



ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

4

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2015

Редакционный совет

Председатель совета

В. М. Кутузов

Заместитель председателя,
главный редактор

В. Н. Малышев

Ответственный секретарь

В. А. Мейев

В. М. Балашов (Санкт-Петербург, Россия),
А. Г. Вострецов (Новосибирск, Россия),
Ю. В. Гуляев (Москва, Россия),
Т. А. Исмаилов (Махачкала, Россия),
Б. А. Калиникос (Санкт-Петербург, Россия),
Э. Ляхдеранта (Лаппеенранта, Финляндия),
С. Б. Макаров (Санкт-Петербург, Россия),
Ф. Мартин (Барселона, Испания),
В. А. Обуховец (Ростов-на-Дону, Россия),
Б. А. Панченко (Екатеринбург, Россия),
В. А. Пахотин (Калининград, Россия),
А. Д. Плужников (Нижний Новгород, Россия),
А. А. Потапов (Москва, Россия),
А. В. Соломонов (Санкт-Петербург, Россия),
Р. М. Степанов (Санкт-Петербург, Россия),
Ю. М. Таиров (Санкт-Петербург, Россия),
А. Л. Толстихина (Москва, Россия),
И. Б. Федоров (Москва, Россия),
Ю. В. Филатов (Санкт-Петербург, Россия),
М. Хайн (Ильменау, Германия),
Й. Хорстман (Гестахт, Германия),
В. А. Шевцов (Москва, Россия)

Редакционная коллегия

К. Е. Аббакумов,	В. П. Ипатов,
Б. Я. Авдеев,	Н. В. Лысенко,
В. В. Алексеев,	И. Г. Мироненко,
Е. М. Антонюк,	А. А. Монаков,
В. П. Афанасьев,	А. М. Мончак,
А. М. Боронахин,	В. А. Мошников,
С. А. Баруздин,	Н. Н. Потрахов,
А. А. Бузников,	В. Н. Ушаков,
А. А. Головков,	З. М. Юлдашев,
А. Д. Григорьев,	Ю. С. Юрченко

СОДЕРЖАНИЕ



Знаменательные даты

Малышев В. Н. Факультету радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) – 70 лет 3



Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Эффективность спектрально-компактных сигналов с учетом преднамеренных и межсистемных помех 6

Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники 11

Маркелов О. А. Исследование артериального барорефлекса как системы авторегулирования с двумя контурами обратной связи 15

Сергиенко А. Б., Натальин А. Б., Сидоров М. С. Оценка помехоустойчивости многочастотных систем связи при воздействии импульсного шума 18

Герчиков А. Г., Липаков Н. Е., Орлов В. К. Ранговая синхронизация при реконфигурации группы абонентов 26



Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Соколов С. С. Принципы и практика системной инженерии в магистерской подготовке по направлению "Конструирование и технология электронных средств" 32

Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодник Д. В. Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами 36



Телевидение и обработка изображений

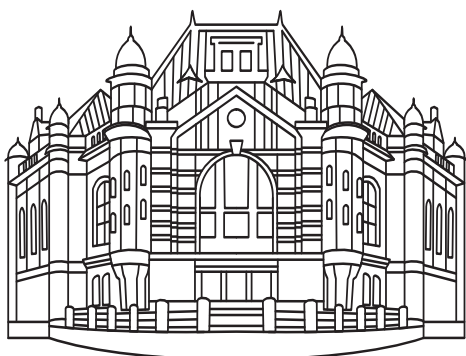
Лысенко Н. В., Лабков Г. М. Применение стеганографического алгоритма Куттера–Джордана–Боссена в видеопоследовательностях 44

Баранов П. С., Чиркунова А. А. Телевизионная камера видимого и ближнего инфракрасного диапазонов 47



Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Беленко Д. В., Головков А. А., Можая Е. И. Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн 57



Региональные секции редакционного совета

Восточная

Председатель – **А. Г. Вострецов**, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – **В. А. Пахотин**, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиопизики и информационной безопасности Балтийского федерального университета им. И. Канта.

E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

Поволжская

Председатель – **А. Д. Плужников**, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – **Т. А. Исмаилов**, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, ректор Дагестанского государственного технического университета.

E-mail: dstu@dstu.ru

Уральская

Председатель – **Б. А. Панченко**, д-р техн. наук, профессор-консультант Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

E-mail: Val.perminova@yandex.ru

Южная

Председатель – **В. А. Обуховец**, д-р техн. наук, профессор кафедры антенн и радиопередающих устройств Южного федерального университета.

E-mail: vao@tgn.sfedu.ru

Мунина И. В. Направленные ответители на связанных линиях с возможностью управления типом направленности..... 61

Балландович С. В., Костиков Г. А., Любина Л. М., Сугак М. И., Самбуров Н. В. Характеристики широкополосной вибраторной фазированной антенной решетки дециметрового диапазона..... 65



Радиолокация и радионавигация

Бархатов А. В., Веремьев В. И., Головков А. А., Кутузов В. М., Малышев В. Н., Петкау О. Г., Стенюков Н. С., Шмырин М. С. Полуактивная радиолокация в системах мониторинга обстановки и охраны важных объектов 71



Редакционный отдел

Наши авторы 78

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" 82

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 г. выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

Учредитель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ «ПРЕССА РОССИИ». ТОМ 1 «ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ»

Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, в соответствии с требованиями приказа Минобрнауки России от 25 июля 2014 г. № 793 (зарегистрирован Минюстом России 25 августа 2014 г., регистрационный № 33863), с изменениями, внесенными приказом Минобрнауки России от 03 июня 2015 г. № 560 (зарегистрирован Минюстом России 18 июня 2015 г., регистрационный № 37697)

Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
Тел.: (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru

Редакторы: *Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек*
Выпускающий редактор *И. Г. Скачек*
Компьютерная верстка *Е. Н. Паздниковой*

Подписано в печать 20.11.15.
Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.
Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».
Уч.-изд. л. 11,05. Усл.-печ. л. 10,75.
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 120.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5
Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



Факультету радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) – 70 лет

Создание в ЛЭТИ радиотехнического факультета (1945) явилось важным звеном в цепи исторических фактов, связанных со становлением и развитием радиотехнического образования в СССР и России. Вся 130-летняя история Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), основанного в 1886 г., неразрывно связана с развитием инженерного образования на базе фундаментальных и прикладных научных исследований в области технологий передачи, приема и обработки информации, радиолокационных, радионавигационных и телекоммуникационных систем и технологий.

Основанный в 1886 г. как Техническое училище почтово-телеграфного ведомства, ЭТИ явился первым в Европе высшим учебным заведением электротехнического профиля. С момента организации специализированного училища по подготовке высокопрофессиональных техников-телеграфистов и до изобретения радио А. С. Поповым прошло менее девяти лет. В 1901 г. А. С. Попов стал профессором кафедры физики, а затем как первый выборный директор возглавил электротехнический институт. С приходом в 1901 г. А. С. Попова на должность профессора кафедры физики в ЭТИ утвердилось направление подготовки специалистов в области радиотехники. В 1901 г. при кафедре физики создана исследовательская лаборатория по беспроводной телеграфии. В 1902–1903 гг. А. С. Попов читал курс "Телеграфирование без проводов". К началу 1906 г. в ЭТИ сложился профессорско-преподавательский коллектив, готовивший специалистов в области радиотехники.

А. С. Поповым и его учениками формировалась отечественная система образования в области радиотехники. По учебному плану специальности "Телеграфы и телефоны" 1906 г. читались дисциплины "Беспроволочный телеграф" (проф. П. С. Осадчий, Н. А. Скрицкий), "Электрические

колебания и волны" (проф. А. А. Петровский). В этот период изданы учебные пособия по лекционным курсам и лабораторным работам. Учебное пособие А. А. Петровского "Научные основания беспроволочной телеграфии" по курсу "Электрические колебания и волны" на долгие годы сохранило актуальность.

После окончания ЭТИ (1913) начал работу в институте И. Г. Фрейман (1917). В тот же год он написал "Краткий очерк основ радиотехники". Собственно, сам термин "радиотехника" введен И. Г. Фрейманом. В 1917 г. И. Г. Фрейман создал и возглавил кафедру радиотехники. В 1924 г. он издал учебник "Основы радиотехники".

В 1925 г. в ЛЭТИ образована кафедра под названием "Общий курс радиотехники" (заведующий кафедрой профессор Н. А. Скрицкий), а кафедра И. Г. Фреймана переименована в кафедру "Специальный курс радиотехники". В 1935 г. кафедра специального курса радиотехники разделилась на две кафедры: радиопередающих и радиоприемных устройств. К середине 30-х гг. прошлого столетия были образованы кафедры радиотехнического профиля: "Радиопередающие устройства" (проф. А. И. Берг), "Радиоприемные устройства" (проф. В. И. Сифоров), "Теоретические основы радиотехники" (проф. М. С. Нейман), "Радиоизмерения" (проф. Г. А. Кьяндский), а радиотехнические дисциплины представлены уже более чем десятью курсами. Профессорско-преподавательский состав кафедр составили специалисты, имена которых вошли в историю радиотехники: А. И. Берг, В. И. Сифоров, А. А. Пистолькорс, М. С. Нейман, А. Н. Щукин, А. М. Кугушев, И. В. Бренев, Б. П. Асеев, Л. Б. Слепян, Н. М. Изюмов, С. Я. Соколов, С. А. Дробов, М. П. Долуханов.

В 1948 г. по постановлению Правительства СССР в старинном учебном корпусе ЛЭТИ в бывшем кабинете профессора физики был открыт мемориальный музей-лаборатория А. С. Попова.

Сегодня музейный комплекс университета является научно-исследовательским и научно-просветительским подразделением, собирающим, сохраняющим и изучающим вещественные, письменные и изобразительные памятники истории, связанные с историей создания, становления и развития электротехнического университета и всех научных направлений и школ, сформировавшихся и развивающихся в его стенах, начиная с 1886 г., а также с жизнью и деятельностью выдающегося ученого-физика и первого выборного директора Электротехнического института императора Александра III А. С. Попова. Особое внимание уделено формированию научной школы радиотехники и основных ее направлений, начало которым было положено в России трудами А. С. Попова, его сподвижников и последователей.

В сентябре 1945 г. в ЛЭТИ образован радиотехнический факультет, в состав которого вошли организованные ранее кафедры радиотехнического профиля и три новые кафедры: "Радиосистем", "Конструирования и технологии производства радиоаппаратуры" и "Телевидения".

Факультет радиотехники и телекоммуникаций ЛЭТИ сегодня – это свыше 140 высококвалифицированных преподавателей, 10 кафедр:

- радиотехнических систем;
- теоретических основ радиотехники;
- радиоэлектронных средств;
- телевидения и видеотехники;
- микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры;
- базовая кафедра специальных средств радиоэлектроники (АО НИИ "Вектор");
- базовая кафедра радиоэлектронных информационных систем и комплексов (АО "Радар ММС");
- базовая кафедра радиоастрономии (институт прикладной астрономии РАН);
- базовая кафедра нанотехнологий и наноматериалов в радиоэлектронике (институт химии силикатов им. И. В. Гребенщикова РАН);
- базовая кафедра видеоинформационных систем (АО НИИТ).

