the substrate is connected to the source.

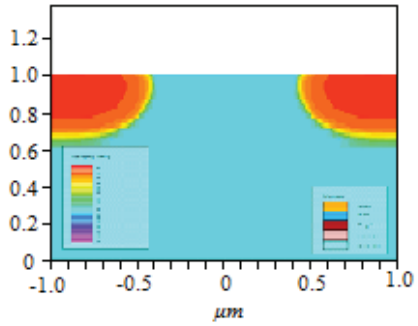


Fig. 3. High-alloy drain and source regions

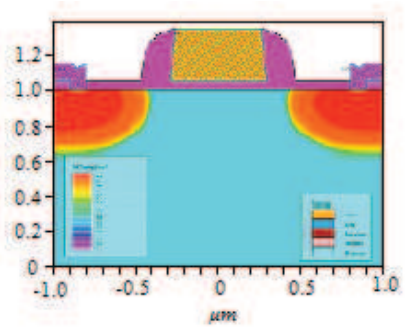


Fig. 4. Completed NMOS structure

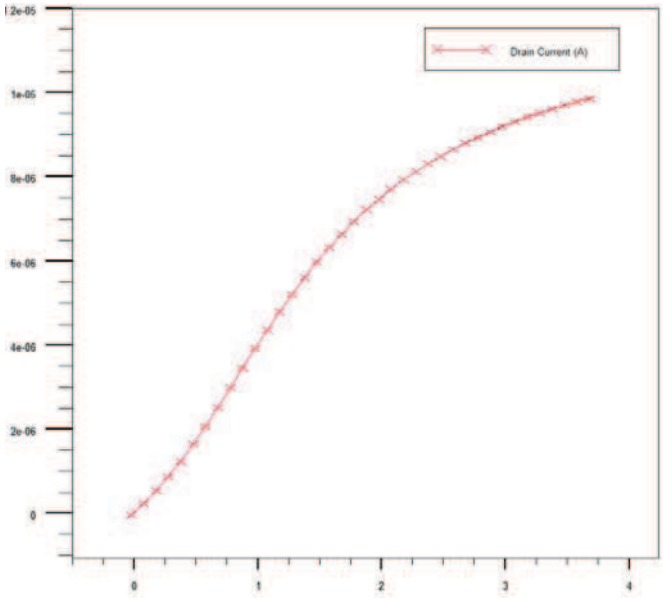


Fig. 5. Output characteristic

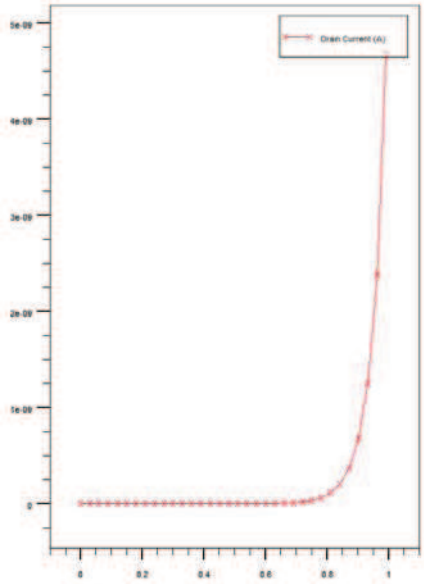


Fig. 6. Transfer characteristic

Due to this findings, we can conclude, that, the simulation of semiconductor devices requires consideration on many parameters. The calculation of these parameters, even for a single device, requires a large amount of time and resources. However, using the *TCAD* system, we may greatly reduce time and resources that will help to accelerate the production of semiconductor devices. This example of simulation of NMOS structure demonstrates more simple way of calculation of all necessary parameters.

The simulation of NMOS structures is required special knowledge of semiconductor physics, of safety, of electrical parameters of NMOS transistor, and knowledge about the proper operations during all the technological process of manufacturing, which allows the modeling of such transistor with desired characteristics, quickly and accurately.

References

1. Gavrilyuk I. N., Okunev A. Yu., TCAD Software tools: methodological aspects of training specialists in the field of device-technologies design of electronic components // Modern problems of radio electronics: proceedings of the researcher. Tr. / Krasnoyarsk: IPK SFU, 2014. pp. 446-452.

2. Artamonova E. A., Balashov A. G., and others. Laboratory practical course on “Simulation in the TCAD environment”. Part 2: Device-technological simulation of integrated circuit elements. - M.: MIET, 2012. - 156 p.

3. The company's website at Silvaco, Inc. [Electronic resource]. - Access mode: www.silvaco.com (date accessed: 20.02.2015).

THE SIMULATION IN SILVACO TCAD. THE METHODICAL ASPECTS OF TRAINING OF SPECIALISTS IN THE FIELD OF DEVICE-TECHNOLOGICAL DESIGN

I. I. Anufriev, I. N. Gavrilyuk, A. A. Levitsky, O. V. Semyonova (supervisors),
V. G. Andyuseva (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: igoryok5@gmail.com

The analysis of general trends in the development of software for device-technological simulation of semiconductor devices and integrated circuit elements is reported. The problems associated with the use of these software tools in the process of training specialists in the field of microelectronics and semiconductor technologies are considered.

Introduction

Nowadays TCAD (*Technology Computer Aided Design*) is the main tool used in the development of semiconductor devices and elements of integrated circuits. [1-4]. TCAD greatly simplifies and accelerates the development of semiconductor devices and technologies that saves time and resources.

One of the problems of the effective use of TCAD is the training specialists with the special competences.

The purpose of this work is to analyze general trends in the development of software for device-technological simulation of semiconductor devices. Another goal is consideration of the methodical issues associated with the use of these programs in training specialists in the field of electronics and nanoelectronics.

1. The general characteristic of TCAD Software

Simulation in modern TCAD is based on the solution of the coupled system of differential equations in partial derivatives. This system describes a charge transfer in semiconductor structures. This allows getting a high accuracy prediction of characteristics for a wide range of devices and technologies. In addition to the basic drift-diffusion model, one can use the systems are based on thermodynamic and hydrodynamic description, as well as the quantum models.

Software TCAD is intended for the mechanical, electrical, thermal and other properties of semiconductor structures, such as the degree of doping semiconductor, impurity profile in the depth of the substrate, the parasitic capacitance couplings and depth of transition deposits.

Nowadays the leaders in the field of TCAD software are *Synopsys* (*ISE*) and *Silvaco*. These systems allow simulating and designing semiconductor device considering the production processes – ion implantation, diffusion, etching, deposition, lithography and oxidation of semiconductor materials. By means of built-in functions one can calculate static and transition characteristics of diodes, field-effect, bipolar transistors and optoelectronic devices. In addition, one can form SPICE-model for further schematic design.

Synopsys and *Silvaco TCAD* are focused on design of discrete elements of the electronic base and LSI, VLSI elements. These systems allow realizing simulation of separate elements and integral semiconductor structures of low complexity in 2D and 3D.

It should consider the main trends in the development of software TCAD by the example of *Silvaco TCAD*.

2. *Silvaco TCAD*

Silvaco TCAD allows simulating semiconductor structures and technological processes of their production. It can be used for development of separate semiconductor devices and IC elements. *Silvaco TCAD* works on Microsoft Windows and Linux (recommended RedHat

distribution) [7]. Silvaco *TCAD* includes modules of device-technological simulation and tools providing interactive mode.

VICTORY PROCESS and *ATHENA* are modules for processes simulation. They include the program means for simulation of processes with using the simulator *SUPREM-4*. *ATHENA* is a platform for simulation of technological processes in semiconductor industry: ion implantation, diffusion, oxidation, physical etching and deposition, lithography. The result of simulator's work is the device structure, which includes an impurity profile (fig. 1) and other calculations. The device structure can be used in the module of device simulation (fig. 2).

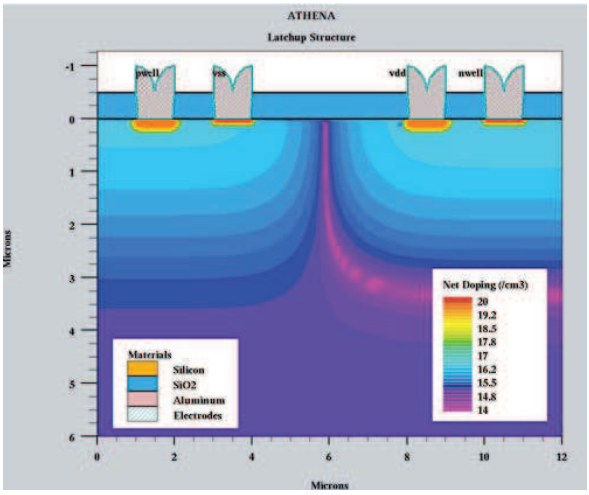


Fig. 1. Doping distribution and electrodes in a parasitic NPNP structure which can be used for Atlas transient simulation of CMOS latch-up [7]

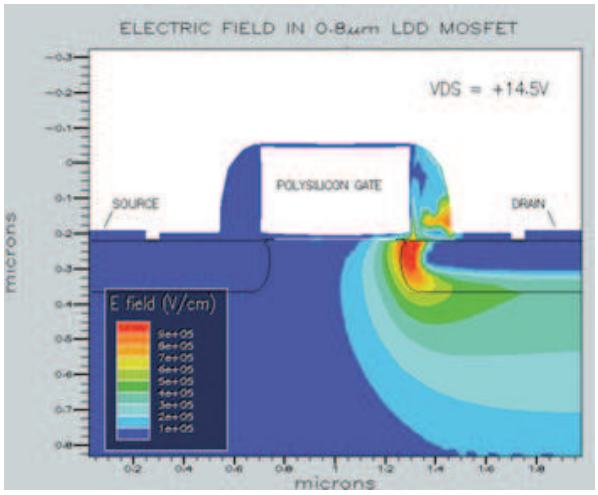


Fig. 2. The LDD MOSFET structure simulated in the process simulator Athena and the final structure imported directly into Atlas. The electric field contours superimposed on the plot [7]

ATLAS program is a set of tools for simulation device. This set calculates the electrical, optical and thermal characteristics of semiconductor devices for a given external influences (voltage across the electrodes, etc.). ATLAS provides the means of analyzing the structures are based on the physical description on AC and DC, as well as transients in two- and three-dimensional form (Fig. 3, 4).

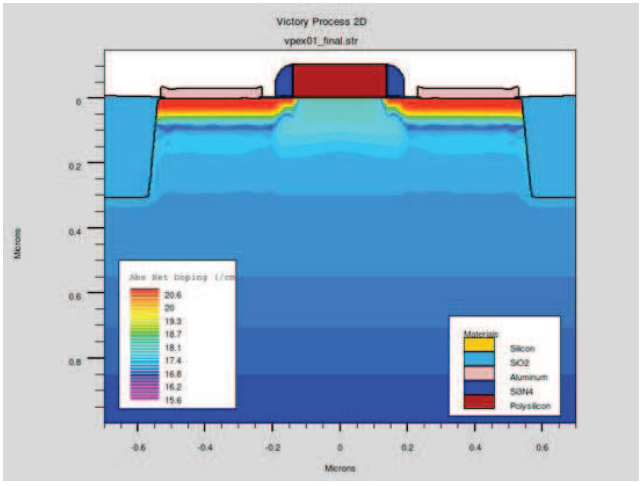


Fig. 3. 2D process simulation results after 20 process steps including etching, deposition, ion implantation and diffusion/oxidation [7]

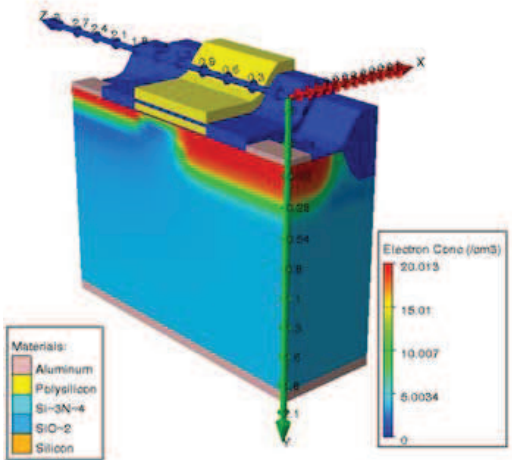


Fig. 4. EPROM electron concentration in 3D [7]

Sharing *ATHENA, VICTORY PROCESS* and *ATLAS* allows determining the influence of process parameters on the electrical characteristics of the device. Electrical characteristics were predicted in *ATLAS* may be used as input data in *UTMOST* (*SPICE* simulation program). Compact model based on the received characteristics can be provided to the developers for the preliminary design of a circuit using a semiconductor device.

Interactive tools (*DeckBuild, TonyPlot 2D and 3D, MaskViews and DevEdit*, etc.) are integrated into Silvaco and provide the interface allows realizing the execution and visualization of all simulation's processes (Fig. 5, 6). DeckBuild - is the main tool for executing commands and interaction of products Silvaco TCAD. This interactive environment includes an interface to automatically launch of other interactive tools (such as TonyPlot) from the input file or from the toolbar, and contains a library that covers a variety of technologies and materials.

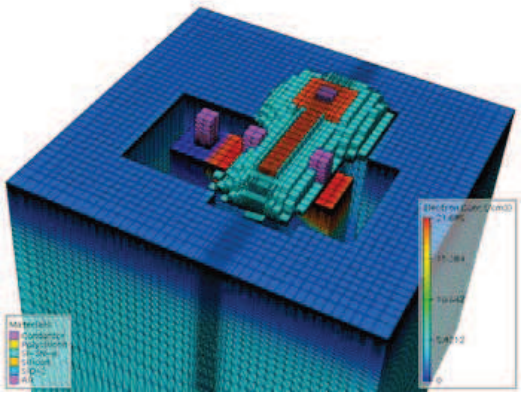


Fig. 5. Converted Atlas structure with gate spacer [7]

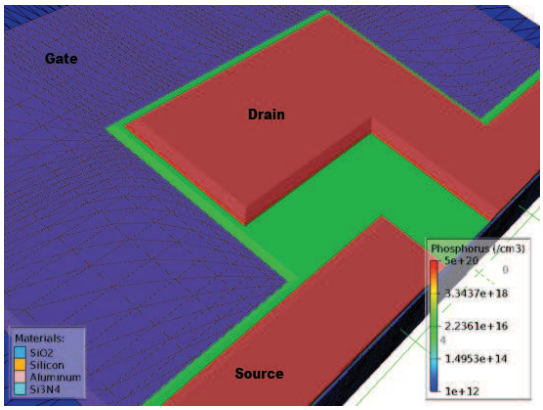


Fig 6. 3D TFT A-Si:H TFT structure [7]

Conclusion

The successful studying TCAD by specialists which are involved in the development of electronic components requires basic knowledge in mathematics, physics, chemistry, physical fundamentals of electronics, electronic materials, semiconductor technology, circuit design fundamentals and numerical modeling, as well as a number of other disciplines.

It seems reasonable to develop skills to use TCAD system in the development of a number of specialized disciplines. This allows you to improve expertise in solving applied problems. For example, one can study the issues related to the design and manufacturing technology of semiconductor devices

Methodical training with using TCAD-systems can be represented as a series of interconnected blocks of special disciplines. In this case, the first block should be devoted to the physics of semiconductors and models used to describe the semiconductor structures. The second unit should provide the study of semiconductor devices. In the third unit, one should use material relating to the physical principles of the technology of discrete and integrated electronic components, including IC technology.

References

1. Simon L. Yue F. 3D TCAD Simulation for Semiconductor Processes, Devices and Optoelectronics. New York : Springer, 2012. – 292 p.

2. Hellings G., De Meyer K. High Mobility and Quantum Well Transistors: Design and TCAD Simulation // Springer Series in Advanced Microelectronics 42, Springer Netherlands, 2013. – 140 p.

3. Гаврилюк И.Н., Окунев А.Ю. Программные средства *TCAD*: методические аспекты подготовки специалистов в области приборно-технологического проектирования электронной компонентной базы // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2014.

4. Асессоров, В. В. Моделирование полевых полупроводниковых приборов в САПР ISE TCAD: Учебное пособие / В. В. Асессоров, Г. В. Быкадорова, А. Ю. Ткачев. – Воронеж: ИПЦ ВГУ, 2007. – 27 с.

5. Перепеловский, В. В. Приборно-технологическое моделирование электронных устройств в среде Synopsys Sentaurus TCAD : Лабораторный практикум / В. В. Перепеловский, Н. И. Михайлов, В. В. Марочкин. – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011. – 51 с.

6. TCAD news. Overview of Sentaurus I-2013.12. // Synopsys, Inc. – 20 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.synopsys.com (по запросу, дата обращения: 21.02.2015).

7. TCAD news. Overview of Sentaurus I-2013.12. // Synopsys, Inc. – 20 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.synopsys.com (по запросу, дата обращения: 10.01.2015).

8. Сайт компании Silvaco, Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.silvaco.com (дата обращения: 11.02.2015).

OPTICALLY INDUCED MAGNETOTRANSPORT PROPERTIES OF THE $FeSiO_2$/p-Si and $FeSiO_2$/n-Si HYBRID STRUCTURES

I. A. Bondarev[1,2], A. S. Tarasov[2], and N. V. Volkov[2]

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
[2]*L. V. Kirensky Institute of Physics SB RAS*
50 bld. 38 Akademgorodok. Krasnoyarsk, Russia, 660036
E-mail: fbi1993@mail.ru

We report the results of investigations of the metal/insulator/semiconductor hybrid structure. In our experiments, an optically induced giant magnetoresistance of 10^4% was observed. Some assumptions concerning possible mechanisms of this phenomenon are made. The observed effect makes the investigated structure promising for application in high-sensitivity magnetic field detectors. The data obtained make it possible to build a theoretical model for describing the observed phenomenon.

The hybrid nanostructures are combinations of nonmagnetic semiconductors and ferromagnetic elements. The response of such structures to the spin-polarized current makes it possible to use the electron spin as an active element for data storage and transfer. This gave rise to the new branch of condensed matter physics called spintronics. Along with the huge potential of semiconductor electronics, the hybrid structures will allow controlling the electron transport in a system via the electron spin state. However, to apply these structures in real spintronic devices, it is necessary to understand such fundamental phenomena as spin injection to the semiconductor, spin diffusion, spin accumulation, etc.

Study of the magnetoresistance effect in hybrid structures gives a new insight in the nature of the fundamental phenomena that take place in such systems and seem extremely important. In addition, the giant magnetoresistace effect attracts attention of researches as a promising tool for creation of high-sensitivity magnetic field detectors.

In this work, we report the results of investigations of the metal/insulator/semiconductor (MIS) structure using a dc current. The semiconductor was a boron-doped silicon substrate and the insulator was a SiO_2 layer with a thickness of 2 nm. The sample geometry used in the experiments is illustrated in Fig. 1a. In addition, we fabricated a simple planar device based on this structure. On the structure's surface, two iron-film electrodes separated with a 20-μm gap were formed (Fig. 1b).