На базе факультета радиотехники и телекоммуникаций ЛЭТИ функционируют два НИИ:

- Научно-исследовательский институт радиотехники и телекоммуникаций (НИИРТ);
- Научно-исследовательский институт систем прогнозирования и мониторинга чрезвычайных ситуаций "Прогноз" (НИИ "Прогноз").

Влияние научных школ ЛЭТИ на содержание государственных образовательных стандартов и

учебно-методическое обеспечение отечественного высшего профессионального образования традиционно велико. На протяжении многих лет на базе университета работало Учебно-методическое объединение по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации – общественно-государственная организация, объединявшая более 165 вузов России, а на базе факультета радиотехники и телекоммуникаций – учебно-методические советы по двум из трех направлений факультета ("Радиотехника" и "Конструирование и технология электронных средств"). Значительным вкладом в развитие инженерного образования явилось выполнение государственных контрактов ФЦПРО по разработке проектов федеральных государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования уровня бакалавриата и уровня магистратуры, в том числе по направлениям подготовки "Конструирование и технология электронных средств", "Радиотехника", "Электроника и наноэлектроника". В настоящее время функционирует федеральное учебно-методическое объединение в системе высшего образования по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 11.00.00 "Электроника, радиотехника и системы связи".

Среди основных областей, в которых учеными факультета радиотехники и телекоммуникаций СПбГЭТУ "ЛЭТИ" получены наиболее значимые результаты фундаментальных и прикладных исследований и разработок инновационного характера, следует выделить такие, как навигация, локация, формирование, излучение, прием и обработка сигналов, антенно-фидерные устройства, системы предупреждения чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера на основе комплексного мониторинга состояния атмосферы и гидросферы, телекоммуникационные сети, беспроводные, мобильные сети и системы, информационная безопасность, формирование сигналов изображений, кодирование, обработка и автоматизированная интерпретация пространственной информации, телевидение и видеотехника, конструкторско-технологическое обеспечение создания и производства РЭА. За последние годы факультет существенно расширил тематику научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, нарастил их объемы. Ряд законченных НИОКР обеспечил поставку серийной высокотехнологичной продукции. Выполнен ряд крупных проектов, включая международные.

В настоящем выпуске журнала представлены статьи, в значительной степени характеризующие области научных интересов коллектива факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Здесь работы по широкополосным вибраторным фазированным антенным решеткам; согласованию электрически малых штыревых антенн; направленным ответвителям на связанных линиях с возможностью управления типом направленности; перестраиваемым полосно-пропускающим фильтрам с постоянной шириной полосы пропускания; системной инженерии; помехоустойчивости многочастотных систем связи; анализу радиосигналов средствами радиофотоники; эффективности спектрально-компактных сигналов радионавигационных систем; ранговой синхронизации при реконфигурации группы абонентов;

представлению артериального барорефлекса как системы авторегулирования; мультиспектральным телевизионным камерам видимого и ближнего инфракрасного диапазонов; применению стенографических алгоритмов в видеопоследовательностях в режиме реального времени; системам полуактивной радиолокации для мониторинга обстановки и охраны важных объектов.

Ученые и специалисты СПбГЭТУ "ЛЭТИ" традиционно принимают непосредственное участие в работах по созданию и совершенствованию систем радиоэлектроники и инфотелекоммуникаций на всех этапах, начиная с концептуальной и теоретической проработки новых системотехнических подходов и заканчивая развитием технологий, позволяющих вывести создание радиоэлектронных средств на новый уровень.

V. N. Malyshev

70th anniversary of the faculty of radio engineering and telecommunications of Saint Petersburg electrotechnical university "LETI"

Статья поступила в редакцию 7 октября 2015 г.



УДК 621.396.96

В. П. Ипатов, А. Б. Хачатурян

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Эффективность спектрально-компактных сигналов с учетом преднамеренных и межсистемных помех

С учетом жестких ресурсных ограничений проведено сопоставление форматов бинарной фазовой модуляции и частотной модуляции с непрерывной фазой по критериям устойчивости к преднамеренным и межсистемным помехам. Показано, что последняя обеспечивает наилучшую фильтрацию указанных видов помех.

Спутниковая радионавигация, частотная модуляция с непрерывной фазой, минимальная частотная модуляция, частичный отклик, спектрально-эффективные сигналы, преднамеренные помехи, межсистемные помехи

По мере насыщения выделенных участков спектра новыми глобальными спутниковыми навигационными системами (ГНСС) все острее становится проблема их бесконфликтного сосуществования как между собой, так и с соседствующими в эфире системами иного назначения. Для ГНСС ГЛОНАСС этот фактор оказывается критическим в связи с возможностью просачивания ее сигналов в примыкающий диапазон радиоастрономических наблюдений 1610.6...1613.8 МГц. Согласно Рекомендации ITU-RRA.769 [1] порог суммарной плотности потока мощности сигналов всех космических аппаратов, попадающих в луч радиотелескопа, составляет $-194 \text{ дБ} \cdot \text{Вт}/\text{м}^2$ в полосе 20 кГц. Уложиться в подобное ограничение, не жертвуя массогабаритными и стоимостными показателями оборудования космического аппарата, можно за счет замены стандартной бинарной фазовой модуляции (БФМ) спектрально-эффективными форматами, в частности модуляцией с непрерывной фазой (МНФ), позволяющей существенно сузить занимаемую полосу, не нарушив постоянства амплитуды сигнала.

В публикациях [2], [3] показано, что с учетом жесткой спектральной регламентации среди ряда разновидностей МНФ минимальная частотная модуляция (МЧМ) предпочтительна с точки зрения таких ключевых показателей, как фильтрация помехи множественного доступа и точность времен-

ной привязки. Кроме того, в [4] продемонстрированы преимущества МЧМ перед стандартной фазовой модуляцией (ФМ) при измерении запаздывания сигнала, искаженного многолучевой помехой. В настоящей статье обоснован очередной довод в пользу применения МНФ-форматов, а именно повышенный иммунитет последних к преднамеренным и межсистемным помехам в рамках априори фиксированного частотно-временного ресурса.

Структура сигнала и ресурсные ограничения. Комплексная огибающая МНФ-сигнала с полным откликом может быть сведена к суперпозиции квадратурных потоков одиночных посылок (чипов) $s_0(t)$ длительностью $\Delta = 2\delta$ (δ – длительность чипа сигнала со стандартной ФМ) [5]:

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i s_0(t - i\Delta) + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i s_0(t - i\Delta - \Delta/2),$$

где $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$ – бинарные кодовые символы, а одиночная посылка (чип) определяется выражением

$$s_0(t) = \begin{cases} A \sin \varphi(t), & 0 < t < \Delta; \\ 0, & t > \Delta, \end{cases}$$

где $\varphi(t)$ – фазовый отклик на кодовый символ "+1". На кодовую последовательность, манипулирующую чипы, наложено требование малого уровня боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ), в силу чего обработанный согласованным

фильтром сегмент сигнала повторяет по форме автокорреляцию чипа.

Анализу были подвергнуты следующие виды модуляции с полным фазовым откликом:

- МЧМ;
- МНФ из работы F. Amoroso [6] (далее МНФА):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t / (2\delta) - 1/4 \sin(2\pi t / \delta), & 0 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta; \end{cases}$$

– МНФ, рекомендованная J. Ponsonby [7] (МНФП):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi/4 [1 - \cos(\pi t / \delta)], & 0 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta; \end{cases}$$

– МНФ с полиномиальным законом изменения мгновенной фазы из [8] (МНФПЛ):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t^2 / \delta^2, & 0 \leq t \leq \delta/2; \\ \pi(-t^2 / \delta^2 + 2t / \delta - 1/2), & \delta/2 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta. \end{cases}$$

Помимо этого исследовались модуляционные форматы с частичным откликом, сведение которых к квадратурной ФМ несколько сложнее [9], а для численного расчета сигнальной АКФ удобнее соотношение, полученное в [2]:

$$R(\tau) = \frac{1}{\delta} \int_0^\delta \prod_{i=-m-1}^{L-1} \cos\{\varphi(i\delta + \varepsilon) - \varphi[(i+m)\delta + \varepsilon + \mu]\} d\varepsilon, \quad (1)$$

где $\tau = m\delta + \mu$, $m \in [0, L)$ – целое; $\varepsilon, \mu \in [0, \delta)$; L – объем памяти, измеряемый количеством посылок.

В этой группе модуляционных форматов рассматривались:

– формат с частичным линейным откликом (МНФЧЛ) ($L = 2$):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t / (4\delta), & 0 \leq t \leq 2\delta; \\ \pi/2, & t \geq 2\delta; \end{cases}$$

– стандартная гауссовская МЧМ (ГМЧМ) с параметром $B = 0.3$ и фазовым откликом [10]:

$$\varphi(t) = \int_0^t f(t_1) dt_1; \quad f(t) = h(t) \otimes g(t),$$

где $f(t)$ – частотный отклик, представляющий собой свертку (обозначена символом $\otimes$) импульсной характеристики гауссовского фильтра

$$g(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma\delta} \exp\left(-\frac{2t^2}{\sigma^2\delta^2}\right)$$

и прямоугольного импульса

$$h(t) = \begin{cases} 1/\delta, & |t| \leq \delta/2; \\ 0, & |t| > \delta/2, \end{cases}$$

причем $\sigma = \sqrt{\ln 2} / (2\pi B)$, а указанное ранее значение параметра B выбирается из компромисса между спектральной компактностью сигнала и уровнем его паразитных компонент, создаваемых фильтром.

Спектральные ограничения далее трактуются в терминах статьи 1.153 Регламента ИТУ (составной части Рекомендации ИТУ-RRA.769), согласно которой занимаемой (далее регламентной) полосой W_{99} именуется частотный интервал, содержащий 99 % полной энергии сигнала:

$$\int_{-W_{99}/2}^{W_{99}/2} |\tilde{s}(f)|^2 df = 0.99 \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(f)|^2 df,$$

где $\tilde{s}(f)$ – спектр сигнала.

Регламентная полоса связана с длительностью посылки обратной зависимостью: $W_{99} = a/\delta$, где коэффициент a определяется конкретной формой чипа, т. е. форматом модуляции (табл. 1). Тем самым, учет спектральных ограничений сводится к выбору длительности чипа Δ таким образом, чтобы регламентная полоса W_{99} оставалась фиксированной. В качестве временного ресурса выступает время когерентного накопления сигнала T . В итоге фиксация частотно-временного ресурса означает постоянство произведения $W_{99}T$. Ограничение энергоресурса учитывается фиксацией средней мощности принятого сигнала $\bar{P}$.

Таблица 1

Вид модуляции	a	Вид модуляции	a
БФМ	20.56	МНФПЛ	1.88
МЧМ	1.18	МНФЧЛ	0.86
МНФА	2.2	ГМЧМ	0.91
МНФП	1.42	–	–

Для реальных сигналов ГНСС решающая роль в нейтрализации помех принадлежит дальномерному коду [4], длина N обрабатываемого сегмента которого гарантирует снижение средней мощности помехи в N раз. Так как наличие частотно-временных ограничений связывает приемлемое значение N со способом модуляции:

$$N = T/\delta = W_{99}T/a,$$

выбор последнего существенным образом сказывается на качестве функционирования системы в сложной помеховой обстановке.