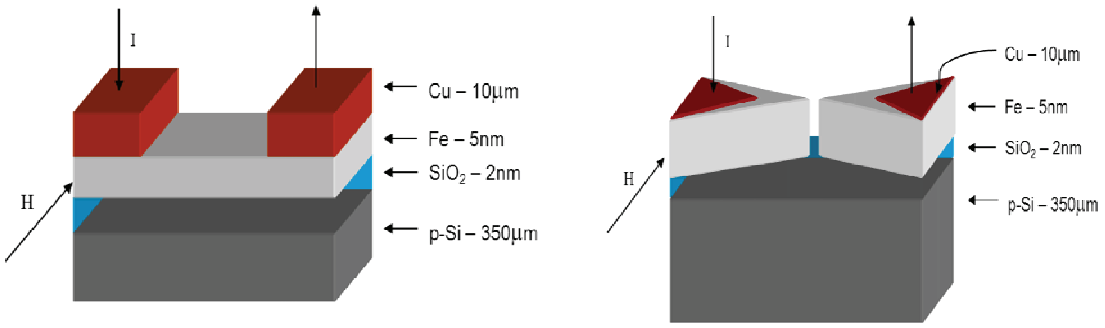


Fig. 1. (a) Experimental geometry and (b) schematic of the structure

Figure 2 shows temperature dependences of the resistance $R_{ph}(T)$ obtained under optical radiation in zero magnetic field and in the field H = 6 kOe and the corresponding temperature dependences of the photoinduced magnetoresistance. The results were obtained for the bias currents J = +20μA (Figs. 2a and 2b) and J = −20 μA (Figs. 10c and 10d), because, in this case, the maximum influence of the magnetic field is observed. The first thing that attracts

attention is the huge value of photoinduced magnetoresistance ΔR/R, which can exceed many times the value of 10^4% in H = 6 kOe. Without optical radiation, no noticeable variation in the resistance of the device in magnetic field is observed. The other surprising result is the extremely high sensitivity of the photoinduced magnetoresistance to the magnetic field sign. Here, the magnetic field was applied in the plane of the device perpendicular to the J direction.

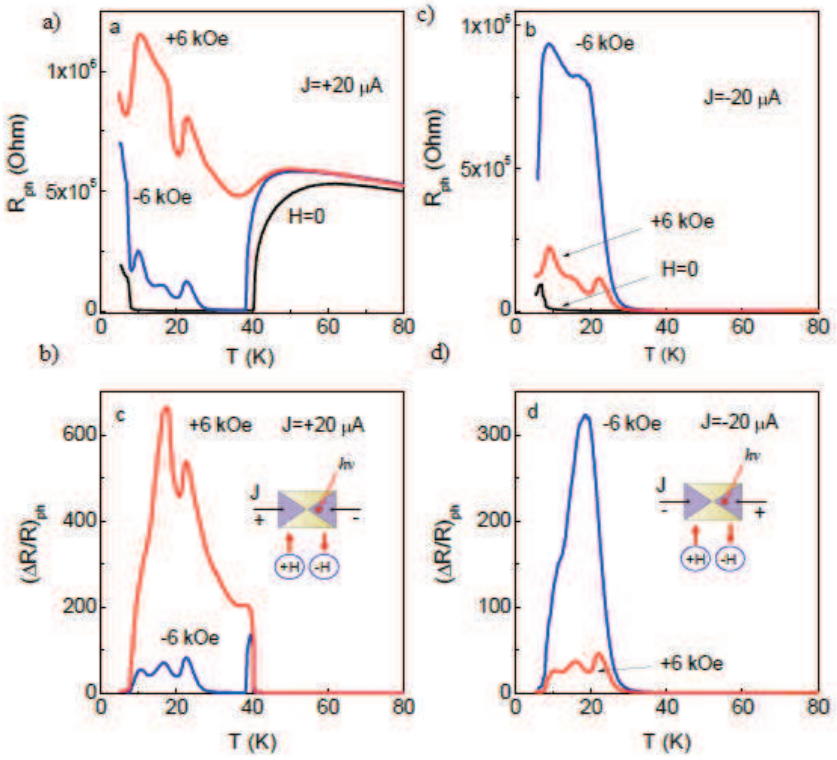


Fig. 2. Temperature dependences $R_{ph}(T)$ and $\Delta R/R(T)$ obtained at (a, b) J = 20 μA and (c, d) J = −20μA.

Asymmetry of the photoconductivity response with respect to the bias current and magnetic field signs can be clearly seen in the *I*−*V* characteristics presented in Fig. 2a. Without optical radiation, the *I*−*V* characteristics obtained at low temperatures are symmetrical and their shape is similar to the reverse branch of a tunnel MIS diode; i.e., the tunnel conductivity is implemented, probably, with the surface states involved [1]. Under irradiation of one of the MIS junctions in zero field, the conductivity increases due to the tunneling through the interface centers. An increase in voltage U at fixed J values is related to the current saturation determined by the concentration of nonequilibrium carriers, i.e., by the rate of generation and recombination of photoelectrons.

Figures 3c and 3d show the magnetic-field dependences of $(\Delta R/R)_{ph}$ for the high (J = ±50 μA) and low (J = ±10 μA) bias current values. For J = ±10 μA, at the beginning of the magnetic field sweeping, the $(\Delta R/R)_{ph}$ value increases insignificantly in weak fields and sharply grows in the fields above 3 kOe. For J = ±10 μA and H =10 kOe, $(\Delta R/R)_{ph}$ attains $1.5 \cdot 10^5$% and the saturation is not observed. On the contrary, for J = ±50 μA, the rapid growth of $(\Delta R/R)_{ph}$ starts at H = 0 and slows down in the fields H = 5−7 kOe; with a further increase in the magnetic field, the magnetoresistive effect tends to saturation. However, in this case, the maximum $(\Delta R/R)_{ph}$ value is smaller than $4 \cdot 10^4$ %.

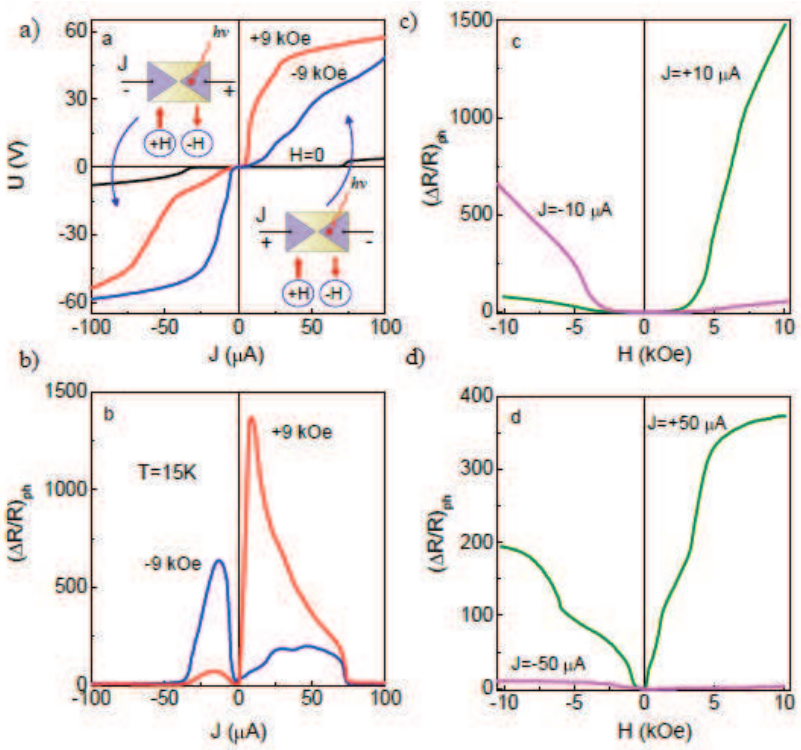


Fig. 3. (a) $I-V$ characteristics of the device under optical radiation measured in zero magnetic field and in magnetic fields of +9kOe and −9 kOe; (b) bias dependence of magnetoresistance $(\Delta R/R)_{ph}$ in the positive and negative magnetic fields; and $(\Delta R/R)_{ph}$ as a function of the magnetic field for bias currents of (c) +10 and −10 μA and (d) +50 and −50 μA.

Having analyzed the photoconductivity response to the magnetic field, we suppose that the key role in the optically induced giant magnetoresistive effect is played by localized surface states and, perhaps, by the features in the behavior of nonequilibrium carriers in the device under study. In addition, we cannot exclude the contribution to the magnetoresistance made by possible spin-dependent tunneling of photoexited electrons through the SiO_2 potential barrier into the ferromagnetic electrode.

References

1. S.M. Sze. Semiconductor Devices // Wiley. – New York. – 1985.

METAMATERIALS WITH GRAPHENE-LIKE BAND STRUCTURE BASED ON SILICON NANOPARTICLES

M. A. Visotin[1], A. S. Fedorov[2] (scientific supervisor), V. G. Andyuseva[3] (language advisor)

[1]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: visotin.maxim@gmail.com
[2]*L. V. Kirensky Institute of Physics SB RAS*
50 bld. 38 Akademgorodok. Krasnoyarsk, Russia, 660036
[3]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

Electronic properties of novel metamaterials – hexagonal superlattices of silicon nanoparticles – were investigated by means of density functional theory (DFT). Dirac cones are found in the corners of Brillouin zone and the Fermi velocity is estimated for two types of superlattices composed of 71 or 114 silicon atoms.

Graphene, since it was obtained in experiment, is subject to intense attention [1]. This material is of an interest not only because of its potential application in a wide variety of areas, but from a fundamental point of view as well, due to unique electronic properties it exhibits.

The presence of so-called Dirac cones in electronic structure – regions with linear dispersion – leads to a new, relativistic dynamics with its own peculiarities, such as, for example, the Klein paradox. The obtaining of graphene gave an opportunity to use graphene as a basis for investigations of a new type of particles – massless charged fermions, which don't occur in nature.

However, these particular properties can be reproduced not only in graphene itself, there are several ways to build up systems, which will be described by analogous mathematical apparatus. Such systems are based on creation of a potential with hexagonal symmetry and are often called “artificial graphene”. These structures have the advantage of a higher degree of control over different system parameters, depending on the implementation. A vivid example of that is strong spin-orbit coupling, which is not accessible in natural graphene.

Current methods of building artificial grephene can be devided in 4 classes: honeycomb optic lattices with trapped ultracold atoms; photonic crystals with honeycomb-like symmetry; high mobility 2D electron gas under honeycomb external potential and honeycomb superlattices of molecules and nanoparticles. Here we suggest a new type of superlattices exhibiting graphene-like properties.

All the calculations of geometrical and electronic structure of suggested nanoparticle superlattices were conducted with VASP 5.3 (Vienna Ab-initio Simulation Package) [2-4] quantum-chemical software package within the framework of DFT method [5, 6] in plane wave basis. The calculations were conducted with the help of (projector augmented wave) PAW method [7, 8] under general gradient approximation (GGA) in PBE form (Perdew-Burke-Ernzerhof) [9].

In the first part of the work silicon nanoparticles in a 2D honeycomb superlattice were modeled. It is a common knowledge that in silicon crystal [111] crystallographic axis is of order 3. So, if a honeycomb-like lattice is build up from a crystal in a plane perpendicular to this axis, the atoms and bonds in the superlattice will be in a configuration close to that of an equilibrium crystal state. As the hexagonal (honeycomb) lattice unit cell contains two particles or atoms, the initial geometrical structures of nanoparticles in a superlattice were generated by cutting two touching spheres from a silicon crystal with centers of the spheres lying on lattice points. The surface atoms with only one bond were deleted.

The structure with two spherical nanoparticles was placed in honeycomb unit cell with periodic boundary conditions, and then an optimisation of geomerty was conducted. Due to periodic boundary conditions, the nanoparticles interact with periodic replicas in all 3 dimensions,

unless they are separated by sufficiently wide vacuum gap. Thus, two-dimensionality of the superlattice was achieved by setting the height of the simulation cell (perpendicular to the honeycomb lattice plane) to 15 Å. The geometrical optimisation was made with respect to atoms coordinates (until the maximal force acting on atoms was less than 0.1 eV/Å) and with respect to cell parameters (until the pressure in the plane was less than 1 kbar).

We have calculated two different variants of the described above structures with different sizes of the nanoparticles. In one case the diameter of the particles was 14.5 Å and they contained 71 atoms; in another, the diameter of the particles was 18.3 Å and they contained 114 atoms. As the sizes of the cell were different in these two cases, the Monkhorst-Pack scheme [10] k-point meshes used in integrations over Brillouin zone were different: for the case of 71 atom nanoparticles the mesh was of 9 × 9 × 1 points, in the case of 114 atoms – 3 × 3 × 1. The cut-off energy for the plane waves, E_{cutoff} was 245.3 eV.

To determine, whether the aggregation of the nanoparticles into superlattice is energetically allowed, detached nanoparticles were calculated as well. Knowing the energy of free-standing particles, the superlattice binding energy can be estimated as:

$$E_{bind} = E_{lat} - 2E_{single},$$

where E_{bind} is a binding energy per particle; E_{lat} – energy of single superlattice unit cell; E_{single} – energy of free-standing nanoparticle. The value of E_{bind} <0 means that it is energetically favorable for particles to form the superlattice. The binding energies evidence that such structures are possible as the values are: for the superlattice containing 71 atom nanoparticles – 7.39 eV; for 114 atom particles – 12.27 eV.

After the geometrical structure of the superlattice was obtained, the density of states (DOS) and the dispersion, *E(k)* along Γ-K and K-M special directions were calculated. Basing on the resulting dispersion law, the derivative $\frac{dE}{dk}$ was found in the vicinity of the K point, which is the base of the Dirac cone, to determine the Fermi velocity (group velocity of ultrarelativistic quasiparticles) according to the formula:

$$v_{fermi} = \frac{1}{\hbar}\frac{dE}{dk}.$$

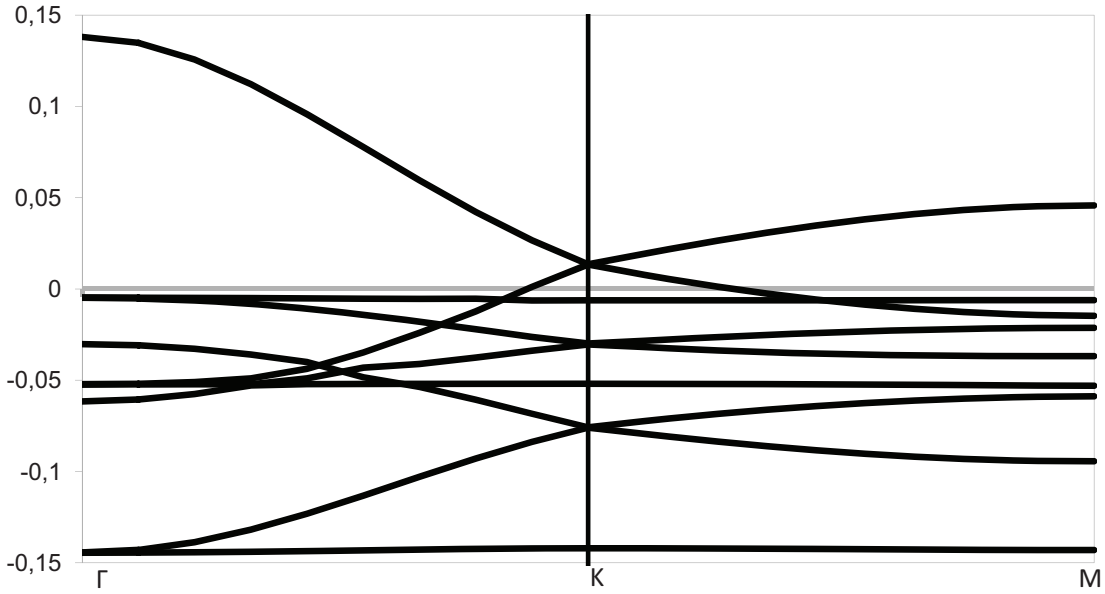


Fig. 1. Band structures of 71 atom silicon nanoparticles in honeycomb superlattice.
0 corresponds to the Fermi level

The band structures of the superlattices (FIG 1 and 2) show series of the Dirac cones in the K point above and below the Fermi level. The calculated Fermi velocities were: for the superlattice of 71 atom nanoparticles – 1.05×10^5 m/s; for 114 atom particles – 0.53×10^5 m/s.

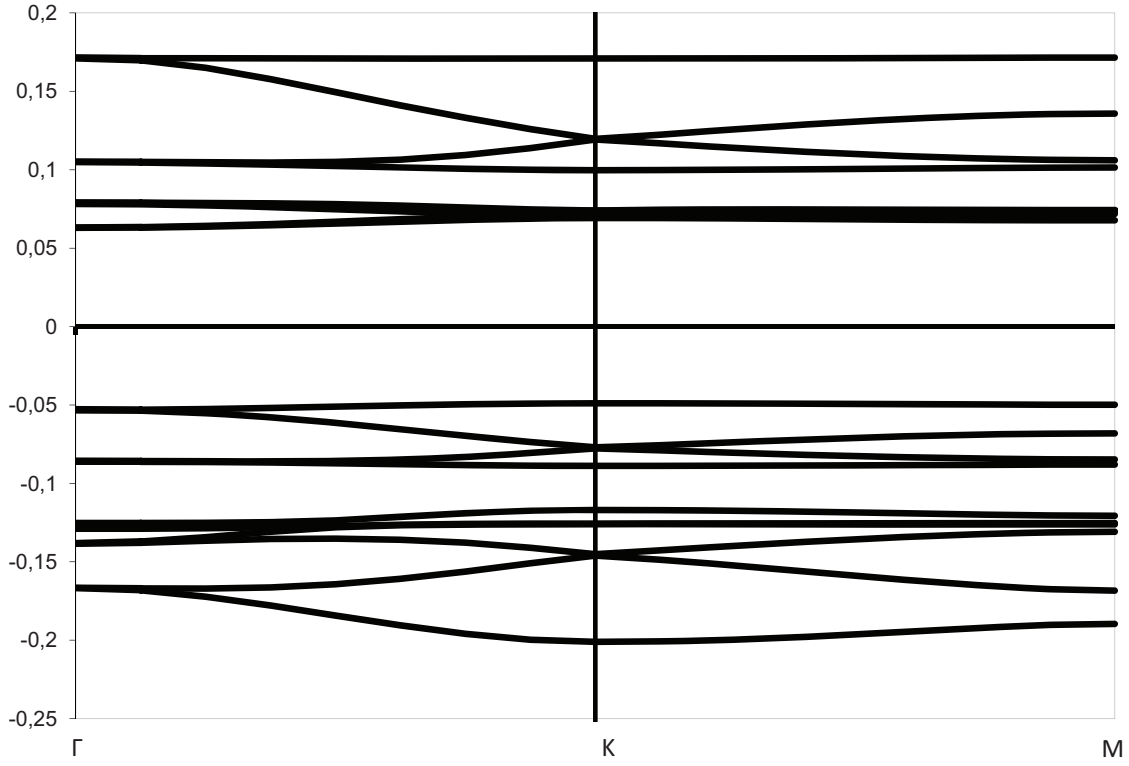


Fig. 2. Band structures of 114 atom silicon nanoparticles in honeycomb superlattice.
0 corresponds to the Fermi level

References

1. Polini M. et al. Artificial honeycomb lattices for electrons, atoms and photons // Nature nanotechnology. – 2013. – T. 8. – № 9. – C. 625–633. (and references therein)

2. Kresse G., Hafner J. Ab initio molecular dynamics for liquid metals // Physical Review B. – 1993. – T. 47. – № 1. – C. 558.

3. Kresse G., Hafner J. Ab initio molecular-dynamics simulation of the liquid-metal–amorphous-semiconductor transition in germanium // Physical Review B. – 1994. – T. 49. – № 20. – C. 14251.

4. Kresse G., Furthmüller J. Efficient iterative schemes for ab initio total-energy calculations using a plane-wave basis set // Physical Review B. – 1996. – T. 54. – № 16. – C. 11169.

5. Hohenberg P., Kohn W. Inhomogeneous electron gas // Physical review. – 1964. – T. 136. – № 3B. – C. B864.

6. Kohn W., Sham L. J. Self-consistent equations including exchange and correlation effects // Physical Review. – 1965. – T. 140. – № 4A. – C. A1133.

7. Perdew J. P., Burke K., Ernzerhof M. Generalized gradient approximation made simple // Physical review letters. – 1996. – T. 77. – № 18. – C. 3865.

8. Blöchl P. E. Projector augmented-wave method // Physical Review B. – 1994. – T. 50. – № 24. – C. 17953.

9. Kresse G., Joubert D. From ultrasoftpseudopotentials to the projector augmented-wave method // Physical Review B. – 1999. – T. 59. – №. 3. – C. 1758.

10. Monkhorst H. J., Pack J. D. Special points for Brillouin-zone integrations // Physical Review B. – 1976. – T. 13. – №. 12. – C. 5188.

APPLYING SPACEWIRE TECHNOLOGY IN SATELLITE SYSTEMS

T. A. Zubov[1], V. V. Evstratko[2], V. V. Sukhotin[3] (scientific adviser),
I. V. Alekseenko (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
[1]E-mail: timonische@bk.ru
[2]E-mail: evstrafly@list.ru
[3]E-mail: vsuhotin@sfu-kras.ru

Article describes data exchange interfaces which are used in the satellite equipment. Here, we represent main characteristics for effective satellite management, using these interfaces. This paper demonstrates the analysis of these interfaces, due to which, a conclusion about its working effectiveness is drawn.

Data exchange interfaces are very important element in the satellite equipment. To operate effectively these interfaces must have following characteristics:

- High data signaling rate;
- Ability to form a wide network;
- High network throughput;
- Unification of interfaces;
- Noise immunity of external space influence.

Leading space agencies such as NASA, ESA and JAXA use modern data exchange interface named SpaceWire. But, nowadays, Russian space companies use interfaces such as RS-232, RS-485, MIL-STD-1553 and others. In this paper, we make comparative analysis of the interfaces RS-232, RS-485, MIL-STD-1553, and SpaceWire.RS-232 is data exchange interface which can operate in full duplex manner. The maximum data signaling rate, at which a RS-232 operates, is 115 kb/s. RS-232 is not adapted to form a network. This interface uses a direct link between two nodes only. It increases the weight of satellite payload and enhances power of supply [1]. Unsuccessful example of RS-232 network is illustrated in fig. 1.

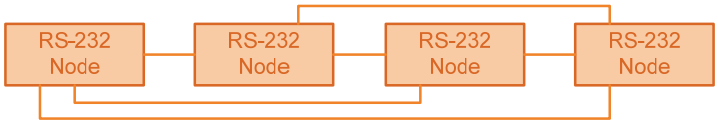


Fig. 1. Example of RS-232 network

RS-485 is a half-duplex interface which uses differential signaling. The maximum data signaling rate, at which a RS-422 operates, is 30 Mb/s. In contrast to RS-232, this interface can form a local network which is based on liner bus topologies that uses the time division multiplexing. RS-422 Network may consist of 32 nodes [2]. Example of this network is illustrated in fig. 2.

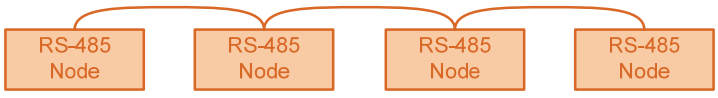


Fig. 2. Example of RS-485 network

RS-485 and MIL-STD-1553 are half-duplex interfaces but, in contrast to RS-485, MIL-STD-1553 uses Manchester bi-phase signal. They both, RS-485 and MIL-STD-1553 can form a local network, which is based on liner bus topology with time division multiplexing. Primary bus of MIL-STD-1553 duplicates by secondary bus to increase network safety. Data

signaling rate at which this interface operates is 1 Mb/s. Like RS-485, MIL-STD-1553 Network may consist of 32 nodes [3]. Example of this network is illustrated in fig. 3.

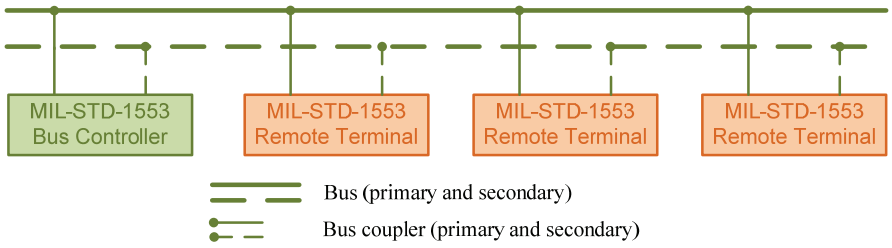


Fig. 3. Example of MIL-STD-1553 Network

SpaceWire protocol covers the physical level, the signal level the character level, the exchange level, the packet level and the network level. [4]

The physical level provides the actual interface between nodes including both mechanical and electrical interface and covers cable construction, connectors, cable assemblies.

The signal level covers signal voltage levels and signal encoding. SpaceWire uses low voltage differential signalling (LVDS). LVDS uses balanced signals to provide very high-speed interconnection using a low voltage swing (350 mV typical). The data signalling rate of the range, at which a SpaceWire link operates, is 2 to 400 Mb/s. SpaceWire uses Data-Strobe (DS) encoding. This is a bit coding scheme which encodes the transmission clock with the data into Data and Strobe so that the clock can be recovered by simply XORing the Data and Strobe lines together.

The character level uses two types of characters: data characters and four possible control characters. Each data character contains a parity bit, a data-control flag and the eight bits of data. Each control character is formed from a parity bit, a data-control flag and two control bits. Two of the possible control characters is the normal end of packet (EOP) and the error end of packet (EEP).One of the possible control characters is the flow control token (FCT). Last of the possible control characters is the escape code (ESC) which can be used to form control codes (the NULL code and the Time-code).

The exchange level state machine provides initialization of link, flow control, detection of disconnect errors, detection of parity errors, link error recovery.

The data packet is formed at the packet level including “destination address”, “cargo” and “end of packer marker”. The “destination address” is a list of zero or more data characters that represent the destination identity. The “cargo” is the data to transfer from source to destination. The cargo may contain from one to infinite characters. The “end of packet marker” is used to indicate the end of a packet. Two end of packet markers are defined as EOP and EEP.

A network is made up of a number of links, nodes and routing switches. The nodes are the sources and destinations of packets. Links provide the means for passing packets from one node to another. Nodes can be either directly connected by links or connected via routing switches that illustrated in Fig. 4.

Typically SpaceWire node includes a few link ports for data exchange at network and an interface to the host system. That link ports is operated by the link controller which controls state machine and consist of the SpaceWire receiver, the SpaceWire transmitter, FIFO buffers that illustrated in Fig. 5.

SpaceWire network uses wormhole routing which is a particular form of packet routing. Each packet contains a header which holds the destination node address either as the route through the network or as the identity of the destination node that illustrated in Fig. 6.

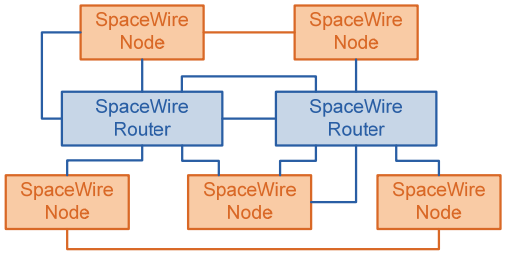


Fig. 4. Example of SpaceWire network

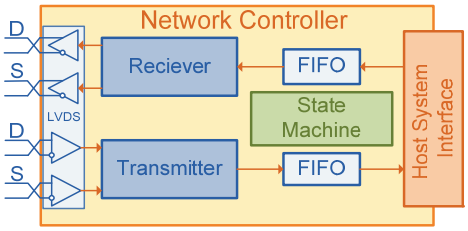


Fig. 5. SpaceWire network controller

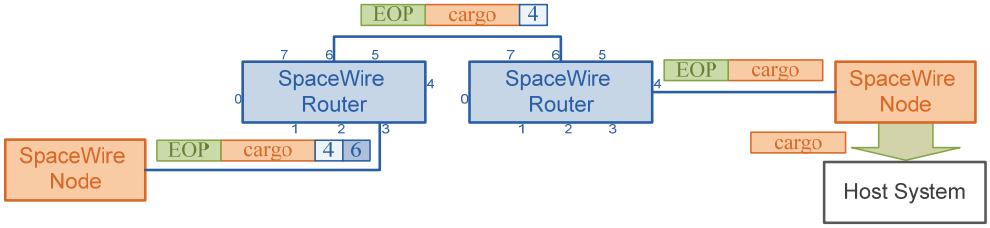


Fig. 6. Wormhole routing is based on path addressing for example

SpaceWire routing is based on three packet-addressing schemes such as path addressing, logical addressing and regional logical addressing. With path addressing the destination address is specified as a sequence of router output port numbers used to guide the packet across the network. In this case physical ports value each router is unlimited (1-31). In logical addressing each destination has a unique number or logical address associated with it. In logical addressing each destination has a unique number or logical address associated with it. These numbers can be assigned arbitrarily to nodes. To support logical addressing each routing switch is provided with a routing table. In this case Quantity of Nodes can be 224 (32-255). The regional logical addressing is combines property of the path addressing and the logical addressing. The Application of the regional logical addressing provides formation of very big wide network of SpaceWire nodes.

SpaceWire network can use the group adaptive routing which is an effective means of controlling allocation of link bandwidth, making sure that efficient use is made of the available network resources. Transport level is not defined the protocol of SpaceWire this provides to use typically net protocols such as TCP, UPD and other.

After analyzing data exchange interfaces, used in satellite equipment, we can conclude that SpaceWire has larger maximum data signaling rate than other interfaces, which are described here. SpaceWire has better characteristics while making the wide network in satellite equipment then others. SpaceWire protects from external influences in cosmic space. SpaceWire does not use time division multiplexing; it means that SpaceWire nodes can exchange data independently to the nodes that increase ne twork throughput. SpaceWire can uniform data exchange interface in satellite equipment. In general, the application of SpaceWire in satellite equipment provides the increased efficiency of satellite operating.

This work is completed with the support of Russian Federation Department of Defense and Science of the Siberian Federal University (Contract № 02.G25.31.0041).

References

1. The RS232 STANDARD. A Tutorial with Signal Names and Definitions, http://www.camiresearch.com/Data_Com_Basics/RS232_standard.html.

2. Guidelines for Proper Wiring of an RS-485 (TIA/EIA-485-A) Network, http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/763.

3. ГОСТ 5270-2003. Bus serial interface of electronic modules system. General requirements.

4. ECSS-E-ST-50-12C. SpaceWire – Links, nodes, routers and networks, July 2008.

MODIFICATION OF ULTRAHIGH MOLECULAR WEIGHT POLYETHYLENE BY MULTI-WALLED CARBON NANOTUBES

I. A. Markevich, A. I. Lyamkin, E. P. Yefremova (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: 4ubekpam@mail.ru

In this article, we have received and compared the conductive properties of composites based on ultrahigh molecular weight polyethylene (UHMWPE). The polymer is modified by multi-walled carbon nanotubes (MCNTs). Modification was carried out mechanical activation and impregnation of UHMWPE powder by suspension of carbon nanotubes. Considered promising areas of application of the nanocomposite.

One of the most promising polymer structural materials is ultra-high molecular weight polyethylene (UHMWPE), which belongs to a new generation of polymers. Ultrahigh molecular weight polyethylene is polyethylene with a very long molecular chain. The chain is much longer than that of conventional polymer. Because of this UHMWPE has unique physical properties: high wear resistance, stability in aggressive environments, low coefficient of friction, high toughness, record low temperature brittleness (up to minus 200^{o}C). UHMWPE is the most accessible and cheap material (~ 300 rub/kg). Initial UHMWPE powder looks like flour with the particle size of 200 microns.

Due to the low coefficient of friction, high abrasion resistance, ability to absorb vibration UHMWPE is used as sliding bearings in many mechanisms. In particular, the UHMWPE used in the coal industry, rail transport is unacceptable appearance of static charge on the surface, which is being inevitably accumulated under the friction of the dielectrics. For this reason, all sliding elements must be electronically conductive. UHMWPE is an insulator, ie it does not conduct electricity. If UHMWPE is modified with nanoparticles, it will conduct electricity, for example, carbon nanotubes (CNTs).

CNT is rolled into a tube layer graphene. Graphene is a monolayer of carbon atoms. CNTs are very small, 10000 thinner than a human hair. They have unique mechanical properties. Also, they conduct electricity almost without resistance. If you distribute the CNTs in volume material, they form a conductive network and the material begins to conduct electricity.

The material will conduct electricity if its volume MWCNTs form a continuous chain (or percolation cluster), as shown in the figure 1 [1].

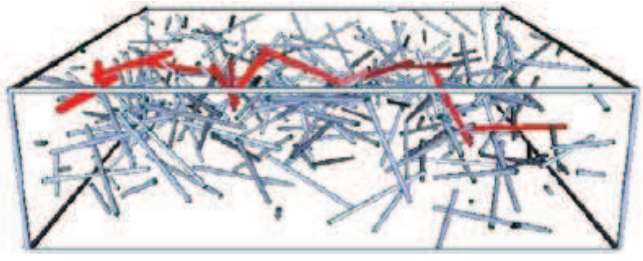


Fig. 1. Percolation cluster (red line - continuous chain of CNTs)

The transition from a non-conducting electrical current to the conductive material is called percolation transition. Percolation transition is geometrical phase transition. Percolation threshold or critical concentration separates two phases: one phase exist finite clusters to another; there is one infinite cluster (as on the fig. 1) [2].

Very important is the fact that the percolation threshold of CNTs is much lower than for spherical particles because the CNTs have a high aspect ratio (>100). Because of this potential must be much smaller amount of nanoparticles in the bulk material.

The individual tubes must be located very close to each other, so that the electron could overcome the potential barrier and jump from one particle to another. Or tubes must be directly related to each other.

In the present study, we used UHMWPE company Braskem (molecular weight of $6{,}4*10^6$ g / mol), multi-walled carbon nanotubes with an average diameter of 6 to 22 nm. MCNTs produced in the Boreskov Institute of Catalysis SB RAS, purity 99% [3].

The purpose of this work is to develop and study the conductivity of composite materials based on CNTs and UHMWPE.

The content of CNT in the composite was 0.5, 1, 5, and 10 wt%.

Composite materials based on UHMWPE were prepared in two ways:

1) impregnation of UHMWPE powder by suspension CNTs (in toluene), followed by drying and hot pressing (samples called SUS);

2) mechanoactivation dry mixture of UHMWPE and CNTs in a planetary mill AGO-2, followed by preparation of samples by hot pressing. Mechanoactivation powders was performed at drum rotating speed 1290 rpm (samples M-1) and 2220 rpm (sample M-3).

Composite samples were prepared with the following dimensions: diameter 45 mm, thickness 0.7 mm.

Determination of the electrical resistivity was carried out four-probe method resistivity semiconductors. In the four-probe method uses four electrodes, which relate to the sample surface. Electric current flows through the two electrodes on the other two electrodes a potential difference is measured.

The potential difference was recorded, and the resistivity ρ was calculated according to the equation

$$\rho=2\pi SU/I, \quad (1)$$

where S – the distance between the probes; U – voltage; I – electrical current.

Resistivity measurement results for all samples are shown in Table 1.

Table 1 – Resistance of the nanocomposite samples

The content of CNT, wt%	ρ, Ω*cm		
	M-1	M-3	SUS
0.5	1755	1920	-
1	433	311	-
5	43	11	223
10	11	7	309

SUS samples containing MCNTs 0.5 and 1 wt% do not conduct electricity.

The figure 2 shows the results of measurement of electrical resistance.

The diagram shows that with increasing CNT content resistance decreases, ie the current flows with less resistance. We can conclude that the CNT formed continuous conductive network in the volume of polyethylene.

For composites SUS, conductivity was a hundred times smaller than for similar samples M-1 and M-3. For samples SUS with a content CNT 0.5 and 1 wt% of the conductivity is not detected. Smaller values of conductivity for the samples SUS explained in more uniform distribution of the carbon nanoparticles in the polymer matrix and the lack of cross-bridges in

the conductivity of the composite by use ultrasonic dispersion for preparing a suspension of CNTs, which further impregnated UHMWPE powder. Thus mechanical activation is the preferred method of creating conductive composites.

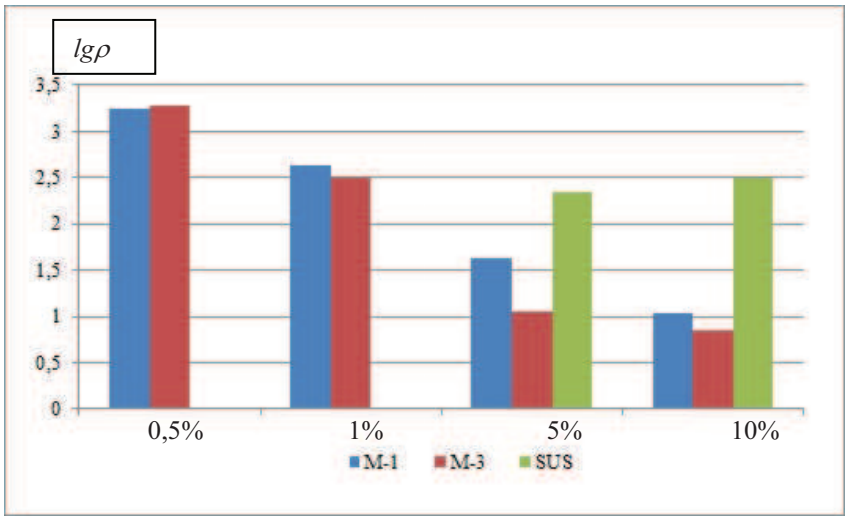


Fig. 2. Diagram lgρ - content CNTs wt%

There are many promising applications of composite materials based on ultrahigh molecular weight polyethylene with the addition of carbon nanotubes

Modification of UHMWPE carbon nanotubes, depending on the distribution in the polymer matrix can yield a composite as a conductive material having mechanical properties of the original polymer and the non-conductive material with a high dielectric constant. With the help of non-conductive nanocomposites with high dielectric constant creation of capacitors of small size is possible. Such materials will be needed in the radio.

In the coal industry conductive composite will be very promising: covering of truck bodies and industrial pipes by the composite can increase the outcome. The goods will not stick, because the material has a low coefficient of friction. It is also possible to prevent static charge.