Воздействие преднамеренной помехи. Начнем с рассмотрения приемника, неадаптируемого к помехе, т. е. реализующего оптимальную обработку входной смеси при наличии лишь "белого" шума. Наиболее опасной в данной ситуации оказывается помеха, спектр мощности которой целиком сосредоточен на частоте максимума спектра сигнала [11]. При синтезе сигнала с ориентацией на такой тип помехи необходимо, чтобы спектр сигнала был как можно ближе к равномерному. В рамках подобного сценария полосное ограничение в приемном тракте играет вторичную роль и может игнорироваться. В этом случае отношение "сигнал/помеха" (ОСП) на выходе фильтра, согласованного с сигнальным отрезком длительности T , определяется следующим образом:

$$q_j^2 = \frac{E^2}{J_2} = \frac{E^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2 J_1},$$

где E , $\tilde{s}_T(\cdot)$ и f_m – энергия, спектральная плотность и частота максимума амплитудно-частотного спектра однопериодного сигнального сегмента соответственно; J_1 и J_2 – входная и выходная мощности преднамеренной помехи соответственно.

Для модуляционных форматов с полным откликом, представляющих собой последовательность неперекрывающихся чипов $s_0(t)$ длительностью Δ , выигрыш в ОСП составляет

$$\eta_1 = \frac{q_j^2}{\bar{P}/J_1} = \frac{\bar{P}T^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2} = \frac{\bar{P}N^2\Delta^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2}. \quad (2)$$

Знаменатель (2) представляет собой максимум энергетического спектра обрабатываемого отрезка сигнала. Для рассмотренных модуляционных форматов этот максимум располагается на нулевой частоте, являясь преобразованием Фурье от автокорреляции сигнала $R(\tau)$ в точке $f_m = 0$ [2]. Поскольку АКФ дальномерного кода должна быть близка к идеальной, то

$$R(\tau) = E\rho_0(\tau),$$

где $\rho_0(\tau)$ – нормированная АКФ чипа $s_0(\tau)$; $E = \bar{P}N\Delta$ – энергия исследуемого сегмента сигнала. Тогда

$$|\tilde{s}(0)|^2 = \bar{P}N\Delta \int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) d\tau,$$

и из (2)

$$\eta_1 = \frac{N\Delta}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) d\tau} = \frac{N\Delta E_0}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt \right]^2}, \quad (3)$$

где E_0 – энергия чипа.

В частности, для БФМ-сигнала

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt = \sqrt{\bar{P}\Delta}; \quad E_0 = \bar{P}\Delta$$

и (3) дает $\eta_1 = 2TW_{99}/a = TW_{99}/10.28$.

Для МЧМ-сигнала

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt = 2\sqrt{2\bar{P}\Delta}/\pi; \quad E_0 = \bar{P}\Delta$$

и из (3) имеем $\eta_1 = \pi^2 T / (8\Delta) \approx TW_{99}/0.957$.

Приведенные результаты легко распространить на модуляционные форматы с памятью, заменив в выражении (3) величину Δ на δ , а под $\rho_0(\tau)$ понимая найденную по (1) АКФ сигнала, нормированную на энергию сегмента E . Рассчитанные значения η_1 для всех рассмотренных модуляционных форматов приведены в табл. 2. Видно, что в рамках единого частотно-временного ресурса МНФ выигрывают у БФМ в плане иммунитета к сосредоточенной помехе от 8.4 до 10 дБ (в случаях МНФА и МЧМ соответственно). Наилучшей по рассмотренному критерию оказывается МЧМ, и ее усложнение за счет ввода памяти дополнительных выгод не приносит.

Таблица 2

Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$	Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$
БФМ	0.097	МНФПЛ	0.751
МЧМ	1.046	МНФЧЛ	1.015
МНФА	0.666	ГМЧМ	1.029
МНФП	0.971	–	–

Обратимся теперь к ситуации, когда приемник подстраивается под спектр помехи, т. е. применяет согласованный фильтр, рассчитанный на ее фактический спектр. Наихудшей в этом случае будет помеха со спектром мощности, повторяющим амплитудно-частотный спектр полезного сигнала [11]. ОСП на выходе согласованного фильтра для этого сценария составляет:

$$q_j^2 = \left| \int_{-W}^W |\tilde{s}_T(f)| df \right|^2 / J_1,$$

а показатель выигрыша в ОСП

$$\eta_2 = \left| \int_{-W}^W |\tilde{s}_T(f)| df \right|^2 / \bar{P}. \quad (4)$$

Амплитудно-частотный спектр $\tilde{s}_T(f)$, входящий в выражение (4), представляет собой квадратный корень из энергетического спектра, т. е. преобразования Фурье от АКФ. Тогда

$$\begin{aligned} \eta_2 &= N\Delta \left| \int_{-W}^W \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau} df \right|^2 = \\ &= \frac{N\Delta}{E_0} \left[\int_{-W}^W |\tilde{s}_0(f)| df \right]^2, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\tilde{s}_0(f)$ – спектр чипа. Для форматов с полным откликом удобнее пользоваться правым равенством в (5). Выигрыш в ОСП сигналов с частичным откликом рассчитывается согласно левой части равенства (5) с заменой Δ на δ и трактовкой $\rho_0(\tau)$ как нормированной АКФ (2).

Рассчитанные значения выигрыша в ОСП для всех рассмотренных модуляционных форматов для случая ФНЧ, пропускающего 99 % сигнальной энергии, приведены в табл. 3. Как и в сценарии неадаптивного приема, наибольший выигрыш в ОСП обеспечивают спектрально-эффективные модуляционные форматы, что объясняется большей по сравнению с БФМ равномерностью спектра в пределах полосы ФНЧ. Их выигрыш относительно БФМ достигает 6 дБ (МЧМ и ГМЧМ).

Таблица 3

Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$	Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$
БФМ	0.108	МНФПЛ	0.329
МЧМ	0.430	МНФЧЛ	0.424
МНФА	0.305	ГМЧМ	0.430
МНФП	0.410	–	–

Воздействие межсистемной помехи. Наряду со сторонними сигналами из того же сигнатурного ансамбля, что и полезный (помехой множественного доступа – ПМД), приемник испытывает воздействие со стороны сигналов других систем, особенно тех, которые передаются на той же или близкой несущей. При этом мешающие

сигналы могут иметь отличный от полезного формат модуляции, т. е. форму и длительность чипа.

Пусть $\dot{S}_a(t)$ и $\dot{S}_b(t)$ – комплексные огибающие полезного и мешающего сигналов соответственно. Рассмотрим ситуацию, когда мешающий сигнал сдвинут относительно полезного только по времени. Тогда полезный эффект z_{aa} приемника, настроенного на полезный сигнал $\dot{S}_a(t)$, есть его энергия $z_{aa} = \bar{P}T$, накопленная за время наблюдения T , а помеха z_{ab} , создаваемая сторонним сигналом $\dot{S}_b(t)$ с запаздыванием τ_b , будет задаваться выражением

$$z_{ab} = \int_0^T \dot{S}_b(t - \tau_b) \dot{S}_a^*(t) dt.$$

Тогда средняя мощность сторонней помехи за время T в предположении случайности и независимости информационных символов полезного и мешающего сигналов согласно методике, изложенной в [2], может быть найдена как

$$\bar{P}_{ab} = \overline{|z_{ab}|^2} \approx 2N\Delta_a \int_0^T R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau.$$

При длине N применяемых на практике кодовых последовательностей интервал наблюдения $T = N\Delta_a$ многократно больше длительности АКФ ЧМ-сигнала, что позволяет снизить верхний предел интегрирования до величины

$$T_m = \min\{(L_a + 1)\delta_a, (L_b + 1)\delta_b\}$$

– наименьшей из протяженностей АКФ полезного (индекс "а") и мешающего (индекс "b") сигналов.

Определим отношение мощностей межсистемной помехи и полезного эффекта:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{P}_{ab}}{|z_{aa}|^2} &= \frac{2}{N\Delta_a} \int_0^{T_m} R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau = \\ &= \frac{a_2}{W_{99}T\delta_a} \int_0^{T_m} R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (6)$$

Если сторонний сигнал имеет тот же формат модуляции, что и полезный, выражение (6) представляет отношение ПМД и полезного эффекта. Результаты расчетов отношения "межсистемная помеха/сигнал" (6) для всех исследуемых модуляционных форматов сведены в табл. 4.

Таблица 4

Мешающий сигнал	Полезный сигнал						
	БФМ	МЧМ	МНФА	МНФП	МНФПЛ	МНФЧЛ	ГМЧМ
	$(\bar{P}_{ab}/ z_{aa} ^2)W_{99}T$						
БФМ	13.70	1.86	2.87	2.00	2.56	1.91	1.89
МЧМ	1.86	1.39	1.16	1.43	1.58	1.40	1.39
МНФА	2.87	1.16	2.16	1.72	2.03	1.67	1.65
МНФП	2.00	1.43	1.72	1.49	1.66	1.45	1.43
МНФПЛ	2.56	1.58	2.03	1.66	1.92	1.61	1.59
МНФЧЛ	1.91	1.40	1.67	1.45	1.61	1.42	1.41
ГМЧМ	1.89	1.39	1.65	1.43	1.59	1.41	1.40

По вертикали в табл. 4 указаны модуляционные форматы сигналов сторонних систем, а по горизонтали – модуляционные форматы полезного сигнала. Значения, расположенные по главной диагонали, в соответствии с указанным ранее, совпадают с результатами расчета ПМД в [2].

Обратимся вначале к ситуации, когда в качестве модуляционного формата стороннего сигнала выступает БФМ. Как видно из табл. 4, уровень межсистемной помехи у сигналов с МНФ оказывается значительно ниже, чем у БФМ. В рамках фиксированного частотно-временного ресурса наилучший из МНФ-сигналов – МЧМ – обеспечивает выигрыш в средней мощности межсистемной помехи около 8 дБ. Как и при исследовании уровня ПМД, усложнение модуляционного формата за счет введения памяти и обеспечения непрерывности производной мгновенной фазы не приводит к снижению уровня межсистемной помехи.

В табл. 4 также приведены результаты расчетов для ситуаций, когда в качестве модуляционных форматов сторонних сигналов выступают исследуемые виды МНФ. Итоги численного анализа свидетельствуют о явном преимуществе МЧМ в отношении уровня межсистемной помехи по сравнению с другими рассмотренными спектрально-эффективными форматами.