Application of the composite in the aircraft structure can improve its reliability as well as can make possible to avoid accumulation of static charge, which damages electrical equipment.

The composite can be an excellent electromagnetic shield material. That is, the electromagnetic field reflected by the material protects the electrical equipment from external radiation [4].

References

1. Ning Hu, Zen Masuda, Cheng Yan, Go Yamamoto, etc. The electrical properties of polymer nanocomposites with carbon nanotube fillers // Nanotechnology. 2008. Volume 19. Issue 21.

2. Shevchenko V. G. Fundamentals of Physics of polymer composite materials: tutorial / V. G. Shevchenko. Moscow – Lomonosov Moscow State University, 2010 – 99 pages.

3. Ilya Mazova, Vladimir L. Kuznetsov, Irina A. Simonovaa, etc. Oxidation behavior of multiwall carbon nanotubes with different diameters and morphology // Applied Surface Science. 2012. №17. Pages 6272–6280.

4. Ilya Mazov, Vladimir Kuznetsov, Sergey Moseenkov, etc. Electromagnetic shielding properties of MWCNT/PMMA composites in Ka-band // physica status solidi (b). 2009. Volume 246. Issue 11-12. pages 2662–2666.

COGNITIVE RADIO IN SATELLITE TECHNOLOGY: ACTUAL TRENDS AND ISSUES

E. Y. Mikhlin, V. G. Patyukov (supervisor), S. V. Polikarpova (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: EMikhlin@yandex.ru

Cognitive radio used in satellite communication can substantially widen the dedicated frequency range thus increasing channel capacity. This paper studies recent developments in this area as well as possible challenges and future trends in cognitive radio applications related to satellite communication.

Introduction

One of the major modern challenges in satellite communication (SC) is the lack of frequency resources, especially on the geostationary orbit in L, S, and Ku frequency ranges. Development trends in this field include solutions of the following problems [1]:

- available frequency range maximization;
- capacity increasing through available orbital resource;
- minimization of interference between signals of satellite systems.

As promising ways for increasing the effectiveness of satellite communication the following areas can be outlined [1]:

- using multiple in – multiple out technology;
- advanced beam forming and power management;
- full coding, modulation and filtration etc. on board a satellite;
- Ka – frequency range transition as future-oriented technology;
- using the technology of Cognitive Radio.

Cognitive radio is an intelligent radio that can be programmed and configured dynamically. The main idea of cognitive radio is that transceiver is designed to use the best wireless channels in the available frequency range. Such radio automatically detects available frequency range in wireless spectrum, then change transmitting and receiving parameters for using the frequency range in most effective way. If primary user (user that has license for using particular frequency range) begins transmission in a frequency range occupied by cognitive radio, the cognitive radio automatically changes available frequency to a new one, automatically detected. That way of operation demands wide possibility of changing transceiver parameters from cognitive radio. These parameters are: modulation methods, coding, transmitting power etc. [2].

Cognitive radio is considered to make a great contribution into the solution of contemporary problems facing the SC by increasing its effectiveness.

Methods\Experiment

Research group Cognitive Radio for Satellite Communications (CoRaSat) outlines a number of scenarios applying cognitive radio in satellite communication and hybrid networks. The most promising of them from a commercial point of view are [3]:

- Cognitive Radio GSO Satellite downlink in Ka-band [17.3 – 17.7 GHz];
- Cognitive Radio GSO Satellite downlink in Ka-band [17.7 – 19.7 GHz];
- Cognitive Radio GSO Satellite uplink in Ka-band [27.5 – 29.5 GHz].

In the Russian reality, first scenario may require additional approvals since this frequency range was not only for Satellite communications but also for radio-location service licensed.

The CR can be used in the SC in conjunction with standard 802.22, which works on the principles of the CR. This standard is used in the US for TV broadcasting. It should be noted that the use of downlink in such hybrid networks can be limited. Satellite downlink can't utilize the radio resources efficiently due to the large area of satellite's coverage, which causes poor performance of dynamic spectrum sharing [4].

Implication

Real-time intelligent changing of transmitter parameters has already been used in many satellite communication systems: technology of adaptive code modulation (ACM) in receivers; dynamical correction of Doppler's effects; satellite network constellation knowledge; satellite services knowledge etc. [4].

Modern trends in the CR development in relation to the SC include the following promising areas [5]:

- Dynamic power of signal control;
- Management of beam forming in transmitter uplink and downlink;
- Development and improvement of radio monitoring technology in the CR.
- A combination of CR in SC with terrestrial communication systems.

As the main difficulty in the use of cognitive radio in satellite communication the authors of this paper consider technological complexity of implementing CR in SC. And as a consequence the riskiness of investments in this area.

Conclusion

The trend toward complete signal processing on a board the satellite and fast growing demand for free frequencies and increased spectral efficiency of satellite communication allow us to attribute cognitive radio to one of the promising technology in the satellite communication and hybrid satellite-terrestrial networks.

References

1. Moiseev N.I., Moguchev V.I., Sigal A.I. Promising directions in the development of Russian dual-purpose satellite communication systems. Information society technologies, December 2011.

2. Huseyin Arslan, Cognitive Radio, Software Definition radio and Adaptive Wireless Systems. Springer 2007: pp 2-16. ISBN 978-1-4020-5542-3.

3. K.Liolis, G.Schlueter, J.Krause, F.Zimmer, S.Chatzinotas, D.Kapetanovic, S. Krisha Sharma, M.Butt, T.Gallet, L.Combelles, E.Corbel, J.Grotz. CoRaSat Framework and Scenarios Definition, october 2014, URL: http://www.ict-corasat.eu/documents/deliverables.

4. Sithamparanathan Kandeepan, Luca De Nardis, Maria-Gabriella Di Benedetto, Alessandro Guidotti and Giovanni E. Corazza. Cognitive Satellite Terrestrial Radios // The IEEE Globecom 2010, ISBN 978-1-4244-5638-3.

5. Ekram Hossain, Dusit Niyato and Dong In Kim. Evolution and future trends of research in cognitive radio: a contemporary survey // Wireless Communications and mobile computing, 2013, DOI: 10.1002/wcm.2443.

HIGH RELIABILITY SERVODRIVE DEVELOPMENT FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES APPLICATIONS

A. A. Sushkov, I. V. Nigrutsa, I. V. Alekseenko (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: Sushkov-artem@mail.ru

This paper represents the development of high reliability servodrive for unmanned aerial vehicle (UAV) actuators application. The basic function of UAV servodrive construction principles are considered. The schematic and printed circuit board (PCB) are developed by the Altium Designer software. The servodrive has been assembled and tested.

Servodrive as a part of the unmanned aerial vehicle (UAV) is one of the main devices, which affects the UAV reliability and performance [1]. The servodrive consists of following elements: the electric motor with a reducer; the feedback sensor, which measures the angular position of the output shaft; the control unit and power supply system. A lot of modern UAV servo drives have the reduced range of supply voltage, caused by the space absence of high-voltage power supply system, and due to servo small size and weight. This disadvantage does not allow to apply these servos in the UAV with high-voltage on-board power supply. Unlike previous ones, the developed device has the extended supply of voltage range. High reliability is provided by the servo to autopilot feedback which allows the servodrive to realize monitoring and provide additional source for to the automatic saving system (ASS) activation. The developed servodrive block diagram is shown in fig. 1.

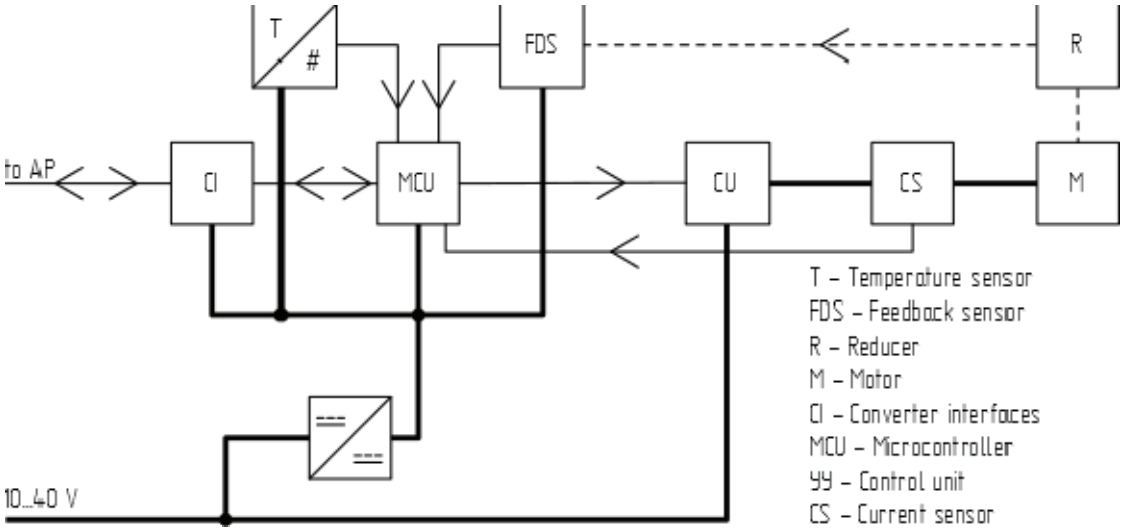


Fig. 1. Block diagram servodrive

This system is controlled by the STMicroelectronics STM32 microcontroller unit (MCU). MCU controls the motor driver, reads the gear output shaft angular position from the angular sensor, monitors the temperature, suppliy voltage and current, communicates with autopilot through the serial interface. The power supply system is based on integrated, small size, high efficiency, non-isolated buck DC-DC converter with wide range of input voltages and short-curcuit protection. The output shaft angular sensor is based on junctionless Hall-effect magnetic sensor. To communicate with autopilot serial interface uses the twisted pair of wires and could comply both RS485 or CAN standards. This solution has great in-phase noise immunity [2].

Fig. 2 shows the overall view of the electronic of servodrive.

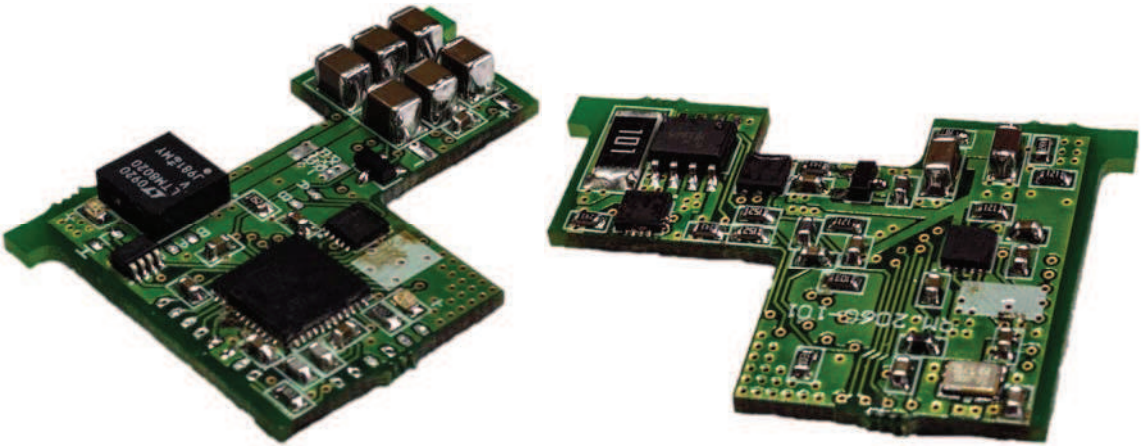


Fig. 2. Overall view of electronic of servodrive

This device was successfully tested and applied in "Delta-M" and "Gamma" UAVs.

References

1. T. N. Baturin, N. M. Boev Development of servodrive control system // Modern Problems of Radio Electronics: Sat. scientific. tr. / Scientific. red. G. Y. Shaidurov; Ans. for no. A. A. Levitsky. - Krasnoyarsk: Sib. Feder. University, 2013. - 472 p.

2. N. M. Boev, E. D. Krylov, V. A. Glinchenkov (supervisor) Development of the electronic part of the servodrive for small unmanned aircraft // Modern Problems of Radio Electronics: Sat. scientific. tr. / Scientific. Ed. G. Y. Shaidurov; Ans. for no. A. A. Levitsky. - Krasnoyarsk: Sib. Feder. University, 2011. - 563 p.

THE PROBLEMS OF PROVIDING QUALITY OF SERVICE IN SOFTWARE-DEFINED NETWORKS

A. U. Turbov, D. U. Ponomarev (scientific advisor), S. V. Polikarpova (language advisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
e-mail: alex.turbov@yandex.ru

The paper shows the basic structure of software – defined networks and outlines the main problems arising in the implementation under actual operating conditions. The aim of the research is to propose possible solutions to the Quality of Service problem and, therefore, to advance SDN technology.

The modern network development shows that the potential increase in productivity seems to be limited when dealing with the parameters like quality of service, bandwidth, response time and network level loading. These problems arise due to the following reasons:

- increase in routing time;
- difficulties in network device configuration;
- the growing need in network virtualization.

One more factor affecting network effectiveness is the application of ‘clouds’, that require flexible, reliable and well-managed network ways. Thus, for coordination of work thousands of routers are required to apply more intellectual and effective systems.

The solution of these problems is the issue of software-defined networks. This concept appeared in 2006 and has been rapidly developed in the last years. The main distinctive feature of this concept involves separating the control plane from the date plane unlike as in the existing networks. It allows to simplify network configuration and management as the control plane functions as the programmable controller and data plane presents the SDN Switch [1].

The general SDN architecture is shown on Figure 1.

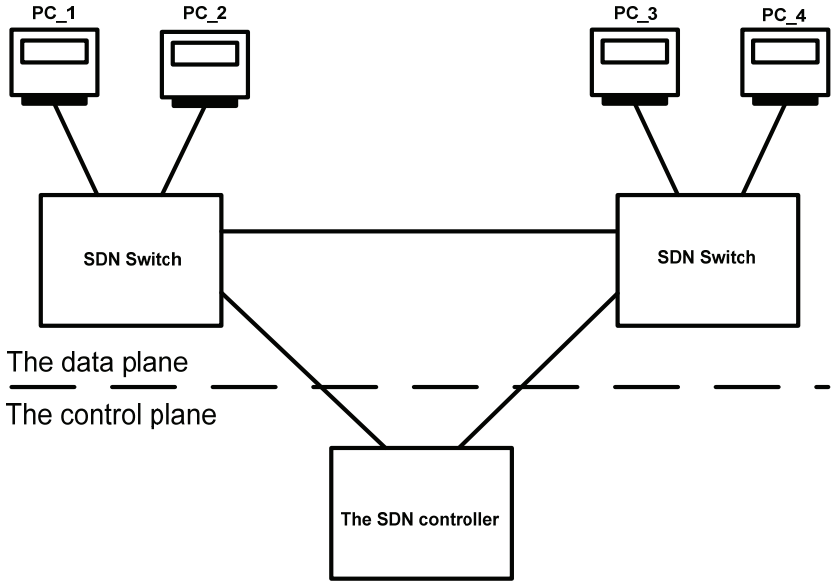


Fig. 1. The general SDN architecture

One of the most important issues in all network cycles is how to support Quality of Service. In spite of rapid development in this field certain methods of supporting QoS in SDN do not still exist.

The main problem faced by researchers is Quality of Service in Software-defined networks. Despite the fact that SDN is rather actively studied there haven't been any respectable results presented [2].

The existing methods for providing QoS such as methods for organizing and manipulating a data buffer, different ways of allocating network resources, Round Robin algorithm, GPS and so one can't be applied in SDN due to its absolutely new vision from mathematical foundation to practical implementation. Therefore, this field requires further investigation.

The subject of our research is providing QoS in SDN. We are currently developing a software system for measuring QoS parameters at different networks stages from network modeling to physical network.

The measuring and studying parameters of QoS are rather important, especially at the design stage when a network is presented as a mathematical model. It allows to avoid some errors subsequently.

The mathematical model for the software program will develop bases on the tensor analysis or the fuzzy logic.

Further studying of Software-defined networks seems to be a matter of great interest and importance. We hope that our research will shed light on the potential of SDN and its application in real life as well as will help to solve the existing network problems.

References

1. Machine-verified network controllers / A. Guha, M. Reitblatt // In PLDI. – 2013.
2. Smelyanskii R. Software-defined networks/R. Smelanskiy // Open systems. – 2012. – № 9.

INFORMATION SECURITY REMOTE TRANSACTION IN THE BANK. THE TYPES OF FRAUDS WITH PLASTIC BANK CARDS AND METHODS OF PROTECTION

F. F. Kholmatov, Y. C. Kolovsky (supervisor)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: holmatov3110@gmail.com

The article is written to disclose the types of frauds committed with plastic Bank cards and suggest the methods for issuers and holders of plastic Bank cards to protect the information stored in the cards. This work also describes new technologies allowing the owners to combine several cards like bank, discount and bonus cards in one.

Fraud in the field of information technology is currently experiencing a boom. For anybody not a secret that theft of cash in the e-banking systems have become a serious and profitable source of income for criminals, generating large revenues. The second most profitable method of fraud in the it sector-Finance is the theft of cardholder data (ODCs, credit card numbers, PIN-codes), which in Russia will soon approach the volumes of similar fraud in the United States. This issue is relevant both for clients of banks and for the banks themselves.

A card fraud means someone's intentional fraudulent actions, based on the use of banking cards technologies, and is usually aimed at an unauthorized acquisition of the funds placed on the cardholders' card accounts or those belonging to commercial enterprises performing transactions on the cards. Card fraud is often refers to a word «fraud» which comes from English meaning cheating, deception.

Fraud can be divided into two groups: frauds on the part of card issuance and frauds on the part of their service. The first group includes the fraud associated with an unauthorized use of the card issuer. The second group includes the fraud, the initiator of which is a commercial enterprise, for example: fake/ distorted slips, re-input operation, etc. During the last 10 years, the average losses of the Bank from operations on plastic cards are 7-12 cents per $100 of turnover on cards (7-12 pb).

This is significantly less than the losses of the banks connected with customer's loans that comprise $3-4 for every $100. However, banks and payment systems pay their attention to make operations on plastic cards more secure. This is due to the fact that in the considered cases the risk periods vary. A client suffers more in the case of a card fraud. Even if the losses caused by a fraud are assumed by the issuer, moral damages arising from inconvenience for the cardholder are felt. A fraud seriously undermines Bank customers' trust in a card technology and cause moral damages. Therefore, the security of operations on plastic cards is the cornerstone of the development of the card industry and this problem is given serious attention to. The absolute size of a card fraud can be roughly estimated as follows: Nilson report for 2013, says that the turnover of transactions in the leading payment systems VISA, MasterCard, American Express, Diners Club, JCB, China Union Pay was approximately $10 trillion. (VISA and MasterCard account for 65% of worldwide turnover on Bank cards).Taking into account the level of fraud (8-10 bp) it is easy to obtain that the absolute size of a card fraud in 2013 was about $8-10 billion.

There are few characteristics features of a card fraud are as follows:

-migration of banks to microprocessor technology

At the end of the first quarter of 2009 in the world approximately every fifth card (22%) and every third POS terminal (37%) supported the EMV standard. Each second card (50%) and about 2/3 of POS-terminals (68%) in Europe were hybrid. The supported cards with magnetic stripe and chip cards in the world and Europe, respectively 19% and 54% of ATMs are EMV-compliant.