Подводя итог отметим, что с учетом ресурсных ограничений переход от традиционной БФМ к ЧМ с непрерывной фазой обеспечивает лучшую фильтрацию как преднамеренных помех для обоих сценариев противодействия, так и помех сторонних спутниковых систем. Для практических нужд можно рекомендовать МЧМ, сочетающую существенные преимущества в иммунитете к преднамеренным и межсистемным помехам с технологической простотой формирования и обработки сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регламент ITU. Ред. 2008 г. URL: <https://www.itu.int/pub/R-REG-RR-2008> (дата обращения: 10.09.2015).
2. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Спектрально-эффективные CDMA-сигнатуры и помеха множественного доступа // Радиотехника. 2012. № 7. С. 9–13.
3. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Точность измерения запаздывания спектрально-эффективных сигналов с полным и частичным откликами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 13–18.
4. Ipatov V. P., Shebshaevich B. V. Spectrum-compact signals. A suitable option for future GNSS air interface // Inside GNSS. 2010. Vol. 5, № 5. P. 46–51.
5. Ипатов В. П., Платонов В. Д. Условия сводимости частотной манипуляции к эквивалентной фазовой // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38, вып. 7. С. 1316–1318.
6. Amoroso F. Pulse and spectrum manipulation in minimum (frequency) shift keying (MSK) format // IEEE Trans. on communications. 1976. Vol. COM-24, № 3. P. 381–384.
7. Ponsonby J. E. B. Impact of spread spectrum signals from the Global Satellite Navigation System GLONASS on

- radio astronomy: problem and proposed solution // Spread spectrum techniques and applications. 1994. IEEE ISSTA'94. Third Int. symp., 4–6 July 1994, University of Oulu, Finland. Piscataway: IEEE, 1994. Vol. 2. P. 386–390.
8. Артамонов А. А., Косухин И. Л., Макаров С. Б. Спектральные характеристики случайных последовательностей зависимых ФМ-сигналов с огибающей, описываемой полиномами n -й степени // Техника средств связи. Сер. "Техника радиосвязи". 1990. Вып. 8. С. 51–63.
9. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Модуляция с непрерывной фазой при наличии памяти: аддитивное разложение и спектральная эффективность // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 5. С. 3–8.
10. Architecture for a future C-band/L-band GNSS Mission. Part 2: Signal consideration and related user terminal aspects / J. A. Avila-Rodriguez, J. H. Won, S. Wallner et al. // Inside GNSS. 2009. Vol. 4, № 4. P. 52–63.
11. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.

V. P. Ipatov, A. B. Khachaturian
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Efficiency of spectral compact signals against jamming and intersystem interferences

Formats of binary phase modulation and frequency modulation with continuous phase according to the criteria of resistance to jamming and intersystem interference in view of the severe resource constraints is compared. It is shown that the minimum frequency modulation provides better filtering these types of interference.

Satellite navigation, continuous phase frequency modulation, minimum frequency modulation, partial response, spectral-efficient signals, jamming, intersystem interference

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2015 г.

УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов, В. Н. Ушаков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники

Представлен обзор методов анализа спектра радиосигналов средствами радиофотоники. Рассмотрены схемы устройств, алгоритмы получения информации о спектральных характеристиках радиосигналов, достижимые параметры устройств.

Преобразование Фурье, спектральный анализ радиосигналов, радиофотоника

В теории сигналов спектр сигнала является одной из ключевых характеристик. В радиотехнике устройства, выполняющие спектральный анализ, являются неотъемлемой частью комплексов радиомониторинга и радиоэлектронной борьбы, а также используются в качестве измерительной аппаратуры при разработке систем связи.

На сегодняшний день наибольшее распространение получили спектроанализаторы, работающие на принципах дискретного преобразования Фурье и реализуемые на базе цифровой техники. Помимо них существуют устройства, использующие метод пространственного преобразования Фурье (ППФ), являющийся естественной для оптики операцией [1]. В первую очередь к ним относятся акустооптические спектроанализаторы (АОС) [2], отличающиеся от цифровых устройств простотой реализации спектрального анализа в широкой полосе частот. Стоит отметить, что полоса анализа АОС ограничена параметрами акустооптического модулятора (АОМ) – устройства, реализующего преобразование электрического сигнала в пространственно-временное распределение коэффициента преломления рабо-

чей среды, что впоследствии позволяет перенести информацию на оптическую несущую. Однако к настоящему времени технология создания АОМ практически исчерпала свои возможности [3].

С другой стороны, бурное развитие оптоволоконных систем передачи информации привело к появлению высококачественных устройств генерации, модуляции и регистрации света, а также оптических направляющих систем – оптических волокон. Широкая номенклатура этих устройств нашла применение и при решении радиотехнических задач, что привело к появлению такого направления, как радиофотоника [4]. Основным методом переноса радиосигнала на оптическую несущую в радиофотонике является электрооптическое взаимодействие. Модуляторы, построенные на основе этого явления, способны обеспечивать полосы рабочих частот в несколько десятков гигагерц [5], [6], однако они в отличие от АОМ не позволяют реализовать ППФ.

Рассмотрим методы, которые в той или иной степени позволяют получить информацию о спектре радиосигнала средствами радиофотоники. На рис. 1 представлена структурная схема устройства,

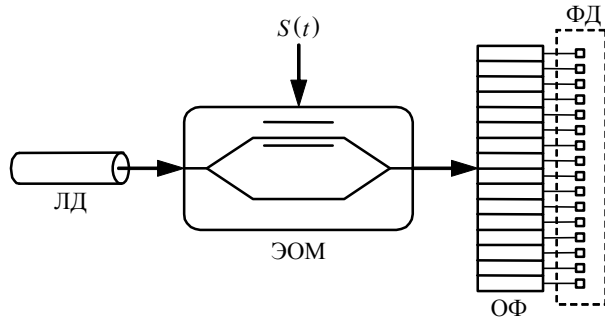


Рис. 1

иллюстрирующая один из основных вариантов спектрального анализа [7].

В состав устройства входят лазерный диод ЛД, электрооптический модулятор ЭОМ, линейка оптических фильтров ОФ и линейка фотодетекторов ФД. Принцип работы следующий. Анализируемый радиосигнал $S(t)$ подается на ЭОМ и модулирует непрерывную монохроматическую оптическую волну, генерируемую лазерным диодом. Полученный оптический сигнал со сложным спектром пропускается через набор ОФ, в результате чего различные спектральные составляющие разделяются по пространственным каналам и регистрируются набором ФД.

Рассмотренный метод характеризуется весьма низкой – порядка 1 ГГц – разрешающей способностью, определяемой набором ОФ, которые могут быть реализованы в виде резонаторов Фабри–Перо, дифракционной решетки, волоконной решетки Брэгга и др. [7]. Описано также модифицированное устройство, в котором, помимо оптического разделения спектральных составляющих, организовано временное разделение [7], [8]. Для этого оптический сигнал, который представляет собой сверхкороткий импульс, пропускается через дисперсионный элемент. В результате формируется растянутый во времени импульс с линейной частотной модуляцией. Авторы работы заявляют существенное улучшение частотного разрешения вплоть до 25 МГц.

Устройства, построенные по схеме, представленной на рис. 1, обладают полосой анализа в несколько десятков гигагерц, но плохим частотным разрешением. При этом информация о спектре радиосигнала формируется в реальном времени. Вариант же с импульсным источником излучения характеризуется заметными пропусками сигнала во времени.

Иной алгоритм предложен в [9]. Схема устройства, реализующего этот алгоритм, представлена на рис. 2. В ее состав входят перестраиваемый лазерный диод ПЛД, электрооптический модулятор ЭОМ (может быть, в частности, фазовым), дисперсионный элемент ДЭ, фотодетектор ФД, измеритель мощности ИМ и цифровой процессор ЦП.

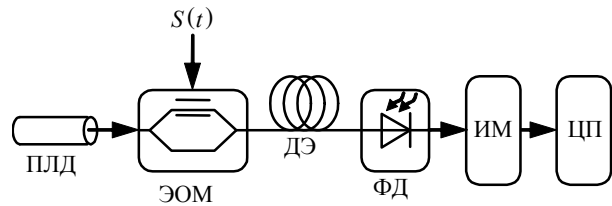


Рис. 2

Основным элементом устройства является ДЭ, выполняющий задержку (развертку) оптического сигнала во времени в зависимости от длины волны. Показано [9], что информация о спектре мощности $G(\omega)$ радиосигнала $S(t)$ может быть получена косвенно – измерением распределения мощности сигнала на выходе ФД $P_{RF}(\ddot{\Phi})$ в зависимости от значения дисперсии групповой скорости $\ddot{\Phi}$:

$$\tilde{S}(\Omega) = 4 \int_0^{\infty} |P_{RF}(\ddot{\Phi}) - \overline{P_{RF}(\ddot{\Phi})}| \cos(\ddot{\Phi}\Omega) d\ddot{\Phi}, \quad (1)$$

где $\tilde{S}(\Omega) = G(\omega)/\omega$; $\Omega = \omega^2$; $\overline{P_{RF}(\ddot{\Phi})}$ – среднее значение $P_{RF}(\ddot{\Phi})$. Для получения спектра радиосигнала необходимо, перестраивая длину волны излучения ПЛД, измерить дискретные значения мощности сигнала на выходе ФД. Далее, зная зависимость дисперсии $\ddot{\Phi}$ от длины волны, восстановить вид функции $P_{RF}(\ddot{\Phi})$. В соответствии с (1) полученный дискретный сигнал связан с $\tilde{S}(\Omega)$ косинусным преобразованием Фурье, поэтому далее средствами ЦП выполняется обратное преобразование, а также восстановление масштаба по частоте с учетом связи $G(\omega) = \tilde{S}(\Omega)\sqrt{\Omega}$. Последнее равенство определяет ряд существенных особенностей устройства. Показано, что разрешение по частоте является функцией частоты и определяется зависимостью: $\delta f = (4\pi\ddot{\Phi}_{\max}f)^{-1}$, где $\ddot{\Phi}_{\max}$ – максимальное значение дисперсии. Таким образом, разрешение выше на более высоких частотах и определяется параметрами ДЭ. Ширину диапазона анализируемых частот авторы [9] оценивают как

$$\Delta f = (4\pi\ddot{\Phi}_{\max}\delta f)^{-1} \dots \sqrt{N/(4\pi\ddot{\Phi}_{\max})},$$

где N – количество отсчетов данных. На рис. 3 приведены зависимости верхней f_{up} и нижней f_{lo} частот диапазона, полученные в [9] численным моделированием.

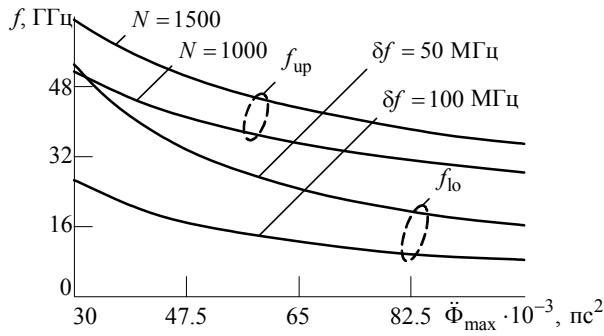


Рис. 3

Таким образом, основные рабочие характеристики устройства определяются параметрами ДЭ. Приводимые в [9] достижимые значения погонной дисперсии составляют около $17\,000\text{ пс}^2/\text{км}$, что, однако, требует более детального изучения с учетом вносимых ДЭ потерь. Также допустимо использовать ДЭ с нелинейной зависимостью $\ddot{\Phi}$ от длины волны излучения, если эта зависимость известна. Для работы устройства также требуется перестраиваемый источник лазерного излучения, скорость перестройки которого определяет быстродействие устройства в целом. Несмотря на все указанные особенности рассмотренной схемы, заложенный в ее основу метод спектрального анализа представляет интерес с точки зрения достижимых параметров, простоты исполнения и гибкости работы устройства.

Рассмотрим еще одно устройство, позволяющее получать частотные характеристики радиосигнала [10]. Указанное устройство выполняет анализ радиосигналов в полосе 14 ГГц за 2.8 мкс, при этом заявлена возможность определения фазы радиосигнала.