-growth of interchannel fraud "Cross Channel Fraud"

It happens when data leakage from one channel of the delivery of client services is used to perform a fraud using another channel. About 80% of all card frauds make online transactions. This is explained by the desire of a deceiver/cheater to empty the account of a card holder, and means that the online nature of the transaction is not an effective way to fight with the fraud when using magnetic stripe cards/cards with magnetic stripe.

Table 1 – The ratio of frauds for kinds of Bank cards

Product	Fraud, %	Sales, %	F/S, %
Credit cards card	85	58	0.12%
Debit	15	48	0.03%

- a credit card is the main goal of a Scam

Special attention is paid to the "gold", "platinum", and other privileged cards. Data presented in the table show that the level of the fraud on credit cards is about four times higher than debit.

-concentration of a fraud on three main types: CNP transactions, fake cards, stolen /lost cards. Other types of a card fraud account for no more than 6-8% of losses.

-the growth of a fraud and skimming through ATMs (false ATMs, false keypad /micro camera /dispensers, malware, Lebanese loop, the use of the technical problems on the side of the Bank/ATM, information leakage from the HRC, etc.) According to EAST (the European ATM Security Team) the amount of skimming over ATM in Europe in 2013 has grown/increased by 43%.

The types of the frauds on the part of card issuance are different.

The oldest and the most natural form of the fraud is a loss of cards by people. Sometimes cards are stolen. In Russia, according to the National Agency fin. studies (NAFI), approximately 19.8% of cardholders have ever lost their cards. The moment when the card is found and blocked in the system takes some time which is used by the attackers having got the card. Before informing the Bank about the loss of the card which is to block the card Issuer, the responsibility for this type of fraud is usually lies on the cardholder.

Sometimes cards can be stolen during the transfer from the Bank to the client. All responsibility for the fraud in this case lies with the Issuer. According to the leading payment systems this type of fraud accounts for 1-3% of the total frauds. In particular, according to MasterCard for the second quarter of 2013 the lost cards accounted for 1.1% of all card frauds in Europe and of 2.33% in the world.

Also the attackers make a fake card personalized on the basis of previously stolen details of the real card. Data are usually stolen from the magnetic stripe of the card and then cheaters do a fake card operation, posing it as a real card.

Fake cards began with a technology of cut card numbers and in their shifted places on the panel of the card. Occurrence and distribution of electronic terminals has become the main method of counterfeit cards which is called skimming. It’s copying of the data from the magnetic strip of a real card. The copied data is later transferred to another card that criminals make on the blank cards acquired in different ways (use bonus cards of various retailers, real Bank card with encoded magnetic stripe, white plastic, painted with the printer, a blank, stolen from factories and banks.

The real-card attackers get the card data with the help of:

-unscrupulous shop staff, who quietly/secretly from a card holder copy the content of the magnetic stripe card using a special device (skimmer) reading magnetic stripe and being able to store information of several dozens of cards;

-ATM skimming (use of false keyboard/miniature video camera or installed software ATM malicious program that saves data from the magnetic strip and values PIN)

-skimming at POS terminals;

-stealing data from the database processing centers and commercial enterprises;

-interception of data during their transmission via the communication channels;

-virus attacks in order to steal personal data (Trojans, worms)

-phishing and vishing, which are used by hackers to collect personal information about the Bank's customers.

Due to migration to chip more rapid growth in the use of counterfeit cards is evident (especially European cards at ATMs in comparison with POS-terminals. Considering the fact that many countries migrate program Chip&PIN it has become easier to copy data and PIN from the magnetic stripe and then use these data to issue cards on the white plastic.

There are three main types of "card not present fraud" (CNP) transactions: Mail Order/Telephone Order (MO/TO) transactions, transactions, e-Commerce (EC) and recurrent payments (cardholder concludes with a trade point an agreement on a regular periodic direct debit of funds from his/her account to receive from a trade point services using a plastic card).

In the operation of the EC accounts for about 60% of the total CNP fraud, MO/to transaction - 30% on recurring payments remaining 10%. The growth of EC in the world at the beginning of the new Millennium was about 25% per year, in Europe -40% per year. It is expected that by 2015 the volume of B2C in the world will reach 450 billion euros.

To commit a fraud in the case of CNP transactions it is enough to know the most simple card details-card number, expiration date, and the value of the CVC2/CVV2. Therefore, all CNP transactions must be done in real time, and the responsibility for the fraud on such transactions payment system lies on the banks. The exception is when banks and their online store use secure Protocol EC, known as 3D Secure and which is used in the leading payment systems of such brands as MasterCard Secure Code and Verified by VISA.

To implement the type of fraud called "card received on stolen documents or personal data (ID Theft)" two schemes of fraud are mainly used: fraudulent applications and interception account. Fraudulent applications: the scammer is using someone else's ID (found/stolen/forged) for filing an application to obtain a credit card with indication of the address which the card can be easily and safely obtained to.

Interception of an account: an attacker gets the information about the details of the card/account, for example, found in his Bank statements of the cardholder, then calls the Bank and reports the change of the address, and later requests a new card with its delivery to a "new" address.

Transactions through ATMs have traditionally been characterized by increased security because of their authorization by the Issuer in line with the mandatory inspection of personal ID (PIN) of the cardholder. The fact that advanced security transactions at ATMs was confirmed and fraud statistics through ATMs was an order of magnitude less than the same indicator for trading.

Unfortunately numerous explanations to a large number of card holders have no results. They still write their PIN on the card. According to information published by the English Association APACS (Association for Payment Clearing Services) in 2006, 8% of cardholders cannot remember their PIN code and therefore write it. According to a survey NAFI, 11.6% of Russians keep the PIN with the card.

This type of ATM fraud, obviously, refers to a type of "stolen card".

Combating card fraud is the subject of a separate discussion. The technology of magnetic stripe cards has largely exhausted its possibilities from the point of view of security of card transactions. Despite the diversity of methods used by banks to protect transactions by cards with a magnetic strip, an effective universal approach does not exist.

Protection system of the Issuer magnetic stripe cards from a card fraud uses the following items:

-approved by the Bank's management policy cards. Policy issue should be determined it also should define the proposed Bank card products to their consumers and acceptable risks,

procedures for processing applications for customers, delivery and issue cards to customers of the Bank, equipment software tools and systems to protect the Bank from a fraud, distribution of responsibility between departments of the Bank and actions of the staff and managers of the Bank in the case of the Bank.

-approved procedures for receiving /processing applications for customers, delivery and issuance of cards and PIN-cover to clients reissue of cards, destruction of unclaimed cards.

-secure personalization of cards.

-programs which checks the card settings, its holder and operations systems to authorize transactions in the Bank. It locks and reissues compromised Bank cards.

-the use of modern technological solutions to increase the reliability of the authentication procedure of card holder: microprocessor cards, 2-factor authentication of the cardholder (card and PIN) of the 3D Secure Protocol on the side of the card holder and the Issuer. The system monitors transactions, allowing you to identify suspicious from the point of view of card fraud operation.

-SMS alerts card holder about the operations performed on the account.

-using functionality of mobile banking that allows you to unlock the card before you perform card transactions and re-lock it after you use the card. This mechanism is extremely cost effective means of combating a card fraud but it has not been assessed by the banking community.

At the same time it should be recognized that prior to the mass adoption of mobile banking is still far and it will take time before this protection mechanism will become popular.

-Grant payment system for reporting cases of fraud by Bank cards.

-Training of Bank staff on the topic of card security.

A large value fraud also has the job of servicing banks with commercial enterprises.

To improve information security and make using cards easier it is proposed to develop a universal plastic card which would unite all plastic Bank card, bonus, discount cards in a single universal card which would be convenient to use and therefore more secure. It looks like a device the size of a credit card that is able to hold up to eight credit, credit, gift or loyalty cards, and allows you to switch between them by pressing the button on its surface. You will then be able to use the card at any ATM or to pay at the cashier as if it was the card itself.

This card will be used in the patented magnetic strip with variable information. This unit comes with a small reader, which you can copy the card data to the mobile application, which is then synchronized with the "card" via Bluetooth Low Energy (BLE) (this Protocol is also used in many smart watches and trackers for fitness). Using one battery, the device will be working for two years, besides BLE energy will be consumed by modest screen (about a square inch, - translator's note), which will show the last four digits, expiry date and CVV of the selected card. Since this card will be to maintain a connection with your smartphone using the same BLE, a person will receive an alert to your smartphone if the card has been left somewhere. Much is not yet fully developed in this proposal - for example, how often the card needs to communicate with a smartphone and how much "plastic" as it should fit.

The advantage is obvious: to make 8 pieces of plastic in one. Everyone will want to make your wallet thinner, and this card will allow you to do this without abandoning the usual discount cards and other benefits. Yes, once you have to copy all these cards on a smartphone, but don't have to take pictures of QR codes or download apps for loyalty programs in restaurants.

In any case, even with all of the required actions described including the security standards of the payment card industry, there are still residual risks, which can reduce either through the use of additional protective measures or above by insuring these risks.

EVALUATION OF ELECTRONIC DEVICES ROBUSTNESS BASED ON THE METHOD OF CHARACTERISTIC POTENTIALS

A. O. Nikolaev[1], G. M. Aldonin[2] (scientific supervisor), V. G. Andyuseva[3] (language advisor)

[1]*JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev*
Zheleznogorsk, 662974, Lenina St., 52, Russia
[2]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: alnik@iss-reshetnev.ru
[3]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The method of an electronic device that allows to increase the efficiency of resource management and control of the technical object, as well as increase of reserve performance is considered.

The high sensitivity of electronic devices (ED) causes their chaotic behavior under the influence of external factors in the operation. For system of the ED serial totality stochastic interaction of its state parameters with the parameters of the phase space defined it as big chaotic system (BCS). BCS state model, which allows determining the structural stability, is based on the description of BCS characteristic potentials, determined by the parameters of the phase space. For the analysis of complex technical systems that represent elements structure of mutual relations, they apply the method of characteristic potentials.

On-board computer (OBC) of a spacecraft is considered as a technical object (TO). This product has redundant core modules and additional information about the modification of the phase space parameters (PSP). This will reduce the uncertainty of the system, decrease the average risk through its energy. OBC has got the necessary computing resources to use the PSP control system, so the introduction of additional modules is required (except for additional sensor-transmitters controlled PSP).

TO monitoring includes recording output characteristics of performance which are beyond the setting, influencing TO operability. This method is appeared to be vulnerable because of TO complexity and its increasing seriation.

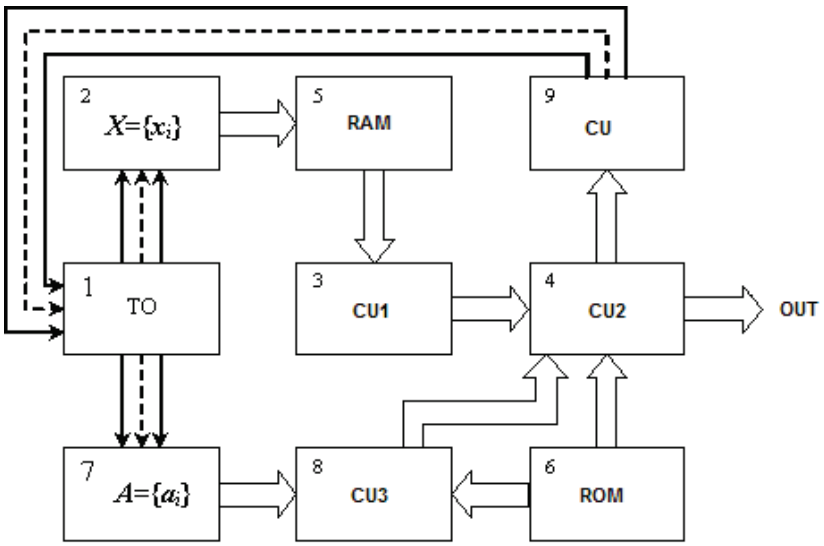


Fig. 1. The structure of the control system, allowing the use of information on the external parameters: TO – technical object; X – measure of performance characteristics; A – PSP measure; CU – control unit; CU1 – calculating unit $f(x_i)$; CU2 – calculating unit $R(x_i)$; CU3 – calculating unit $U(x_i)$; RAM – Random Access Memory; ROM – Read Only Memory

Additional information on changes in the PSP reduces the uncertainty of the system, decreases the average risk because of its free (according to relevant degrees of freedom) energy. Using the information about the state of the phase space of the environment in the information extraction system (IEC), the control system provides transformation of the free energy fluctuations into internal energy of ED based on average risk R minimum.

The structure of the control system, allowing the use of information on the external parameters is shown in Fig. 1.

In case when control points are in the critical areas of calculation shift unit $U(x_i)$ CU3 in accordance with the sensitivity matrix generates a command to change the controlled PSP (temperature, for example) in the control unit CU by:

$$\frac{\partial R(x)}{\partial a_1 \ldots \partial a_k} = 0,$$

where, a_i – controled PSP, $i = \overline{1,k}$.

The construction of an adequate model, linear in the parameter space with their considerable unsteadiness, provides effective control and TO management, realization on its robustness (immunity to PSP changes) and increases the efficiency up to 30%.

References

1. Aldonin G.M. Robustness in nature and technology. – M.: Radio and Svyaz, 2003 – 367 p.
2. Kulbak S. Information theory and statistics. – M.: Nauka, 1965 – 408 p.

THE METHOD OF ESTIMATING SIGNAL-TO-NOISE RATIO IN SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

A. A. Silantyev[1], V. G. Patyukov[2] (scientific supervisor), V. G. Andyuseva[3] (language advisor)

[1]*JSC "Information satellite systems" named after academician M.F. Reshetnev*
Zheleznogorsk, 662974, Lenina St., 52, Russia
E-mail: artyom183@mail.ru
[2]*School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU*
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
[3]*School of Philology and Language Communication SibFU*
82 bld. 1 Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041

The paper considers research and development of a new method for evaluating the signal to noise ratio, based on statistical characteristics of stochastic processes emission used to assess the accuracy of the information obtained, improving noise immunity in satellite communication systems.

Space communication systems operate in conditions of a priori uncertainty about the nature of interference and signal- to- noise ratio of spacecraft receiver. To evaluate the signal-to-noise ratio we should study options of the signal and noise addition, for example, using its probabilistic characteristics.

The time of emission is the period during which is the analyzed addition $x(t)$ exceeds a predetermined threshold C. The emissions of N in the receiver of the spacecraft over a period T is changed in accordance with the law of Rayleigh-Rice, and is calculated by:

$$N = 0.7\Delta f \frac{C}{\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}a^2 - \left(\frac{C}{\sigma}\right)^2\right] I_0\left(\frac{aC}{\sigma}\right) T,$$

where, Δf – noise power spectrum width equal to bandwidth filter of spacecraft receiver (in this case, 1.6 MHz), a – signal/noise ratio, σ – rms noise, $I_0(\cdot)$ – Bessel function.

When we know the average number of emissions in accordance with the above equation, it is possible to calculate signal-to-noise ratio by means of hardware. A simplified block diagram of a unit for measuring the signal-to-noise based on the analysis of the statistical characteristics of random processes of emission is shown in Fig. 1.

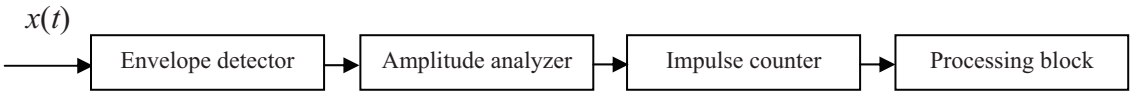


Fig. 1. Unit for signal- to- noise ratio evaluation on the statistical characteristics of the emission

Signal-to-noise addition $x(t)$, which comes to an envelope detector is produced in accordance with the block diagram in the receiver of spacecraft. Amplitude analyzer shows the necessary threshold. Then it is converted into a sequence of rectangular pulses arriving at the counter. The result is the number, which is stored in the processing unit, where the required signal-to-noise ratio is defined, in accordance with the above equation.

The obtained results can be used to increase the noise immunity of the spacecraft.

References

1. Tihonov V. Nonlinear transformations of random processes. – M.: Radio and communication, 1986.

OXIDE TRANSPARENT ELECTRONICS

E. L. Torokova, O. Yu. Baranov, T. N. Patrusheva (scientific adviser)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: katya-2594@mail.ru

The interest to the transparent conductors can be traced back from 20th century, when the first reports about CdO films appeared. The first transparent conductive oxide (TCO) have found Badekeg (1907) and it was CdO in form of thin film [1].

The term "transparent electronics" appeared in 1997, when in the journal Nature published an article by Japanese researchers Kawazoe et al, which said about transparent and highly conductive oxide film $CuAlO_2$ with the *p*-type conductivity preparation. In the same issue of Nature the work of Thomas was published, in which the prospect of a so-called invisible electronic circuits discussed, based on the results of Kawazoe [1, 2]. It is giving a new use of conductive oxide materials that have been used only as passive elements of electronic circuits.

The concept of transparent electronics primarily based on the usage of transparent in the visible range of radiation substrates: glass, quartz and polymers.

The most of widely studied and used in electronics transparent conductive oxide (TCO) are indium oxide, tin-doped indium oxide (ITO), zinc oxide and tin oxide. Electrical properties of these materials are given in Table 1 below.

Table 1 – The electrical characteristics of transparent conductive oxides

Material	Band gap, eV	Conductivity, $S \cdot cm^{-1}$	Electrons concentration, cm^{-3}	Mobility, $cm^2B^{-1}c^{-1}$
In_2O_3	3.75	10000	$>10^{21}$	35
ZnO	3.35	8000	$>10^{21}$	20
SnO_2	3.6	5000	$>10^{20}$	15

It is noteworthy that all of three materials included in the table have *n*-type of conductivity and they are highly degenerate semiconductors, i.e. electron concentration therein substantially exceeds effectively the density of states in the conduction band [1]. Furthermore, all of well known and commercially used TCO have *n*-type of conductivity. Therefore, in terms of working structures (diodes, transistors) creating, it needs to learn the hrocesses of grow films with *p*-type of conductivity. TCO with *p*-type of conductivity are a relatively new phenomenon and their conductivity is much worse compared with the TCO with *n*-type conductivity.

The most important is the usage of metal oxides in the design of liquid crystal displays (LCD).

Figure 1 shows the layered structure of the LCD. Layer 1 – a vertical polarizer, layer 2 – the glass substrate with ITO electrode, layer 3 – the twisted nematic liquid crystal, layer 4 – the glass substrate with ITO electrodes, layer 5 – horizontal filter for blocking/transmittance of light, 6 – the reflecting surface.

Oxide materials are also used in solar cell structures based on mono and polycrystalline silicon. Transparent conducting oxides are used as a top and front contacts and antireflection layers [3]. Figure 2 shows some of the solar cell structure in which a transparent oxide films are used.

New electronic products based on polymer materials in combination with inorganic materials, which will appear in the next decade, revolutionized the operating conditions of

electronic equipment and enhance the ability of information technology. They will create new principles of the organization, training, lifestyle and entertainment. The task of science – "not to miss" this jerk and dignified manner involved themself in the development of transparent electronics.