Схема устройства представлена на рис. 4. В его состав входят: лазерный диод ЛД, устройство контроля поляризации УКП, электрооптический модулятор ЭОМ, сканер С, оптический усилитель ОУ, балансный фотодиод БФД, аналого-цифровой преобразователь АЦП и цифровой сигнальный процессор ЦСП.

Прежде чем приступить к описанию алгоритма работы устройства в целом, рассмотрим устройство сканера и опишем его функции. Структурная схема сканера представлена на рис. 5. В ее состав

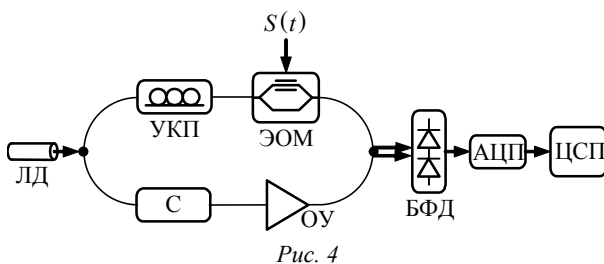


Рис. 4

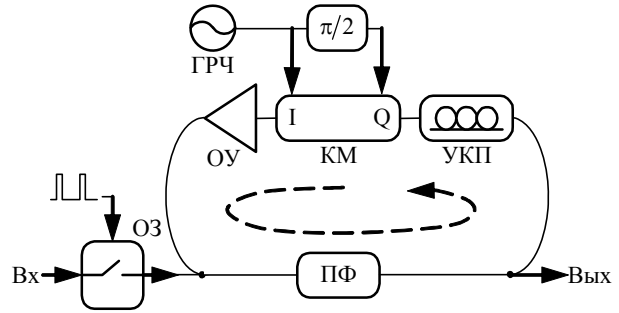


Рис. 5

входят оптический затвор ОЗ, ОУ, квадратурный модулятор КМ, генератор радиочастоты ГРЧ, УКП, полосовой фильтр ПФ и фазовращатель на $\pi/2$.

Принцип работы следующий. Из непрерывного оптического излучения с помощью ОЗ, управляемого электрическим сигналом, формируется последовательность импульсов. Каждый импульс последовательности проходит несколько циклов по оптической петле в направлении, указанном штриховой линией. При каждом обходе по петле спектр импульса, прошедшего КМ, где осуществляется однополосная модуляция с подавлением несущей, смещается на $\delta f_{\text{ГРЧ}}$ – значение частоты ГРЧ. Компенсация энергетических потерь осуществляется эрбиевым ОУ. Таким образом, за счет пошагового смещения спектра оптического импульса осуществляется последовательное во времени сканирование полосы частот, ширина которой ограничена характеристикой ПФ.

Рассмотрим алгоритм работы схемы на рис. 4. Радиосигнал $S(t)$ подается на ЭОМ и модулирует непрерывную оптическую волну от ЛД. Полученная волна последовательно во времени интерферирует с каждым из импульсов, формируемых сканером, образуя сигналы биения, которые регистрируются БФД. Далее выделяются временные каналы, соответствующие различным оптическим импульсам. Частоты f_1 и f_2 биений, регистрируемых в двух соседних каналах, определяются выражениями [8]:

$$f_1 = f_x - (k-1)\delta f_{\text{ГРЧ}}; f_2 = k\delta f_{\text{ГРЧ}} - f_x,$$

где f_x – несущая частота радиосигнала $S(t)$. В целях исключения неопределенности результата каждый временной канал рассматривается в полосе частот, не меньшей $\delta f_{\text{ГРЧ}}$. В [10] представлена наглядная иллюстрация обнаружения спектральной составляющей радиосигнала. Без описания алгоритма отмечается также возможность выделения амплитудного спектра широкополосного (более 100 МГц) радиосигнала.

В работе [10] также представлены результаты экспериментального исследования устройства при следующих параметрах схемы: частота ГРЧ и диапазон частот одного временного канала 2 ГГц; длительность оптического импульса (ширина временного канала) 400 нс, что соответствует теоретическому частотному разрешению 2.5 МГц; количество временных каналов 7, что дает время анализа 2.8 мкс и полосу анализа 14 ГГц. В эксперименте получен спектр полигармонического радиосигнала с частотами 1.2, 2.4, 3.7, 4.5 и 5.6 ГГц. Также получен спектр радиосигнала с шириной спектра 40 МГц и исследована работа устройства с сигналом с бинарной фазовой манипуляцией. Однако авторы работы не описывают алгоритмы цифровой последетекторной обработки и не дают оценок времени, необходимого для их выполнения. Необходимо отметить, что рассмотренное устройство является весьма гибким с точки зрения перестройки основных характеристик – частотного разрешения и полосы анализируемых частот.

Рассмотренные устройства, построенные на элементной базе радиофотоники, действительно позволяют получать информацию о спектре радиосигнала в широкой полосе частот при весьма небольшом времени анализа. Так, первый из описанных подходов способен потенциально перекрыть полосу в несколько десятков гигагерц при работе в реальном времени, обеспечивая разрешающую способность порядка единиц гигагерц. С алгоритмической точки зрения метод вполне очевиден.

Два других устройства нельзя, в строгом смысле, назвать спектроанализаторами радиосигналов, поскольку для получения информации о спектре требуется последетекторная обработка, в которую заложена значительная алгоритмическая составляющая.

В заключение необходимо также отметить, что помимо спектрального анализа радиосигналов средства радиофотоники находят применение в таких областях, как спектроскопия, формирование сигналов произвольной формы, формирование сигналов в ФАР и др. [8], [11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гудмен Дж. Введение в Фурье-оптику. М.: Мир, 1970. 354 с.
2. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
3. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. № 4. С. 23–28.
4. Seeds A. Microwave photonics // IEEE Trans. microw. theory tech. 2002. Vol. MTT-50, № 3. P. 877–887.
5. Le Nguyen Binh. Photonic signal processing. Techniques and applications. Boca Raton: CRC Press, 2007. 376 p.
6. The Handbook of photonics / ed. by M. C. Gupta, J. Ballato. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2006. 1040 p.
7. Wang C., Yao J. Ultrahigh-resolution photonic-assisted microwave frequency identification based on

temporal channelization // IEEE Trans. microw. theory tech. 2013. Vol. MTT-61, № 12. P. 4275–4282.

8. Wang C. Dispersive Fourier transformation for versatile microwave photonics applications // Photonics. 2014. Vol. 1, № 4. P. 586–612.

9. Photonic approach for microwave spectral analysis based on Fourier cosine transform / Yun Wang, Hao Chi, Xianmin Zhang, Shilie Zheng, Xiaofeng Jin // Optics let. 2011. Vol. 36, № 19. P. 3897–3899.

10. Optical serial coherent analyzer of radio-frequency (OSCAR) / R. Li, H. Chen, C. Lei et al. // Opt. express. 2014. Vol. 22, № 11. P. 13579–13585.

11. Copmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature photonics. 2007. Vol. 1, № 10. P. 319–330.

L. A. Aronov, V. N. Ushakov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Microwave signals spectrum analysis by means of microwave photonics

Approaches for microwave spectral analysis by means of microwave photonics are reviewed. Schemes, algorithms of functioning and possible device's parameters are discussed.

Fourier transformation, microwave spectrum analysis, microwave photonics

Статья поступила в редакцию 28 августа 2015 г.

УДК 681.5+612.13

О. А. Маркелов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование артериального барорефлекса как системы авторегулирования с двумя контурами обратной связи¹

Исследован механизм артериального барорефлекса (АБР) с позиции его представления как двухконтурной системы авторегулирования. Предложен подход для оценки сосудистого компонента АБР. Проведено сравнение оценок АБР для одно- и двухконтурных систем и показана их низкая взаимная корреляция. Также показан эффект взаимной компенсации контуров регуляции при ослаблении одного из них.

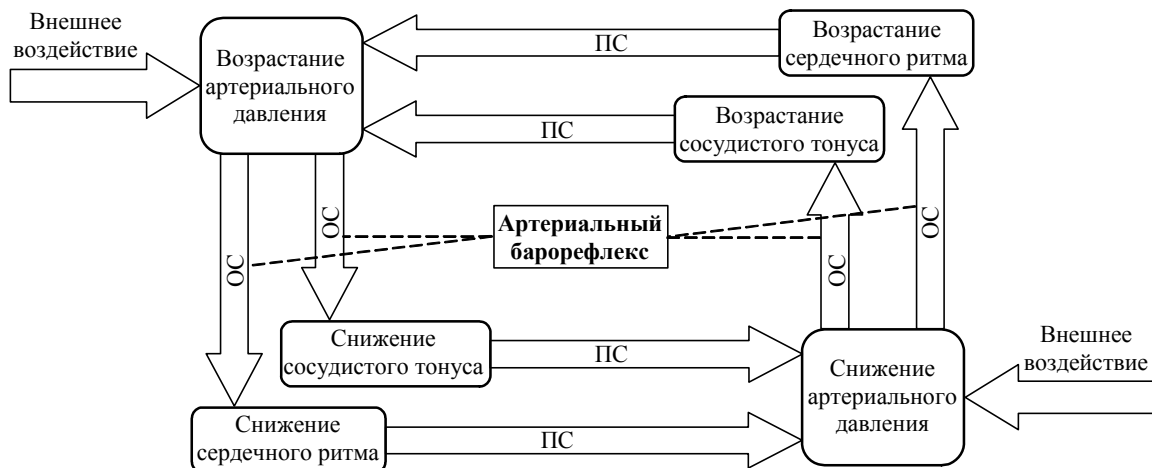
Чувствительность артериального барорефлекса, двухконтурная система авторегулирования, первые разности, функция передачи, общее периферическое сопротивление

Артериальный барорефлекс (АБР) является одним из основных механизмов кратковременной регуляции артериального давления (АД) и поддержания сердечно-сосудистой системы человека в состоянии гомеостаза. Построение адекватных математических моделей, отражающих работу механизма АБР, представляет существенный интерес для совершенствования аппаратно-программного обеспечения систем автоматизированной медицинской диагностики [1].

Известно [2], что физиологически АБР включает два основных механизма регуляции, каждый из которых упрощенно может быть представлен в виде контура прямой (ПС) и обратной связи (ОС) (рисунок) [3]. В ответ на повышение (снижение) артериального давления и поступление сигнала от барорецепторов, с одной стороны, ослабляется (повышается) тонус периферических сосудов, приводя к снижению (повышению) АД; с другой – одновременно увеличивается (уменьшается) ча-

стота сердечных сокращений (ЧСС), опять же способствуя снижению (повышению) АД. Первый из этих контуров называется сосудистым, второй – хронотропным.

Традиционным способом оценки чувствительности АБР является изучение динамики АД и ЧСС в ответ на изменение АД на фоне введения вазоактивных (сосудосуживающих или сосудорасширяющих) препаратов [4]. Однако подобный подход имеет ряд недостатков. Во-первых, введение вазоактивных препаратов может оказать побочные влияния на изучаемые процессы регуляции. Во-вторых, применяемые фармакологические препараты в ряде случаев могут быть противопоказаны. В-третьих, моделирование всей совокупности факторов, приводящих к колебаниям АД в повседневной обстановке, оказывается невозможным. Поэтому в амбулаторной практике анализ чувствительности АБР главным образом выполняется на основании оценки естественных колебаний АД и



¹ Работа выполнена при поддержке Совета по грантам Президента РФ (шифр гранта СП-4811.2015.4).

ЧСС по данным их совместного мониторинга в обычном режиме жизнедеятельности обследуемого.

Для исследования хронотропного компонента АБР на основании анализа естественных колебаний АД и ЧСС предложен и на протяжении ряда лет успешно применяется целый ряд подходов [4]. В то же время вопросам исследования чувствительности сосудистого АБР уделялось меньше внимания. Основа всех подходов состоит в определении чувствительности АБР как некоторой меры реакции системы, отнесенной к задающему воздействию, в качестве которого при этом выступает изменение АД. При оценке хронотропного компонента АБР в качестве реакции выступает изменение ЧСС или пульсовых интервалов (ПИ) наблюдаемого процесса.

В настоящей статье предложено использовать аналогичный подход для совместной оценки эффективности сосудистого и хронотропного компонентов АБР. При неизменном задающем воздействии в качестве реакции системы предлагается рассматривать изменения АД через один период мейровских колебаний, отражающих полный цикл физиологической регуляции².

Для обеспечения преемственности подходов использованы характеристики ответа системы авторегулирования, которые успешно зарекомендовали себя при исследовании хронотропного компонента АБР. В рассматриваемом процессе входом системы является последовательность значений систолического артериального давления (САД), а выходом – последовательность ПИ, измененных в результате этого воздействия.

Метод спектральных плотностей (СП) основан на расчете отношения спектральных плотностей ПИ и САД, заключенных в частотном диапазоне LF (0.04...0.16 Гц), где предполагается наибольшая активность АБР [6], [7]:

$$Q_{\text{АБР}} = \int_{LF} S_{\text{ПИ}} / \int_{LF} S_{\text{САД}}. \quad (1)$$

Метод оценки передаточной функции (ОПФ) основан на расчете отношения взаимной спектральной плотности выхода и входа системы авторегулирования к спектральной плотности на ее входе, проинтегрированных в частотном диапазоне LF [2], [8]:

$$Q_{\text{АБР}} = \int_{LF} CS_{\text{ПИ, САД}} / \int_{LF} S_{\text{САД}}. \quad (2)$$

² Мейровские колебания описывают процесс перерегулирования, возникающего в физиологической системе в качестве отклика на внешнее воздействие [5].

Дифференциальный метод (ДМ) основан на вычислении коэффициента линейной регрессии между первыми разностями выхода и входа системы [9], [10].

Для оценки совместного эффекта двух контуров регуляции в приведенных соотношениях последовательности ПИ были заменены на последовательности значений АД, задержанные приблизительно на один период мейровских колебаний (порядка 10 с). При этом оценки двухконтурного АБР (2) являются безразмерными величинами, в то время как оценки чувствительности хронотропного АБР (1) выражают в миллисекундах на миллиметры ртутного столба.

Предложенные оценки применялись к 16 кратковременным (продолжительностью около 10 мин) записям совместной динамики АД и ПИ, полученным у пациентов СПбГМУ им. акад. И. П. Павлова с различной эффективностью автономной регуляции, которые можно приближенно считать стационарными. Для каждой записи получены оценки чувствительности как хронотропного, так и двухконтурного АБР. Дополнительно получены оценки разброса первых разностей САД:

$$W = \frac{1}{n-m} \sum_{i=m}^n \sqrt{\Delta P_{ci}^2 + \Delta P_{c(i-m)}^2},$$

где n – количество анализируемых отсчетов (длина ряда первых разностей САД ΔP_c); i – номер отсчета ряда первых разностей САД ΔP_c ; m – число ПИ, приходящихся на один период мейровских колебаний. Предположительно данная характеристика связана с интенсивностью механизмов кратковременной регуляции АД [5], т. е. параметр W представляет собой меру интенсивности регуляции АД. Кроме того, для каждого обследованного были доступны косвенные оценки общего периферического сосудистого сопротивления, измеренные с помощью стандартизованной методики при клиническом обследовании пациентов.

Пациенты были разделены на две подгруппы (по 8 человек в каждой) с низким и высоким общим периферическим сопротивлением сосудов (ОПС) по медиане его распределения. С использованием методов непараметрической статистики проведены сравнения показателей в этих группах. Установлено, что единственным параметром, показавшим значимые различия, является интенсивность регуляции W , для которой получены

Оценки чувствительности	Оценки чувствительности								
	ОПФ _х	ОПФ _д	СП _х	СП _д	ДМ _х	ДМ _д	W _х	W _д	ОПС
	<i>r</i>								
ОПФ _х	1	-0.21	0.86	-0.23	0.63	0.23	0.87	-0.24	-0.20
ОПФ _д	-0.21	1	-0.01	0.17	0.08	-0.16	-0.21	0.32	0.0
СП _х	0.86	-0.01	1	-0.36	0.71	-0.08	0.80	0.10	-0.26
СП _д	-0.23	0.17	-0.36	1	0.02	0.33	-0.46	0.30	0.13
ДМ _х	0.63	0.08	0.71	0.02	1	0.19	0.41	-0.29	-0.63
ДМ _д	0.23	-0.16	-0.08	0.33	0.19	1	0.07	-0.28	-0.34
W _х	0.87	-0.21	0.80	-0.46	0.41	0.07	1	-0.22	-0.05
W _д	-0.24	0.32	-0.10	0.30	-0.29	-0.28	-0.22	1	0.48
ОПС	-0.20	0.0	-0.26	0.13	-0.63	-0.34	-0.05	0.48	1

статистически значимые различия согласно тесту Вилкоксона ($p < 0.01$).

Для сравнения полученных оценок рассчитаны коэффициенты их взаимной корреляции r (см. таблицу). Оценки чувствительности хронотропного АБР обозначены индексом "х", оценки чувствительности двухконтурного АБР – индексом "д". Из таблицы следует, что высокие абсолютные значения коэффициента корреляции ($|r| > 0.7$) наблюдаются только для оценок хронотропного АБР (полученных методом ОПФ), при этом их корреляция с оценками сосудистого АБР (СП) слабо выражена и преимущественно отрицательна ($r < 0$). Также отмечается умеренно высокая положительная корреляция интенсивности W с клинически значимым показателем ОПС $r = 0.48$ и выраженная отрицательная корреляция с оценкой хронотропного АБР ОПФ_д дифференциальным методом $r = -0.63$.

В настоящей статье описана попытка разработки алгоритмического аппарата для оценки показателей АБР в рамках двухконтурной модели с

учетом как хронотропной, так и сосудистой составляющей АБР, и программной реализации соответствующих алгоритмов. Установлено, что оценки АБР для одно- и двухконтурной систем слабо коррелированы между собой, что свидетельствует о слабой взаимозависимости данных механизмов регуляции, поэтому в модели их можно приближенно рассматривать как независимые. Можно считать, что интенсивность двухконтурного АБР в большей степени обусловлена общим периферическим сопротивлением сосудов, так как оценка разброса производных систолического АД показывает умеренно высокую корреляцию с показателем общего периферического сопротивления сосудов и позволяет классифицировать группы пациентов по ОПС ($p < 0.01$). Более высокая чувствительность оценки хронотропного АБР дифференциальным методом характерна для пациентов с пониженным ОПС, что предположительно указывает на замещение сосудистого контура регуляции АД хронотропным при ослаблении первого в силу нарушения свойств сосудов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Molokov Y. Baroreflex models / ed. by D. Jaeger, R. Jung // Encyclopedia of computational neuroscience. New York: Springer + Business Media, 2014. P. 1–10.
2. Dynamic evaluation of baroreflex in ambulant subjects / G. Parati, S. Omboni, A. Fratolla et al.; ed by M. Di Rienzo et al. // Blood pressure and heart rate variability. Amsterdam: IOS Press, 1992. P. 123–137.
3. Blood pressure – heart rate synchronization coefficient as a complementary indicator of baroreflex mechanism efficiency / O. A. Markelov, M. I. Bogachev, N. S. Pyko, S. A. Pyko // XVIII Int. conf. on soft computing and measurements (SCM), Saint Petersburg, 19–21 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 173–175.
4. La Rovere M. T., Pinna G. D., Raczak G. Baroreflex sensitivity: measurement and clinical implications // Annals of noninvasive electrocardiology. 2008. Vol. 13, № 2. C. 191–207.
5. Cardiovascular neural regulation explored in the frequency domain / A. Malliani, M. Pagani, F. Lombardi et al. // Circulation. 1991. Vol. 84, № 2. P. 482–492.
6. De Boer R. W., Karemaker J. M., Strackee J. Relationships between short-term blood-pressure fluctuations and heart-rate variability in resting subjects // Medical and biological engineering and computing. 1985. Vol. 23, № 4. P. 352–364.
7. Spectral analysis of heart rate and arterial blood pressure variability signals for physiological and clinical

purposes / S. Cerutti, G. Baselli, S. Civardi et al. // Comput. cardiol. 1987. Vol. 14. P. 435–438.

8. Assessment of baroreceptor reflex sensitivity by means of spectral analysis / H. W. Robbe, L. J. Mulder, H. Ruddle et al. // Hypertension. 1987. Vol. 10. № 5. P. 538–543.

9. Оценка спонтанного артериального барорефлекса методом совместного анализа показателей кратковременной изменчивости артериального да-

вления и сердечного ритма / М. И. Богачев, О. В. Мамонтов, Ю. Д. Ульяницкий и др. // Артериальная гипертензия. 2007. Т. 13, № 1. С. 69–75.

10. Analysis of blood pressure-heart rate feedback regulation under non-stationary conditions: Beyond baroreflex sensitivity / M. I. Bogachev, Y. D. Uljanitski, O. V. Mamontov et al. // Physiological measurement. 2009. Vol. 30, № 7. P. 631–645.

О. А. Markelov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of the arterial baroreflex mechanism as an automatic regulation system with a double-loop feedback

The arterial baroreflex mechanism as an automatic regulation system with two feedback loops is investigated. The approach for the evaluation of the vascular component of the baroreflex mechanism has shown. It is also shown that baroreflex sensitivity for single and double loop feedback models has low correlation between each other.

Arterial baroreflex sensitivity, double-loop feedback, first differences, transfer function, total peripheral resistance

Статья поступила в редакцию 27 августа 2015 г.

УДК 621.391

А. Б. Сергиенко, А. Б. Натальин, М. С. Сидоров
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Оценка помехоустойчивости многочастотных систем связи при воздействии импульсного шума

Рассмотрено влияние импульсного шума на некодированные и кодированные многочастотные (OFDM) системы с учетом того, что длительность символа может быть сопоставима со средней длительностью импульса шума. Временная динамика возникновения импульсов шума описана марковской моделью. Теоретические расчеты и результаты моделирования позволяют заключить, что эффективное усреднение уровня шума происходит, если средняя длительность его импульсов не превосходит 1 % от длительности OFDM-символов. Во время действия пачки импульсов энергетические потери, обусловленные импульсным характером шума, могут достигать 2...2,5 дБ.