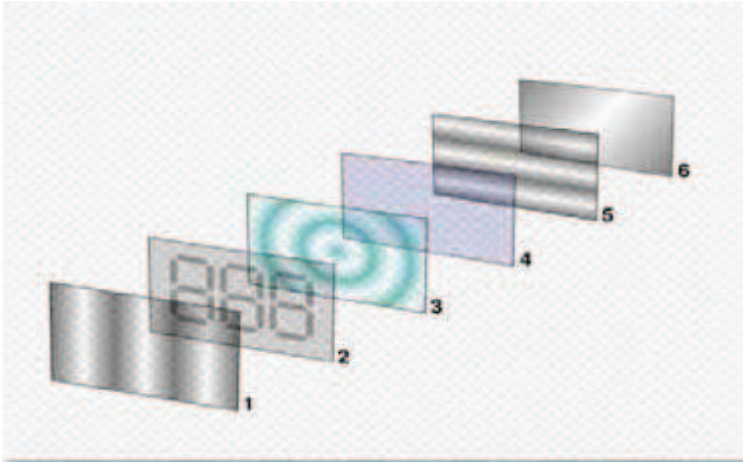


Fig. 1. The construction of liquid crystal display using twisted nematic

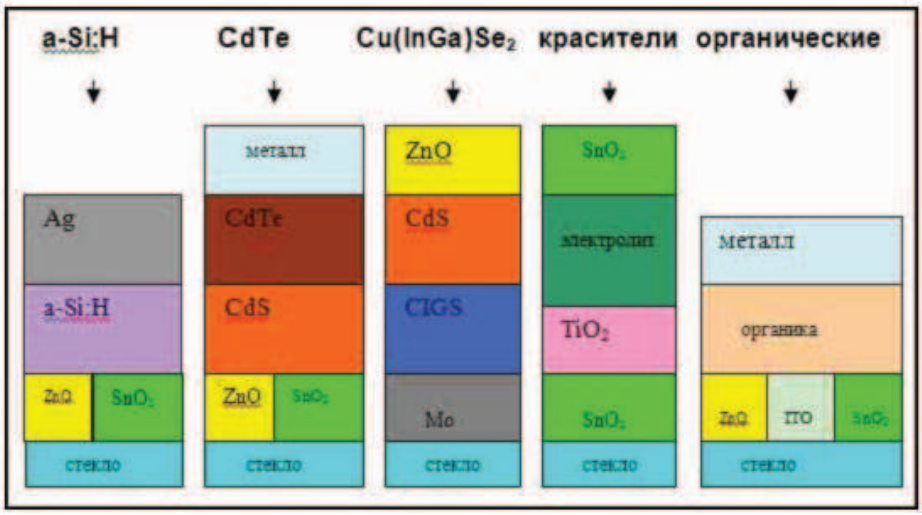


Fig. 2. Schematic design of solar cells with transparent oxide materials

For the development of a transparent electronics it is important to develop new methods of transparent conductors and optical films depositing, that meet the modern requirements, in particular the cost and the coating surfaces of various sizes and shapes.

An example of the creation of such films is Cd-Sn-O films thechmology.

For the Cd-Sn-O films preparation we used the extraction-pyrolytic method. The extractant – carboxylic acids – immiscible with water and at the same time is in a liquid state. These acids are caproic, caprylic, and pelargonic енв so on. Obtained by extraction the cadmium and tin carboxylates $(RCOO)_2Cd$ and $(RCOO)_4Sn$, or soap, are non-toxic.

To adjust the concentration of metals in the extracts the reextracts of metals was obtained and investigated by atomic absorption instrument for AAC-1 M. Working solutions were prepared by mixing the extracts in a predetermined ratio of 1:1, 2:1, 4:1, 6:1 and 8:1. The calculation was made on the proportions: $c_1V_1S_1 = c_2V_2S_2$.

We obtained yellow transparent films of different composition 1:1, 2:1, 4:1, 6:1 and 8:1. Table 2 shows values of the surface resistance CdSnO films depending on their composition and thickness.

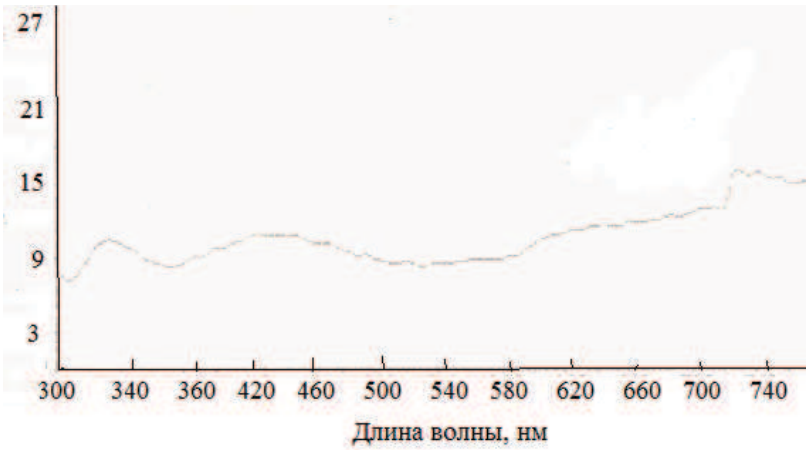
Table 2 – Surface resistance of the obtained Cd-Sn-O films

The number of layers applied	Surface resistance, Ohm/cm^2 with the ratio of components Cd:Sn				
	1:1	2:1	4:1	6:1	8:1
4	150000	3000	5	4	4
5	65000	300	3,5	1,8	1,6
6	50000	300	2	0,95	1,3
7	35000	150	1,5	0,755	1
8	30000	40	1,1	0,66	0,75
9	30000	40	0,8	0,5	0,64
10	30000	30	0,6	0,435	0,455
11	-	-	0,575	0,25	0,33
12	-	-	0,525	0,22	0,31
13	-	-	0,5	0,2	0,273
14	-	-	0.45	0,235	0,245
15	-	-	0,4	0,235	0,200

From the table it follows that the surface resistance of the films Cd-Sn-O decreases with increasing film thickness. Increasing the content of cadmium oxide in the composition of Cd-Sn-O leads to the decrease of surface resistance. The best properties has the conductive cadmium and tin oxide films in ratios of 4:1 (R = 400 ohm/cm^2), 6:1 (R = 235 ohm/cm2) and 8:1 (R = 200 ohm/cm^2). The composition Cd_4SnO can be used in transparent electronics, in particular in solar batteries.

By extraction-pyrolytic method we obtained transparent dielectric $SrTiO_3$ thin films on glass substrates to create an anti-reflection coatings. For this purpose, strontium and titanium extracts were mixed in a ratio of 1:1 and the resulting solution was diluted to a concentration of 2 %, which is optimal for the production of films with good adhesion. Uniformity of film thickness is achieved by using the rotation of the substrate with a wetting film at a speed of 1500 rev/min (method of spin-coating). After drying the film was subjected to pyrolysis at 600 °C to obtain $SrTiO_3$ layer.

According to XRD phase of a complex oxide formed after pyrolysis mixture of extracts in the crucible at 600-700 °C. In thin films, the phase formation occurs faster and at lower temperatures than in bulk materials.



Films with thickness of 90, 150 and 300 nm (3.5 and 10 layers) showed almost identical results of reflection on the level of 10 %, while the clean glass reflected at the level of 15 %. Thus, the antireflection effect is achieved.

The astudy of the reflection spectra of $SrTiO_3$ films with different thickness on glasses were performed on the instrument Specord M400 and shown in Fig. 3.

References

1. Jogh F. Wagner, Douglas A. Keszler, Rick E. Presley “Transparent electronics” / Springer Science+ Business Media, LLC. – 2008. – 217 p.

2. Satischara B. Ogale “Thin films and heterostructures for oxide electronics” / Springer Science+ Business Media, Inc. – 2005. – 416 p.

3. Thin film solar cells: fabrication, characterization, and application // edited by Jef Poortmans and Vladimir Archipov. – John Wiley and Sons Inc. – 2007. – 504 p.

DEVELOPMENT OF TECHNOLOGICAL PROCESSES OF ELEMENTS OF SEMICONDUCTOR INTEGRATED SCHEMES IN DEVICE-TECHNOLOGICAL SIMULATION

N. A. Kopylova, A. A. Levitsky (scientific adviser), I. V. Alekseenko (language adviser)

School of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU
28 Kirensky st. Krasnoyarsk, Russia, 660074
E-mail: Delita_2001@inbox.ru

This article describes systems of device technological simulation for various technological processes. We present the ISE TCAD DIOS program, using for computer simulation. We will review an example of modeling and an opportunity for the elementary application. Using the simple example of simulation, we will draw a conclusion of the feasibility of this program in various fields of science and life.

Modern level of development of microelectronic technology allows to create semiconductor devices (integrated circuit components) of such small sizes, that the analysis and the design of which are provided by the simplified analytical models, become difficult. It occurs due to the traditional simplifying assumptions, which are the basis of the analytical models such as, one-dimensional characteristic of the currents, proceeding in a device; constant mobility of charge transfers, neglected effects of a strong dopain; splitting of all the structure into separate quasineutral areas and areas with a cubic density of a charge, can be significantly failed in modern components of integrated schemes. Having a package of the applied programs, realizing the numerical models, an engineer can carry out the design of a device directly on the computer, and can considerably reduce the number of long and expensive experiments.

Device-technological SAPR Synopsys (ISE) TCAD is focused on the design of the element base BIS and SBIS, it allows to carry out the simulation of integrated semiconductor structures of low complexity, and of discreted elements, to calculate a complete set of static, dynamic and frequency characteristics of active and passive elements SBI, in first, second and third - dimensional approach. In this paper we consider the simulation of a technological process in such software environment as DIOS.

The program is a multi-dimensional process simulation DIOS for semiconductor devices simulates a complete set of technological operations in first, second -dimensional approximation. Separate operations, can be calculated third -dimensional structures. DIOS takes as its input a sequence of commands, which can be entered from standard input (that is, at the prompt in a command window) or composed in a command file. An optional additional input is a PROLYT mask file containing details of geometries for the various mask levels. The simulation of a process flow is achieved by issuing a sequence of commands corresponding to the individual process steps. In addition, a number of control commands are provided to allow users to select physical models and parameters, grid strategies, and graphical output preferences if required.

We consider the main processes, which can be simulated in the program, such as – diffusion, implantation, oxidation, sedimentation, mask and etc. There are also some supported functions, such as grid, graphics in the second -dimensional format, possibility of a suspension of modeling in any opportunity.

As an example, the command file was taken from the user's guide of DIOS, is then examined and applied to this program. It should be noted that this file is a simple example – without any difficult commands and non-standard tasks. At this stage are interesting only fundamental facilities of a software package in a basic view, and the development of this software package for more complex challenges is only planned in future.

Commands in DIOS

There is a row of general commands which we consider in detail in this command file:

Title - must be the first command in each DIOS input file. During the input parsing, DIOS first checks for complete parameter names and then for abbreviations. In case of ambiguous input, DIOS displays warning messages and information about the selected parameter name.

Grid - command can be used repeatedly during a simulation to define a different user grid if required. DIOS uses a right-handed coordinate system. The x-axis points laterally to the right and the y-axis points vertically to the top. The y-axis is always perpendicular to the wafer surface. The rectangular area, x - at coordinates defined mosaically, uses almost equilateral triangle. The initial interval of a triangle is defined by either duplex or nx.

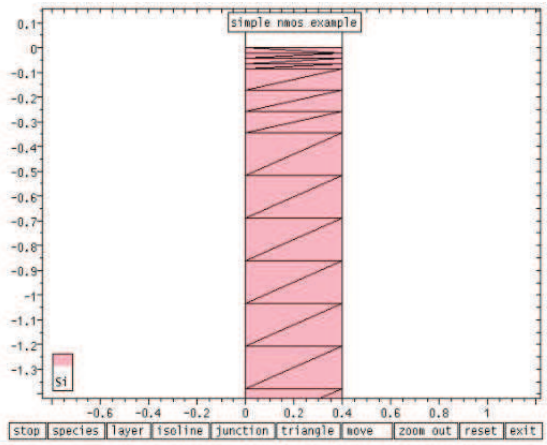


Fig. 1. Example of the user grid

Comment - allows a text string to become the new (sub)title, typically at the start of a new process module. This string is adopted as the title in the DIOS graphic and is included in the dataset labels of any 1D profiles saved while it is current.

Substrate - after defining a user grid, the extent and the properties of the substrate layer must be defined. Has subcommands the defining substrate parameters, such as: *ELEMent* - the dopant species with which the substrate is doped. *CONCentration* - the uniform background doping concentration in the substrate [cm $^{-3}$]. *ysubs* - the y-location of the top of the substrate (0.0 by default). *ORIentation* - the crystal orientation of the substrate surface: 110, 111, or 100 (default).

Control - the parameter record is used for general DIOS control purposes, in particular, for controlling grid adaptation and run-time output.

Graphic - the command starts and controls the DIOS graphics output. If there is no Graphic command, but Replace(Control(NGRA=1000), the DIOS graphics start automatically after the first process step is completed. The appearance of the DIOS graphical output can be controlled from the command line or console.

Commands of technological processes:

Implantation - for modeling of ionic implantation have to be specified: types of implantation, energy of implantation (кэВ) and doses (cm^2).

Diffusion - all high-temperature processes are controlled by means of the Diffusion command: installation for fail-safe tests, preliminary sedimentation, annealing in furnaces, oxidation, epitaxies and preliminary heat treatment.

Deposit (sedimentation) – for imitation of processes of sedimentation, material and thickness of layers have to be specified surely. Besides have to be specified - time (in minutes) and the speed of sedimentation [nm/mines].

Mask - Lithography simulation is replaced in DIOS by the definition of resist masks. A single mask can be defined by its left or right edge. If the mask extends over the left or right side of the simulation domain, the mask edge outside of the device can be specified, although this is not necessary (leave it undefined). It is not recommended to specify the left and right end of the simulation domain, since this may lead to round-off errors.

Etching - etch simulation in DIOS is essentially geometric. Different degrees of anisotropy can be defined. In this case, perfectly anisotropic (perpendicular) etching of the polysilicon and oxide layers is specified at rates of 100 nm/minute and 10 nm/minute, respectively.

Polysilicon reoxidation - the polysilicon gate is reoxidized in a dry oxygen ambient with an O_2 partial pressure of 0.5 atm.

Also there is a row of separate commands for implantation:

LDD implant (implantation of poorly alloyed areas) - Dopant profiles are computed using analytic functions for both the depth and lateral distributions combined with dose-matching techniques and lateral integration.

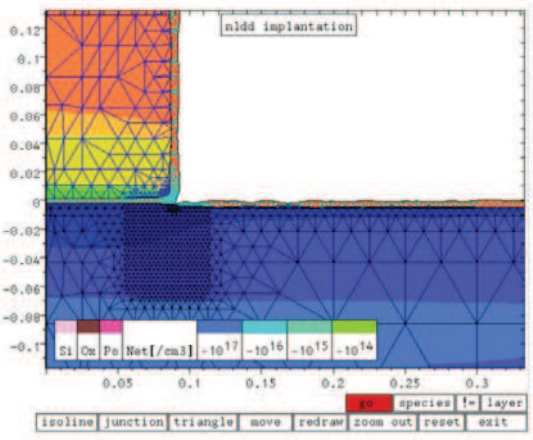


Fig. 2. Construction grid before implants

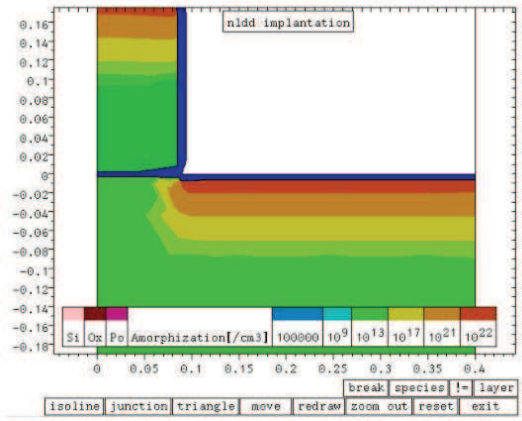


Fig. 3. Plot of the damage profile used to evaluate amorphization

Halo implants – The tilted quad boron halo implants are performed in sequence. A quad implant is assumed in which the wafer is rotated 90^o for each quarter of the dose.

RTA of LDD/HALO implants - in this example, the default condition SiDiff on is active and diffusion is only computed in the silicon. The doping profile in the polysilicon is reduced to a constant level with the same dose for each region. In addition, the default equilibrium diffusion model is used. Therefore, the point defects (vacancies and interstitials) are replaced by their equilibrium concentrations. In effect, the excess interstitials introduced by the LDD/HALO implant damage are assumed to have recombined infinitely and quickly. In general, this is unrealistic. In the advanced example, more complete diffusion models, including point-defect coupling effects, are introduced.

Having loaded the command file into DIOS and having passed a stage of simulating it is possible to receive a set of four files, which are suitable for using in ISE MDRAW. They are saved with a name of a root file: simple_nmos.

simple_nmos_mdr.bnd – Contains final descriptions of border of area.

simple_nmos_mdr.cmd – Contains a row of commands for MDRAW.

simple_nmos_dio.grd.gz – Contains DIOS grids.

simple_nmos_dio.dat.gz – Contains data of DIOS.

Thus, we can conclude, that in general the DIOS program can successfully be used in simulating of various technological processes. This program can be affordable for the educational process and can help to safe working time at the laboratory, and, also, can give an opportunity to work outdoors. In my opinion, this program can also be used in automated design systems at the stage of development of electronic devices in engineering centers and laboratories.

References

1. ISE TCAD Release 10.0 Integrated Systems Engineering DIOS, Zurich, Switzerland, 2004. – 566 p.
2. Scientific Information material "Research of structures and calibration models in the environment TCAD" [electronic resource]: Moscow Regional Center of New Information Technologies - Access mode: http://www.mocnit.ru/mocnit/kurs.html
3. Goryachkin Y. V. TCAD 7.0. Book 1: The structure and composition of the ISE TCAD 7.0. Graphical interface GENESISe / Y. V. Goryachkin, S. A. Nesterov, B. P. Surin. – Saransk: Publisher university of Mordva, 2004. – 92 p.

SPACECRAFT CONTROL MONITORING SYSTEM

E. O. Blagova[1], Y. M. Knyazkin[2] (supervisor), V. G. Andyuseva[3] (language advisor)

[1]*JSC academician M.F. Reshetnev «Information Satellite Systems»*
662972, Krasnoyarsk territory, Zheleznogorsk, Lenin st., 52
E-mail: BlagovaEO@iss-reshetnev.ru
[2]*SFU, Interschool base chair "Applied physics and space technologies"*
660041, Krasnoyarsk, Svobodny pr., 79
[3]*SFU, School of Philology and Language Communication*
660041, Krasnoyarsk, Svobodny pr., 79

The article considers the general structure of automated spacecraft control system and telemetry processing issues in an automated spacecraft control circuit. The article is centered on development and modernization of telemetry information processing in spacecraft control center.