Многочастотные системы связи, импульсный шум, передача данных по линиям электропитания

В последнее время широкое распространение получили системы цифровой связи, использующие многочастотную модуляцию (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM). Это обусловлено такими их достоинствами, как эффективное подавление межсимвольной интерференции, возможность использования в передатчике и приемнике алгоритмов быстрого преобразования Фурье, легкая реализация гибкой адаптации распределения мощности и информационной нагрузки по частотам. В частности, OFDM используется в системах передачи данных по линиям электропитания (power line communications – PLC), таких, как HomePlug или G.9960 [1], [2].

Одной из существенных особенностей каналов связи в PLC-системах является наличие в них импульсных помех [3]. Результаты влияния таких помех, полученные для систем с одной несущей [4], не применимы к OFDM-системам вследствие того, что при той же скорости передачи данных длительность модуляционного символа T (рис. 1, а) в них намного больше, чем в системах с одной несущей, поэтому она оказывается сопоставимой со средней длительностью импульса помехи τ (рис. 1, б). В результате предположение о том, что модуляционный символ может быть поражен импульсной помехой только целиком, оказывается неприменимым.

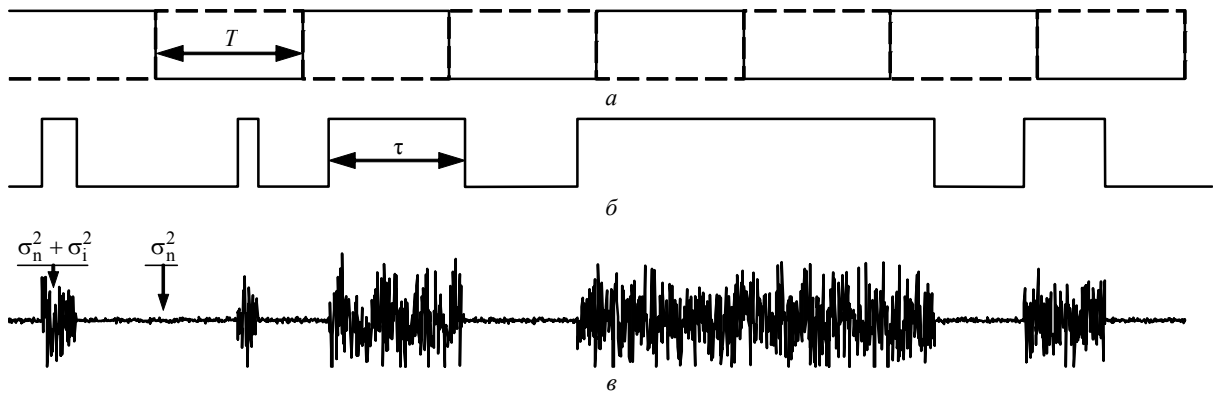


Рис. 1

Попытка оценить влияние импульсного шума на OFDM-систему предпринята в [5], но вывод о нормализации статистических свойств импульсной помехи в результате вычисления дискретного преобразования Фурье в приемнике OFDM-системы сделан без каких-либо серьезных обоснований. Таким образом, задача исследования влияния импульсного шума на помехоустойчивость OFDM-систем по-прежнему актуальна.

Настоящая статья является расширенной версией материалов [6], [7], ранее представленных на научно-технических конференциях. В статье проанализировано влияние импульсного шума, характерного для PLC-каналов, на некодированные и кодированные OFDM-системы. При этом предполагается использование четырехпозиционной фазовой модуляции и (в кодированных системах) кодированной модуляции с битовым перемежением (Bit-interleaved coded modulation – BICM) [8].

Модель шума. Для описания импульсного шума использована модель, рассмотренная в [5]. Временная динамика (рис. 2) описана с помощью двухуровневой марковской модели. Марковская цепь верхнего уровня с вероятностями переходов между состояниями p_{01} и p_{10} (рис. 3) описывает появление пачек импульсов (рис. 2, а). Средняя длительность пачки составляет 5 мс, а средний период следования пачек – 1 с. Таким образом, доля времени, пораженного пачками импульсов, составляет $\mu = 5 \cdot 10^{-3}$. Марковская модель нижнего уровня (рис. 4) описывает возникновение импульсов шума внутри пачки (рис. 2, б). Средние продолжительности импульсов и промежутков между ними одинаковы и составляют $\tau = 50$ мкс. Матрица переходов принятой модели имеет симметричный вид:

$$A = \begin{bmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{bmatrix},$$

где $p = 1/N_\tau$ – вероятность перехода, причем N_τ – среднее количество отсчетов в импульсе.

Собственно шум моделировался последовательностью статистически независимых отсчетов с нормальным распределением и скачкообразно меняющейся дисперсией: дисперсия фоновое стационарного шума составляла σ_n^2 , дисперсия импульсного шума во время действия импульса – σ_i^2 , так что общая дисперсия шумового процесса во время действия импульса составляла $\sigma_n^2 + \sigma_i^2$ (рис. 1, в).

В дальнейшем анализируется только помехоустойчивость во время действия пачки импульсов. Что касается анализа влияния верхнего уровня марковской модели (рис. 3), расстояние между пачками импульсов слишком велико, чтобы присутствующие в системе перемежители могли распределить эти импульсы равномерно по времени. Поскольку передача данных на практике осуществляется в виде изолированных блоков, дей-

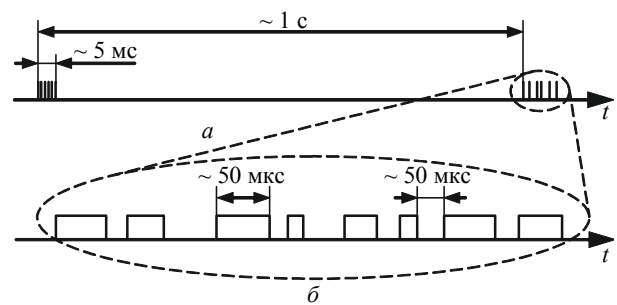


Рис. 2

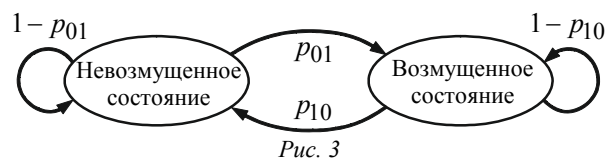


Рис. 3

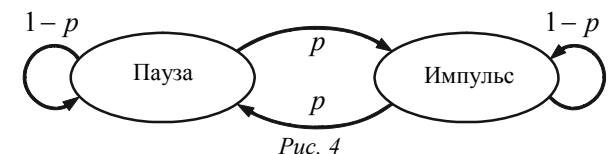


Рис. 4

ствие верхнего уровня модели сводится к тому, что часть блоков будет принята во время воздействия импульсного шума, а часть – между пачками импульсов, при воздействии лишь фонового аддитивного "белого" гауссовского шума (АБГШ), с соответствующими вероятностями ошибки.

Анализ помехоустойчивости некодированной OFDM-системы. Рассмотрим влияние импульсного шума на OFDM-символы, оказавшиеся в зоне пачки импульсов. Пусть размерность дискретного преобразования Фурье (ДПФ) равна K и имеется набор из K отсчетов комплексной огибающей шума $\dot{x}(k)$, имеющих нормальное распределение со случайной дисперсией: с вероятностью 0.5 дисперсия равна σ_n^2 или $\sigma_n^2 + \sigma_i^2$. События возникновения импульсов в каждом отсчете определяют динамическими свойствами марковской цепи.

При вычислении ДПФ набор отсчетов преобразуется следующим образом:

$$\dot{X}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{x}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} nk\right).$$

Умножение на комплексную экспоненту не влияет на статистические свойства комплексной нормальной случайной величины, поэтому данные свойства для всех поднесущих оказываются одинаковыми, и для исследования статистических свойств результатов ДПФ достаточно рассматривать сумму вида

$$\dot{Y}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{x}(k).$$

При суммировании нормальных случайных величин их распределение остается нормальным, дисперсии при этом суммируются, если случайные величины являются некоррелированными [9], что в данном случае выполняется. Однако дисперсия суммарной случайной величины оказывается также случайной. Она может принимать значения $K\sigma_n^2 + k\sigma_i^2$, $k = 0, K$ с вероятностями $P(k)$. Значения этих вероятностей определяются динамическими свойствами марковской цепи; их вычисление подробно рассмотрено далее.

Дисперсия шума, полученная после вычисления ДПФ, определяет вероятность ошибки для данного OFDM-символа, поэтому вероятность ошибки также оказывается случайной. При условии, что импульсным шумом поражено k из K отсчетов, для двух- и четырехпозиционной фазовой манипуляции эта вероятность может быть записана следующим образом:

$$R_b(k) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + kN_i/K}}\right), \quad (1)$$

где

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$$

– дополнение нормальной функции распределения до единицы; E_b – энергия бита; N_0 и N_i – спектральные плотности мощности (СПМ) фонового и импульсного шумов соответственно.

При получении формулы (1) было учтено, что СПМ шума пропорциональна его дисперсии. Подразумевалось также, что отношение "сигнал/шум" на всех поднесущих одинаково, что соответствует распространенным способам распределения мощностей по поднесущим (см., например, [10], [11]).

Далее условную вероятность ошибки (1) необходимо усреднить по k :

$$\begin{aligned} R_b &= \sum_{k=0}^K P(k) R_b(k) = \\ &= \sum_{k=0}^K P(k) Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + kN_i/K}}\right). \end{aligned} \quad (2)$$

СПМ шума, усредненная по времени с учетом того, что импульсы занимают в среднем половину длительности пачки, составляет

$$N_{cp} = N_0 + N_i/2.$$

Введем обозначение

$$q = E_b/N_{cp} = E_b/(N_0 + N_i/2)$$

для отношения энергии бита к средней СПМ шума и обозначение $\gamma = N_i/N_0$ для отношения СПМ импульсного и фонового шумов. С учетом введенных обозначений перепишем (2) в виде

$$R_b = \sum_{k=0}^K P(k) Q\left(\sqrt{2q \frac{1+\gamma/2}{1+k\gamma/K}}\right). \quad (3)$$

Распределение вероятности доли пораженной части символа. Распределение вероятностей $P(k)$ может быть рассчитано исходя из свойств марковской цепи различными методами. В [12] приводятся выражения в замкнутой форме, однако они весьма громоздки и требуют большого количества комбинаторных вычислений. Для практического использования проще вычислить $P(k)$ рекурсивно, постепенно наращивая длину рассматриваемого блока. При этом необходимо отдельно

рассматривать вероятности для случаев, когда последний отсчет блока поражен и не поражен импульсом шума. Обозначим вероятности того, что в блоке из K отсчетов будет поражен импульсным шумом k отсчетов, как $P_0(k, K)$ и $P_1(k, K)$, причем индекс "0" соответствует случаю, когда последний отсчет блока не поражен импульсом шума, а индекс "1" – противоположной ситуации.

Инициализация. Рассмотрим блок длиной в один отсчет. Вероятности того, что импульсным шумом будет поражен 0 или 1 отсчет, определяются средними вероятностями пребывания марковской цепи в каждом из двух ее состояний. Так как матрица переходов симметрична, эти вероятности одинаковы, поэтому

$$\begin{aligned} P_0(0, 1) &= P_1(1, 1) = 0.5; \\ P_1(0, 1) &= P_0(1, 1) = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Далее выполняется рекурсия, состоящая в постепенном увеличении длины блока K . Переход от $K = 1$ к $K = 2$ иллюстрируется рис. 5.