The spacecraft automated control system (SC ACS) is designed to provide nominal functionality of on-board systems of the spacecraft during the whole period of its active existence. SC ACS is a collection of board and ground management instruments with necessary mathematical software and includes board and ground control segments.

Spacecraft control tasks are solved by means of spacecraft ground control segment hardware and software.

Ground control segment (GCS) is intended for continuous tasks of spacecraft and orbital group (OG) control, including spacecraft flight control, and maintaining the specified technical and ballistic characteristics.

Information of different structures and types circulates between GCS components. The main types are as follows: memory load telecommands, GCS monitoring results, ranging results and telemetry. In a complex spacecraft automated control system a great attention is paid to responses of a spacecraft to control actions – described by telemetry. Telemetry comes from spacecraft transmitting devices, goes over a radio link and contains the status of onboard equipment, mission program execution and responses of a spacecraft to control actions.

In order to perform a complex analysis of telemetry information received the telemetry processing software (TMP) is implemented in the spacecraft control center (SCC).

Real-time software for telemetry processing ensures reception, handling, archiving and displaying telemetry. It also prepares input data for automated telemetry processing. TMP provides the solution of the following tasks:

– preparing input data for telemetry processing. Preparing input data for telemetry processing (PIDTM) software is intended to solve this task;

– carrying out a telemetry receipt session with the spacecraft. The following software is involved in solving this task: telemetry-processing server (TPS), review processed telemetry (RPTM), mnemocircuit telemetry review (MNTM);

– out-off session telemetry processing and analysis. This task is solved by RPTM and Out-of-session telemetry processing (OSTMP) software.

The central element of the analysis system is telemetry-processing server. It receives telemetry flows from front-end server (FES), creates permanent telemetry archives in SCC database and distributes telemetry between clients.

RPTM software receives telemetry from TPS and is involved in solving on-line telemetry analysis tasks, such as: primary and derived telemetry processing, on-board computer (OBC) reports decoding, analysis of telemetry frame bytes in raw, telemetry parameters plotting, results saving and printing.

MNTM software also receives telemetry from TPS and provides the spacecraft functional model in a form of symbolic circuits.

The accumulated telemetry is analyzed by means of OSTMP software. Its main tasks are as follows: retrieval of any telemetry parameter group from the archive, over any time interval specified by user (within the retention cycle) with subsequent presentation in the specified form, telemetry parameters plotting over any time interval, OBC-reports decoding, results saving and printing.

Each telemetry analysis software mentioned above uses telemetry input data during its functioning, which is stored in SCC database and generated by PIDTM.

From the above it follows that TMP software systems provide spacecraft control instruments by displaying the values of primary and derived telemetry parameters, the parameters of generalized control, charts and mimics of on-board systems. Thus, TMP has not monitoring tools for mission profiles execution. That makes spacecraft control, which performed by mission profiles, more difficult.

Thus, there is a need for dynamic monitoring instruments of mission profiles execution, which would allow real-time spacecraft administration processes control. At the same time, system of mission profiles editing is required. That system should allow to describe the logic of mission profile easier.

Currently SCADA systems are used for monitoring states of some complex objects. Analysis of the most popular of them has shown that they don’t meet the requirements of spacecraft control monitoring system.

In order to increase functionality of TMP we propose to introduce a software, which will contain tools for describing mission profiles with complex branched logic and tools for displaying their execution.

To avoid extra time for describing of mission profiles, we suggest not to use the scripts for that and draw mission profiles by means of block-diagram. At the same time it necessary to match diagram blocks with the time of their execution

Moreover, the spacecraft control monitoring system should provide the ability to monitor the execution of the active branches of the mission profiles algorithm in real time, showing the planned future work taking into account the state of telemetry parameters, which characterize the operation of the spacecraft on-board systems.

Conclusions

The proposed solutions to improve the telemetry processing software can simplify the spacecraft control process, and will make spacecraft control more transparent and user-friendly.

Currently, spacecraft control monitoring system is being developed to increase TMP functionality.

СПИСОК АВТОРОВ

Абдалла Х. М. 164
Абдрахманова Г. И. 513
Абдулхаков А. А. 208
Авилов Н. Е. 391
Аксельрод Г. З. 45
Акчурина Э. И. 513
Алдонин Г. М. 268, 280
Алексеева Н. А. 339, 367
Алешечкин А. М. 9, 149, 179
Алиметов Л. А. 14
Алистрат А. А. 129
Андреев А. С. 220
Андреев Г. В. 380
Андреев Н. Н. 14
Антипкина С. А. 443
Ануфриев И. И. 474
Апрелкова Т. Е. 205
Арефьев Р. О. 169, 174
Артемьев К. А. 17
Артюх А. С. 20
Астраханцева Н. Г. 169, 174
Аушев П. О. 494
Афонин А. О. 306
Бабак Л. И. 328
Бабушкин В. Н. 215
Бальва Я. Ф. 302, 332
Баранов О. Ю. 549
Барашков В. А. 457
Батенков К. А. 527
Батурин Т. Н. 251
Башкиров А. В. 114, 542, 545
Беличенко В. П. 309
Беляев Б. А. 566
Биктимирова Л. Р. 513
Блинов И. В. 562
Богданович В. А. 25
Богомолов Н. П. 65
Боев Н. М. 60, 284
Бондаренко В. Н. 189, 193, 197
Буковец В. А. 409
Бульбик Я. И. 477, 491, 494, 516, 531
Бурмистров И. Н. 571
Бурмистров С. В. 255
Былов А. А. 312
Валиханов М. М. 186, 208, 224
Вахтин Р. Ю. 20
Верещагин А. Н. 208, 224
Войцеховский В. Н. 509
Воробьёва Ю. С. 30
Вострецов А. Г. 25
Вяхирев В. А. 65, 104, 146
Гавриков А. А. 260
Гаврилюк И. Н. 474
Газизов А. Т. 317
Гаипов К. Э. 481
Галеев Р. Г. 302
Гарайс Д. В. 328
Гарданов В. Б. 396
Гарифуллин В. Ф. 189, 193
Герасимов Н. И. 320
Глотов В. В. 296
Глущенко Г. А. 558
Говорун И. В. 306, 383
Головкин И. Р. 506
Гончарова Т. О. 502
Горшков Н. В. 571
Гребенников А. В. 182
Громыко А. И. 275
Грузман И. С. 75
Гурулёва М. А. 35
Гущина О. Н. 497
Давыдов А. С. 212
Демьянов В. В. 141
Дитц А. А. 553
Дмитриев С. Н. 396
Добуш И. М. 328
Доманов С. К. 387
Доника И. И. 324
Дудник А. И. 558
Елагина К. А. 40, 45
Ерохин В. В. 134
Ершов А. Ю. 215
Есауленко К. Е. 110
Жабин Д. А. 328
Жарков С. М. 558
Заболоцкий А. М. 317
Зайдес С. А. 355
Зайцев А. И. 562
Зайцев В. В. 50
Закота А. А. 55
Запасной А. С. 309
Засенко В. Е. 161
Зведенюк А. С. 336
Звонарь В. Д. 3
Зикий А. Н. 502
Зограф Ф. Г. 431
Иванин В. В. 332
Иевлев П. В. 466
Казанцев М. Ю. 139
Казеннов Г. Г. 419
Калентьев А. А. 328
Каленчиц Ю. А. 435
Калигин Д. Ю. 60
Капулин Д. В. 404
Карлов Ар. В. 50
Кашкина Т. В. 141
Кирюшкин В. В. 164, 240
Киселёв В. А. 477
Кислица А. С. 336
Ковалев В. Н. 523
Ковтун И. А. 404
Кожевников И. О. 401

Кожурина М. Г. 453
Коколов А. А. 375
Колесник С. Н. 485
Колмаков Р. И. 205
Коловский Ю. В. 534
Колоненко А. Л. 558
Комаров А. А. 220
Кондусов В. А. 264
Кондусов В. В. 264
Коннов В. Г. 9
Конышев И. В. 387
Копылов А. Ф. 339, 367
Копылова Н. А. 339
Коратаев П. Д. 156
Корж И. Н. 65
Корнеев Д. А. 100
Коробейников Н. В. 343
Королёва А. Ю. 70
Косенко В. Е. 3
Космина М. В. 121
Косолапов А. А. 553
Костенкова А. С. 75
Костылев В. И. 240
Кочура А. С. 215
Краснов Т. В. 189, 193
Кротова Е. И. 80
Крылов Ю. В. 348
Кудинов Д. С. 17
Кудисов А. Н. 352
Кудревич А. П. 182
Кузовников А. В. 3, 245
Кузьмин Е. В. 146
Куркус А. А. 481
Куроптев А. Д. 149
Куценко С.М. 485
Кучинский П. И. 431
Ларионова С. С. 152
Лгалов В. В. 355
Лебедев В. В. 91
Левицкий А. А. 396, 404, 435, 469
Лейченко Ю. Д. 202, 205
Лексиков А. А. 306, 383
Леньшин А. В. 91, 95
Леонова А. В. 220
Леонова Т. А. 558
Леончиков Д. Н. 268
Лепунов А. В. 227
Лосев Е. Е. 404
Лукшина Д. А. 205
Малугин К. А. 20
Марюхненко В. С. 35, 84
Махновская Н. Н. 453
Мащуков И. И. 409
Межов А. А. 202
Мельник Э. И. 186
Меркушев Ф. Ф. 409
Миронов В. А. 156
Михайленко Я. В. 506
Михайлов А. И. 401
Михальченко Г. Я. 412
Михальченко С. Г. 412
Мишанов Р. О. 292
Молчанов К. В. 202
Морозов Ю. В. 121, 370
Московских М. С. 469
Мудрая Н. Г. 84
Муликов Д. С. 412
Мурасев А. А. 124
Муратов А. В. 466, 542
Мусенов Р. Ю. 375
Мухин А. В. 387
Мылтыгашева К. Р. 491
Надточий В. Н. 88
Недбайло А. О. 268
Нелипа С. Б. 509, 523
Неровный В. В. 156
Неудакин А. А. 324
Неупокоев И. А. 205
Нигруца И. В. 251
Низяева Е. Д. 360
Никитин Н. А. 260
Николаев А. П. 91, 95
Носова Л. А. 364
Остапенко А. А. 448
Остроумов И. В. 118
Павлов Д. О. 520, 539
Панафидин П. С. 208
Панафидин С. С. 224
Панько В. С. 336
Патрикеев О. В. 134
Патрушева Т. Н. 549
Патуров Д. Е. 367
Патюков В. Г. 227
Пекцоркин Н. В. 302
Петрова Ю. С. 124
Петрусёв А. С. 272
Пиганов М. Н. 292
Погребенков В. М. 553
Погребная У. А. 139
Пономарев В. О. 20
Попов А. С. 280
Попов В. В. 3
Потапов И. И. 448
Потылицын В. С. 17, 129
Похабов К. О. 426
Похилько А. Ф. 439
Просвирякова Л. В. 161
Пряхин А. А. 299
Пукса А. О. 100
Радько В. С. 164
Разинкин В. П. 70
Ревва И. Б. 553
Ромащенко М. А. 118, 296, 299
Рубленко В. А. 104
Рычков И. М. 562
Саввин Д. Д. 320
Савенков Г. Г. 370
Савишников М. О. 332
Сальников А. С. 375
Самодуров А. С. 364

Сапожникова Е. С. 462
Саргсян В. К. 419
Свиридова И. В. 542
Седов В. О. 205
Семёнов В. В. 104
Семенова О. В. 474
Сержантов А. М. 302, 332, 360
Сидоров В. Г. 520, 539
Сидорычев А. И. 439
Сизасов С. В. 182
Силантьев А. А. 227
Ситников А. А. 275
Скрыпник О. Н. 169, 174
Слепченко А. П. 134
Смирнов В. И. 260
Солдатов А. В. 280
Соловьев П. Н. 566
Сомов В. Г. 245
Спажакин М. И. 107
Спектор А. А. 124, 152
Степанов М. А. 30, 110
Сурин А. Ю. 380
Сушков А. А. 284
Таганов А. В. 352
Тараканов А. Н. 497
Тараненко А.Ю. 186
Теплых М. Г. 462
Тихомиров В. Н. 95
Тихомиров Н. М. 55
Токарев А. Б. 107
Торокова Е. Ю. 457
Трегубов С. И. 423, 426, 435, 443, 453, 462
Третьяков А. С. 531
Трухина И. С. 423
Турецкий А. В. 466
Турчин В. И. 562
Турчин П. П. 562
Угрюмов А. В. 383
Унру Н. Э. 380
Урлапов О. В. 289
Федоров А. С. 156
Федосеев Е. А. 485
Феоктистов Д. С. 179
Хавронина Т. Е. 232
Хайло Н. С. 25
Ханов В. Х. 248
Хасанов Я. Н. 202
Холматов Ф. Ф. 534
Хомяков А. Н. 520, 539
Хорошайлова М. В. 114, 545
Цыганков Д. Э. 439
Чебанов А. В. 110
Чеботарев В. Е. 3
Чекмарёв С. А. 248, 235
Черепанов В. В. 268, 280
Черепанов Д. А. 240
Черников Д. Ю. 509, 523
Черноусов А. В. 245
Черных Р. Е. 404
Чесноков Е. В. 14
Чупий В. И. 435
Чураков П. П. 107
Шайдуров Г. Я. 65
Шаршавин П. В. 60, 251
Шарымов Д. С. 571
Шатров В. А. 227
Шахматов А. В. 248
Шеерман Ф. И. 375
Шелованова Г. Н. 391
Шестаков П. В. 309
Шорин А. М. 289
Штро П. В. 197
Шутиков С. В. 186
Юдин А. Н. 50
Юзова В.А. 409
Явношанов Д. А. 516
Яковлев Е. А. 571
Яровая Я. В. 448
Ясюкевич Ю. В. 141
Ячин А. В. 182
Ященко Е. А. 240

Aldonin G. M. 603
Alekseenko I. V. 574, 587, 595, 610
Andyuseva V. G. 577, 584, 603, 605, 614
Anufriev I. I. 574, 577
Baranov O. Yu. 606
Blagova E. O. 614
Bondarev I. A. 581
Evstratko V. V. 587
Fedorov A. S. 584
Gavrilyuk I. N. 574, 577
Kholmatov F. F. 599
Knyazkin Y. M. 614
Kolovsky Y. C. 599
Kopylova N. A. 610
Levitsky A. A. 577, 610
Lyamkin A. I. 590
Markevich I. A. 590
Mikhlin E. Y. 593
Nigrutsa I. V. 595
Nikolaev A. O. 603
Patrusheva T. N. 606
Patyukov V. G. 593, 605
Polikarpova S. V. 593, 597
Ponomarev D. U. 597
Semyonova O. V. 574, 577
Silantyev A. A. 605
Sukhotin V.V. 587
Sushkov A. A. 595
Tarasov A. S. 581
Torokova E. L. 606
Turbov A. U. 597
Visotin M. A. 584
Volkov N. V. 581
Yefremova E. P. 590
Zubov T. A. 587

СОДЕРЖАНИЕ

Космические технологии – основа информационного общества
Косенко В. Е., Попов В. В., Кузовников А. В., Звонарь В. Д., Чеботарев В. Е. 3
Опыт совместной разработки морской системы ближней радионавигации
Алешечкин А. М., Коннов В. Г. 9

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Требования, предъявляемые к беспилотным летательным аппаратам дальнего радиуса действия
Алиметов Л. А., Чесноков Е. В., Андреев Н. Н. 14
Разработка геофизического двухдиапазонного приемника для выделения информации из низкочастотных сейсмических и электромагнитных волн
Артемьев К. А., Потылицын В. С., Кудинов Д. С. 17
Дирижабль радиолокационного обнаружения
Артюх А. С., Малугин К. А., Вахтин Р. Ю., Пономарев В. О. 20
Применение асимптотически робастных инвариантных алгоритмов для борьбы с импульсными помехами
Богданович В. А., Вострецов А. Г., Хайло Н. С. 25
Расчёт фазовых ошибок в раскрыве одноповерхностного линзового коллиматора
Воробьёва Ю. С., Степанов М. А. 30
Применение доплеровского измерителя для определения скорости подвижных железнодорожных единиц
Гурулёва М. А., Марюхненко В. С. 35
Алгоритм обнаружения в условиях помех «АНГЕЛ-ЭХО»
Елагина К. А. 40
Применение сигналов с пилообразной ЧМ
Аксельрод Г. З., Елагина К. А. 45
Амплитудно-частотные флуктуации в автогенераторе с дробной обратной связью
Карлов Ар. В., Юдин А. Н., Зайцев В. В. 50
Синтезатор с переключаемыми трактами приведения частоты
Закота А. А., Тихомиров Н. М. 55
Разработка навигационного модуля антенного поста
Калигин Д. Ю., Шаршавин П. В., Боев Н. М. 60
Перспективы применения методов совместной обработки радиолокационной информации на базе существующих радиолокационных систем
Богомолов Н. П., Корж И. Н., Вяхирев В. А., Шайдуров Г. Я. 65
Канальный фильтр для телевизионного модулятора DVB-T2
Королёва А. Ю., Разинкин В. П. 70
Применение методов кластерного анализа в задаче обнаружения моментов смены сцены видеопоследовательности
Костенкова А. С., Грузман И. С. 75
Разработка алгоритма обработки радиосигнала на основе модели восприятия информации человеком
Кротова Е. И. 80

Применение шумоподобных сигналов для контроля сопротивления балласта железнодорожных путей
Мудрая Н. Г., Марюхненко В. С. 84
Анализ алгоритма многогипотезного сопровождения маневрирующих целей
Надточий В. Н. 88
Экспериментальные исследования широкодиапазонных синтезаторов частот
Николаев А. П., Лебедев В. В., Леньшин А. В. 91
Синтезатор сверхвысокочастотного диапазона частот
Николаев А. П., Тихомиров В. Н., Леньшин А. В. 95
Исследование методов снижения пик-фактора сигналов с OFDM
Пукса А. О., Корнеев Д. А. 100
Анализ алгоритмов оценки времени запаздывания при наличии уводящей помехи
Семёнов В. В., Рубленко В. А., Вяхирев В. А. 104
Реализация ФАПЧ для Wi-Fi 802.11b на ПЛИС
Спажакин М. И., Токарев А. Б., Чураков П. П. 107
Зависимость КСВ мощной волноводной нагрузки с жидкостным заполнением от температуры поглотителя
Есауленко К. Е., Чебанов А. В., Степанов М. А. 110
Исследование корректирующей способности кодов БЧХ
Хорошайлова М. В., Башкиров А. В. 114
Основные подходы к определению защитных отношений для систем связи с фазо- и частотно-манипулированными сигналами
Остроумов И. В., Ромащенко М. А. 118
Применение методов обработки сигналов для интерпретации результатов электроразведки полезных ископаемых
Космина М. В., Морозов Ю. В. 121
Эффективность инверсной фильтрации для ослабления помех в системе электроразведки полезных ископаемых, использующей датчики перемещения
Петрова Ю. С., Мурасев А. А., Спектор А. А. 124
Разработка цифровой части прибора для поиска полиметаллических руд на основе эффекта вызванной поляризации с использованием естественных электромагнитных полей Земли
Алистрат А. А., Потылицын В. С. 129

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Методика оценки влияния переменных условий навигационного сеанса на точность определения координат воздушных судов
Слепченко А. П., Ерохин В. В., Патрикеев О. В. 134
Оптимальная оценка углов Эйлера по сигналам ГЛОНАСС
Казанцев М. Ю., Погребная У. А. 139
Вариации параметров фазы трансионосферного сигнала как индикатор слабых ионосферных возмущений
Кашкина Т. В., Ясюкевич Ю. В., Демьянов В. В. 141
О сверхразрешении многолучевых сцен при приёме сигналов космических навигационных систем
Кузьмин Е. В., Вяхирев В. А. 146

Оценка погрешностей определения радионавигационных параметров в фазовой РНС
Куроптев А. Д., Алешечкин А. М. 149
Предобработка сигналов в комплексированных информационных системах
Ларионова С. С., Спектор А. А. 152
Поиск и обнаружение BOC сигналов в условиях узкополосной помехи
Миронов В. А., Неровный В. В., Коратаев П. Д., Федоров А. С. 156
Особенности методов формирования цифровых сигналов с минимальной частотной модуляцией с непрерывной фазой
Просвирякова Л. В., Засенко В. Е. 161
Влияние маневренности авиационного потребителя ГНСС на точность сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейной моделью динамики объекта
Радько В. С., Абдалла Х. М., Кирюшкин В. В. 164
Анализ характеристик навигационно-временного поля спутниковых систем навигации методами полунатурного моделирования
Арефьев Р. О., Астраханцева Н. Г., Скрыпник О. Н. 169
Методы построения и анализ полей точности ГЛОНАСС для аэронавигационного обеспечения воздушных судов
Арефьев Р. О., Астраханцева Н. Г., Скрыпник О. Н. 174
Модернизация радионавигационной системы «КРАБИК-БМ» с использованием системы на кристалле XILINX ZYNQ-7000
Феоктистов Д. С., Алешечкин А. М. 179
Компенсация влияния многолучевой интерференции, обусловленной элементами конструкции объекта размещения угломерной навигационной аппаратуры потребителя
Ячин А. В., Сизасов С. В., Кудревич А. П., Гребенников А. В. 182
Прием сигналов СДКМ и декодирование цифровой информации в среде Matlab
Шутиков С. В., Мельник Э. И., Валиханов М. М., Тараненко А.Ю. 186
Структуроподобные помехи в широкополосных радионавигационных системах со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами
Краснов Т. В., Гарифуллин В. Ф., Бондаренко В. Н. 189
Составной шумоподобный MSK-сигнал с пилотной и информационной компонентами
Бондаренко В. Н., Гарифуллин В. Ф., Краснов Т. В. 193
Алгоритмы поиска шумоподобных меандровых сигналов по задержке
Штро П. В., Бондаренко В. Н. 197
Компьютерный тренажерный комплекс по дисциплине «Основы теории цепей»
Молчанов К. В., Межов А. А., Хасанов Я. Н., Лейченко Ю. Д. 202
Система компьютерного тестирования «Тест+ 2.0»
Апрелкова Т. Е., Колмаков Р. И., Лукшина Д. А., Неупокоев И. А., Седов В. О., Лейченко Ю. Д. 205

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»

Способ компенсации многолучевости стационарного навигационного приемника ГНСС ГЛОНАСС
Абдулхаков А. А., Валиханов М. М., Верещагин А. Н., Панафидин П. С. 208

Микропроцессорное устройство управления наноспутником
Давыдов А. С. 212
Анализ построения антенной системы командно-измерительной системы наземного комплекса управления на базе цифровых антенных решеток
Ершов А. Ю., Кочура А. С., Бабушкин В. Н. 215
Реализация методов определения отношения сигнал/шум по известным и неизвестным данным
Комаров А. А., Леонова А. В., Андреев А. С. 220
Исследование алгоритмов расчетов эфемерид навигационных космических аппаратов ГЛОНАСС
Панафидин С. С., Валиханов М. М., Верещагин А. Н. 224
Повышение точности и помехоустойчивости космических систем связи
Патюков В. Г., Лепунов А. В., Силантьев А. А., Шатров В. А. 227
Реализация модуля аутентификации БКУ на основе рекомендаций стандартов ESA
Хавронина Т. Е. 232
Инъекция сбоев в процессорные ядра систем на кристалле методом внутрикристальной отладки в реальном времени
Чекмарёв С. А. 235
Информационный канал спутниковых радионавигационных систем как элементарное бистатическое звено многопозиционной радиолокационной станции
Костылев В. И., Черепанов Д. А., Кирюшкин В. В., Ященко Е. А. 240
Способ организации многостанционного доступа в спутниковой системе связи
Черноусов А. В., Кузовников А. В., Сомов В. Г. 245
Концептуальная структура бортового комплекса управления сверхмалого космического аппарата типа система на кристалле
Ханов В. Х., Чекмарёв С. А., Шахматов А. В. 248

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Разработка контроллера двигателя внутреннего сгорания для беспилотных летательных аппаратов
Батурин Т. Н., Нигруца И. В., Шаршавин П. В. 251
Параллельная декомпозиция как основа минимизации систем частично определенных булевых функций в ортогональной форме представления
Бурмистров С. В. 255
Измеритель теплового импеданса мощных полевых транзисторов
Гавриков А. А., Никитин Н. А., Смирнов В. И. 260
Автоматизированная тестовая установка полупроводниковых приборов
Кондусов В. В., Кондусов В. А. 264
Компьютерный анализ физиологического состояния спортсменов
Леончиков Д. Н., Недбайло А. О., Алдонин Г. М., Черепанов В. В. 268
Построение солнечной установки с использованием ориентирующих и концентрирующих систем
Петрусёв А. С. 272
Устройство измерения уровня расплава алюминия в электролизной ванне
Ситников А. А., Громыко А. И. 275

Вейвлет отображение латентной структуры P-волны и R-зубца электрокардиосигнала
Солдатов А. В., Попов А. С., Черепанов В. В., Алдонин Г. М. 280
Проектирование и разработка командно-телеметрической системы связи для беспилотных летательных аппаратов на диапазон 860–1020 МГц
Сушков А. А., Боев Н. М. 284
Разработка пульсоксиметра на основе программируемой системы на кристалле (PSOC5)
Урлапов О. В., Шорин А. М. 289
Установка диагностического неразрушающего контроля интегральных стабилизаторов
Мишанов Р. О., Пиганов М. Н. 292
Классификация и состав уровней задач обеспечения ЭМС
Глотов В. В., Ромащенко М. А. 296
Использование ближнего электромагнитного поля для решения задач обеспечения ЭМС
Пряхин А. А., Ромащенко М. А. 299

Секция «СВЧ ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Исследование миниатюрного микрополоскового резонатора со встречно-штыревой структурой проводников
Бальва Я. Ф., Галеев Р. Г., Пекцоркин Н. В., Сержантов А. М. 302
Разработка микрополоскового диплексера для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS
Афонин А. О., Говорун И. В., Лексиков А. А. 306
Структура поля направлений вектора Пойнтинга в ближней зоне некоторых систем излучателей
Беличенко В. П., Запасной А. С., Шестаков П. В. 309
Анализ характеристик рассчитанной математическим способом ВЩАР X-диапазона посредством автоматизированного моделирования в САПР CST MWS
Былов А. А. 312
Разложение сверхкороткого импульса в модальных фильтрах с лицевой и торцевой связью
Газизов А. Т., Заболоцкий А. М. 317
Реализация оптимальных характеристик излучения и рассеяния антенных решеток круговой поляризации
Саввин Д. Д., Герасимов Н. И. 320
Направленные свойства пирамидальной антенной решетки бортовой спутниковой радиостанции
Доника И. И., Неудакин А. А. 324
Структурный синтез МШУ диапазона 1–2 ГГц на основе генетического алгоритма с применением моделей активных и пассивных элементов в виде наборов *S*-параметров
Жабин Д. А., Калентьев А. А., Добуш И. М., Гарайс Д. В., Бабак Л. И. 328
Миниатюрный многопроводниковый полосковый резонатор на подвешенной подложке и полосно-пропускающий фильтр на его основе с уровнем подавления паразитных сигналов более 200 дБ
Бальва Я. Ф., Иванин В. В., Савишников М. О., Сержантов А. М. 332

Учебно-методический комплекс лабораторных стендов для преподавания радиотехнической дисциплины "Устройства СВЧ и антенны"
Зведенюк А. С., Кислица А. С., Панько В. С. 336
Пятизвенные фильтры на волноводно-щелевых мембранах с различными величинами ширины щелей
Копылова Н. А., Копылов А. Ф., Алексеева Н. А. 339
Малогабаритная конформная спиральная антенна диапазона УВЧ
Коробейников Н. В. 343
Компактный частотно-поляризационный селектор
Крылов Ю. В. 348
Исследование двухзеркальной офсетной антенны типа Грегори
Кудисов А. Н., Таганов А. В. 352
Технология получения металлостеклянных спаев в герметичных радиочастотных соединителях
Лгалов В. В., Зайдес С. А. 355
Исследование коэффициентов связи многопроводниковых полосковых резонаторов
Низяева Е. Д., Сержантов А. М. 360
Анализ влияния корпуса вертолета-носителя на точность оценки пеленгов источников радиоизлучения с помощью бортовой антенной решетки
Самодуров А. С., Носова Л. А. 364
Частотные характеристики многозвенных фильтров на волноводно-щелевых структурах в прямоугольном волноводе
Патуров Д. Е., Копылов А. Ф., Алексеева Н. А. 367
Трехкаскадный усилитель мощности по схеме Догерти
Савенков Г. Г., Морозов Ю. В. 370
Широкополосный смеситель и трансформаторы на основе кремниевой интегральной технологии
Сальников А. С., Коколов А. А., Мусенов Р. Ю., Шеерман Ф. И. 375
Учебная установка для комплексного исследования электрических параметров СВЧ устройства
Андреев Г. В., Сурин А. Ю., Унру Н. Э. 380
Полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS
Угрюмов А. В., Говорун И. В., Лексиков А. А. 383
Анализ влияния технологического ремонта на радиотехнические характеристики антенны из композитных материалов в Q-диапазоне
Доманов С. К., Мухин А. В., Конышев И. В. 387

Секция «ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Полупроводниковая нанокомпозитная среда с эффективным фотопреобразованием
Авилов Н. Е., Шелованова Г. Н. 391
Структура IBIS-моделей цифровых интегральных микросхем
Дмитриев С. Н., Гарданов В. Б., Левицкий А. А. 396
Исследование глубоких уровней в полуизолирующем арсениде галлия методом ИК-спектроскопии
Кожевников И. О., Михайлов А. И. 401

Схемно-топологическое проектирование цифровых интегральных схем в САПР Mentor Graphics
Лосев Е. Е., Ковтун И. А., Черных Р. Е., Капулин Д. В., Левицкий А. А. 404
Исследование седиментационной устойчивости модифицированного наноалмаза в кислой среде
Меркушев Ф. Ф., Буковец В. А., Мащуков И. И., Юзова В.А. 409
Проблемы определения границ устойчивости нелинейных импульсных систем силовой электроники
Михальченко Г. Я., Михальченко С. Г., Муликов Д. С. 412
Эффективная методология ремонта встроенных устройств
Саргсян В. К., Казеннов Г. Г. 419
Основные способы формирования межслойных соединений в полупроводниковых 3D-модулях
Трухина И. С., Трегубов С. И. 423

Секция 7. «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Проблема внедрения CAM-систем в производственный процесс
Похабов К. О., Трегубов С. И. 426
Система автоматизации проектирования радиаторов охлаждения электронных компонентов на основе API-технологий
Кучинский П. И., Зограф Ф. Г. 431
Методические аспекты измерения геометрических параметров тонких фольгированных диэлектриков
Каленчиц Ю. А., Чупий В. И., Левицкий А. А., Трегубов С. И. 435
Формализация структурно-логического описания сборочной 3D-модели
Сидорычев А. И., Цыганков Д. Э., Похилько А. Ф. 439
Требования к выбору программ трассировки
Антипкина С. А., Трегубов С. И. 443
Оценка эффективности защиты радиоэлектронной аппаратуры от внешних электромагнитных воздействий
Остапенко А. А., Яровая Я. В., Потапов И. И. 448
Особенности применения влагозащитного покрытия ультрафиолетового отверждения
Кожурина М. Г., Махновская Н. Н., Трегубов С. И. 453
Экологические аспекты, связанные с производством и утилизацией средств электроники
Торокова Е. Ю., Барашков В. А. 457
Расчет теплового режима СВЧ-преобразователя в программном комплексе ТРиАНА (АСОНИКА-Т)
Теплых М. Г., Сапожникова Е. С., Трегубов С. И. 462
Современные методы, средства анализа конструкций радиоэлектронных модулей на основе 3D моделей
Иевлев П. В., Муратов А. В., Турецкий А. В. 466
Исследование режимов монтажа многослойных керамических конденсаторов
Московских М. С., Левицкий А. А. 469
Приборно-технологическое моделирование элементов микросхем
Гаврилюк И. Н., Ануфриев И. И., Семенова О. В. 474

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

Электромагнитный анализ и вычисление характеристических параметров двухпроводной симметричной линии связи
Киселёв В. А., Бульбик Я. И. 477
Анализ возможности применения SDN для модернизации сетевой архитектуры
Куркус А. А., Гаипов К. Э. 481
Использование возможностей ОС ANDROID для управления устройствами по протоколу Bluetooth
Федосеев Е. А., Куценко С.М., Колесник С. Н. 485
Приближенное вычисление вторичных параметров высокочастотной симметричной линии связи
Мылтыгашева К. Р., Бульбик Я. И. 491
Моделирование оценок эффективности DVB-T2 стандарта
Аушев П. О., Бульбик Я. И. 494
Использование схемы пространственного разбиения на субпотоки в алгоритмах многодескрипторного кодирования для систем видеоконференцсвязи
Гущина О. Н., Тараканов А. Н. 497
Телеграфный гетеродин
Гончарова Т. О., Зикий А. Н. 502
Проект создания современного отраслевого сетевого средства массовой информации
Головкин И. Р., Михайленко Я. В. 506
Практика использования системы спутниковой связи «ГОНЕЦ» в зонах негарантированного радиопокрытия GSM Красноярского края
Нелипа С. Б., Войцеховский В. Н., Черников Д. Ю. 509
Применение производных импульса Гаусса для моделирования СШП ГКРЧ импульсов
Биктимирова Л. Р., Акчурина Э. И., Абдрахманова Г. И. 513
Вычислительное моделирование коэффициента затухания электромагнитных сигналов при передаче данных по двухпроводной симметричной линии связи
Явношанов Д. А., Бульбик Я. И. 516
Топологии беспроводных сенсорных сетей
Павлов Д. О., Хомяков А. Н., Сидоров В. Г. 520
Технология оповещения населения о прогнозе и статусе чрезвычайных ситуаций средствами сотовой связи
Ковалев В. Н., Нелипа С. Б., Черников Д. Ю. 523
О статистическом моделировании непрерывных каналов связи в задачах синтеза систем передачи информации
Батенков К. А. 527
Побочные эффекты распространения электромагнитных сигналов беспроводной связи, обусловленные многоэтажной городской застройкой
Третьяков А. С., Бульбик Я. И. 531
Информационная безопасность удаленных транзакций в финансовой и торговой сферах
Холматов Ф. Ф., Коловский Ю. В. 534
Энергопотребление беспроводных сенсорных сетей
Хомяков А. Н., Павлов Д. О., Сидоров В. Г. 539

Кодирование сигнала с использованием метода перемежения для оценки качества передачи данных в PLC-технологиях
Башкиров А. В., Муратов А. В., Свиридова И. В. 542
Анализ аппаратных архитектур LDPC декодера стандарта радиосвязи IEEE 802.11n
Хорошайлова М. В., Башкиров А. В. 545

Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»

Пленки оксида кадмия-олова, полученные ИК-пиролизом растворов экстрактов для солнечных ячеек
Баранов О. Ю., Патрушева Т. Н. 549
Высокотеплопроводные материалы, полученные методом прессования
Косолапов А. А., Дитц А. А., Ревва И. Б., Погребенков В. М. 553
Синтез нанопроволок и наночастиц SiC в углеродно-кремниевой плазме высокочастотной дуги
Дудник А. И., Леонова Т. А., Глущенко Г. А., Колоненко А. Л., Жарков С. М. 558
Температурные зависимости скоростей упругих волн в монокристаллах SrB_4O_7
Рычков И. М., Турчин В. И., Блинов И. В., Зайцев А. И., Турчин П. П. 562
Анализ структуры наклонно осажденных пленок используя преобразование Фурье
Соловьев П. Н., Беляев Б. А. 566
Полимерные гидрогели для термоэлектрических преобразователей
Яковлев Е. А., Горшков Н. В., Шарымов Д. С., Бурмистров И. Н. 571

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Simulation of a Simple NMOS Structure in TCAD System
Gavrilyuk I. N., Anufriev I. I., Semyonova O. V., Alekseenko I. V. 574
The Simulation in Silvaco TCAD. The Methodical Aspects of Training of Specialists in the Field of Device-Technological Design
Anufriev I. I., Gavrilyuk I. N., Levitsky A. A., Semyonova O. V., Andyuseva V. G. 577
Optically Induced Magnetotransport Properties of the $FeSiO_2$/p-Si and $FeSiO_2$/n-Si Hybrid Structures
Bondarev I. A., Tarasov A. S., Volkov N. V. 581
Metamaterials with Graphene-Like Band Structure Based on Silicon Nanoparticles
Visotin M. A., Fedorov A. S., Andyuseva V. G. 584
Applying Spacewire Technology in Satellite Systems
Zubov T. A., Evstratko V. V., Sukhotin V.V., Alekseenko I. V. 587
Modification of Ultrahigh Molecular Weight Polyethylene by Multi-Walled Carbon Nanotubes
Markevich I. A., Lyamkin A. I., Yefremova E. P. 590
Cognitive Radio in Satellite Technology: Actual Trends and Issues
Mikhlin E. Y., Patyukov V. G., Polikarpova S. V. 593

High Reliability Servodrive Development for Unmanned Aerial Vehicles Applications
Sushkov A. A., Nigrutsa I. V., Alekseenko I. V. 595
The Problems of Providing Quality of Service in Software-Defined Networks
Turbov A. U., Ponomarev D. U., Polikarpova S. V. 597
Information Security Remote Transaction in the Bank. The Types of Frauds with Plastic Bank Cards and Methods of Protection
Kholmatov F. F., Kolovsky Y. C. 599
Evaluation of Electronic Devices Robustness Based on the Method of Characteristic Potentials
Nikolaev A. O., Aldonin G. M., Andyuseva V. G. 603
The Method of Estimating Signal-to-Noise Ratio in Satellite Communication Systems
Silantyev A. A., Patyukov V. G., Andyuseva V. G. 605
Oxide Transparent Electronics
Torokova E. L., Baranov O. Yu., Patrusheva T. N. 606
Development of Technological Processes of Elements of Semiconductor Integrated Schemes in Device-Technological Simulation
Kopylova N. A., Levitsky A. A., Alekseenko I. V. 610
Spacecraft Control Monitoring System
Blagova E. O., Knyazkin Y. M., Andyuseva V. G. 614

Список авторов 616