Рекурсия. Если известно распределение вероятностей $\{P_0(k, K-1), P_1(k, K-1)\}$, $k = \overline{0, K-1}$, то распределение вероятностей для блока, увеличенного на один отсчет

$$\{P_0(k, K), P_1(k, K)\}, \quad k = \overline{0, K},$$

рассчитывается исходя из следующих соображений:

1. Получить 0 пораженных отсчетов можно только в том случае, если на предыдущем шаге было также 0 пораженных отсчетов и в марковской цепи не произошло смены состояния, поэтому

$$\begin{aligned} P_0(0, K) &= P_0(0, K-1)(1-p); \\ P_1(0, K) &= 0. \end{aligned}$$

2. Получить K пораженных отсчетов можно только в том случае, если на предыдущем шаге было $K-1$ пораженных отсчетов и в марковской цепи не произошло смены состояния, поэтому

$$\begin{aligned} P_1(K, K) &= P_1(K-1, K-1)(1-p); \\ P_0(K, K) &= 0. \end{aligned}$$

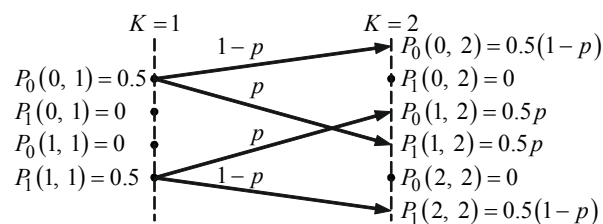


Рис. 5

3. Получить $k = \overline{1, K-1}$ пораженных отсчетов можно двумя способами: либо на предыдущем шаге было поражено $k-1$ отсчетов и добавился еще один пораженный отсчет (состояние марковской цепи на K -м такте равно 1), либо на предыдущем шаге было поражено k отсчетов и добавления нового отсчета не произошло (состояние марковской цепи на K -м такте равно 0). Таким образом, вероятности получить k пораженных отсчетов с состояниями марковской цепи на K -м такте, равными 0 и 1, имеют вид

$$\begin{aligned} P_0(k, K) &= P_0(k, K-1)(1-p) + \\ &\quad + P_1(k, K-1)p; \\ P_1(k, K) &= P_0(k-1, K-1)p + \\ &\quad + P_1(k-1, K-1)(1-p). \end{aligned} \quad (5)$$

Процесс рекурсии графически показан на рис. 6.

Наконец, для получения полной вероятности того, что будет поражено k отсчетов из K , необходимо суммировать вероятности (5), соответствующие обоим финальным состояниям марковской цепи:

$$P(k, K) = P_0(k, K) + P_1(k, K). \quad (6)$$

В дальнейшем вероятность $P(k, K)$ для краткости обозначается как $P(K)$.

При $p = 0.5$ указанная процедура дает обычное биномиальное распределение (при этом $N_\tau = 1/p = 2$). Если средняя длительность импульса мала, распределение по форме близко к биномиальному (рис. 7, а). В случае, когда средняя длительность импульса значительно превышает K , вероятность поражения 0 и K отсчетов стремится к 50 % (1 – рис. 7, в, г), а вероятность для прочих значений k стремится к нулю. Если же средняя длительность отсчета оказывается сопоставимой с длительностью OFDM-символа, распределение имеет выраженные максимумы на краях (при $k = 0$ и $k = K$) (2 – рис. 7, б) и широкий "горб" в середине.

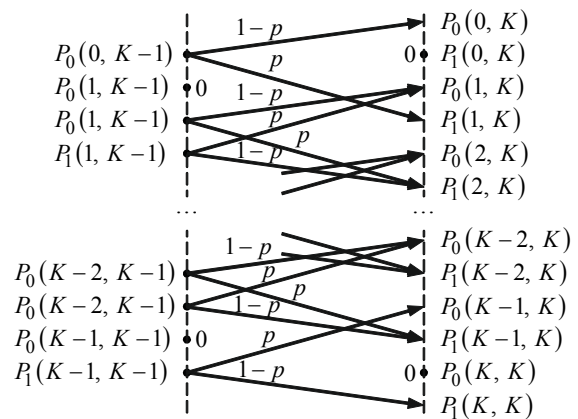


Рис. 6

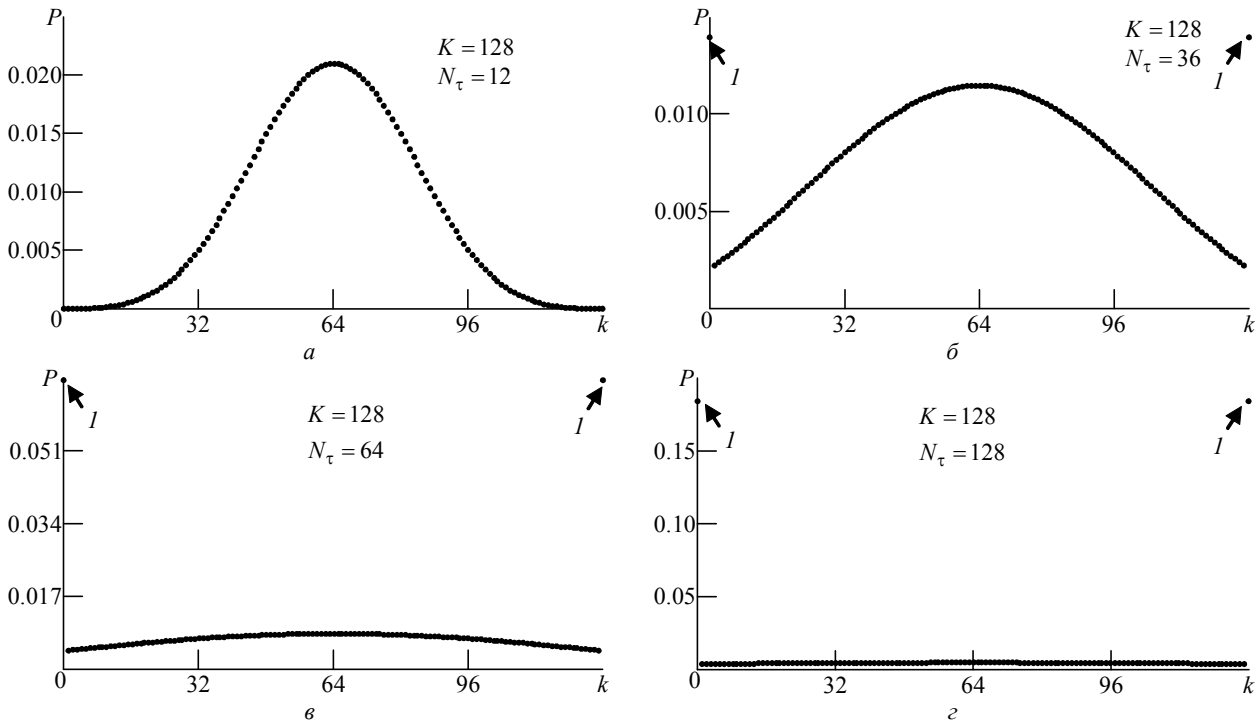


Рис. 7

Результаты анализа и моделирования для некодированной системы. На рис. 8 сплошной линией показана полученная аналитически зависимость вероятности битовой ошибки от $q = E_b/N_{cp}$ при наличии только импульсного шума ($N_0 = 0$, $\gamma = \infty$) для OFDM-системы с 2048 поднесущими. Средняя длительность импульса шума составляла 400 отсчетов, т. е. около 20 % длительности OFDM-символа.

Круглыми маркерами показаны результаты моделирования для тех же значений параметров системы. Видно, что эти результаты хорошо соответствуют результатам теоретического анализа.

Штриховой линией показана помехоустойчивость системы при наличии стационарного шума, СПМ которого равна средней СПМ импульсного шума, а штрихпунктирной – помехоустойчивость, получаемая, если средняя длительность импульса

намного превышает длительность OFDM-символа (что характерно для систем с одной несущей).

Из графиков видно, что кривая помехоустойчивости OFDM-системы лежит между зависимостью для стационарного шума и наихудшим случаем длинных шумовых импульсов. Проигрыш из-за нестационарного характера шума составляет 1.2 дБ по уровню вероятности ошибки 10^{-4} , а разница между наилучшим и наихудшим случаями (штриховая и штрихпунктирная линии) может достигать 2.5 дБ.

Для оценки степени влияния соотношения между средней длительностью импульса шума τ и длительностью OFDM-символа T на рис. 9 показана зависимость помехоустойчивости от отношения τ/T при $q = 10$ дБ. Ширина спектра сигнала составляла 10 МГц, средняя длительность импульса шума – 50 мкс (500 отсчетов), длительность OFDM-символа менялась за счет изменения числа поднесущих с соответствующим изменением ча-

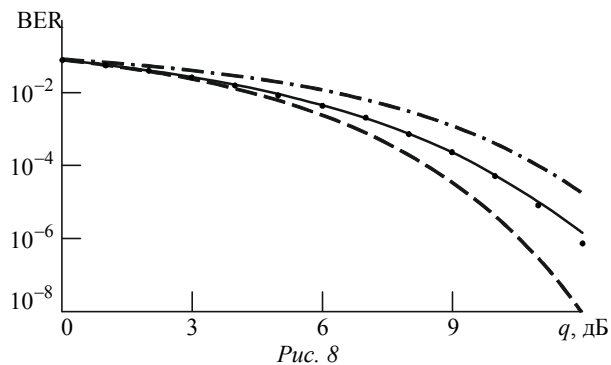


Рис. 8

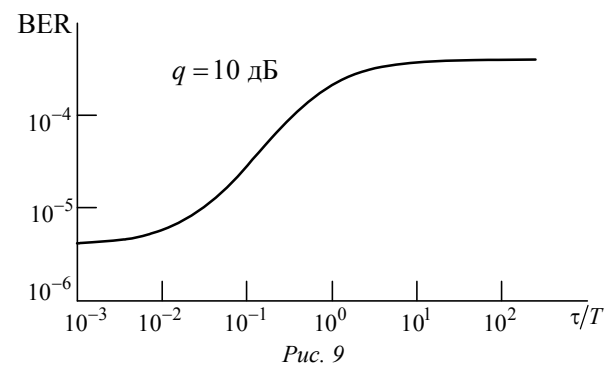


Рис. 9

стотного расстояния между ними. Из графика видно, что проигрыш случаю стационарного шума практически исчезает при $\tau/T < 0.01$, а при $\tau/T > 10$ проигрыш перестает заметно расти.

Анализ помехоустойчивости кодированной OFDM-системы. Рассмотрим OFDM-систему со сверточным кодом и битовым перемежением (BICM [8]). В этой схеме кодирования используется перемежитель на битовом уровне между кодером и модулятором в передатчике и соответствующий деперемежитель в приемнике. Как и ранее, предполагается использование модуляции ФМ-2 или ФМ-4 (что вполне реалистично для PLC-систем) и равенство отношений "сигнал/шум" для всех поднесущих. Главная роль перемежения в данном случае состоит в уничтожении корреляции между долями символов, пораженными импульсным шумом, для близко расположенных кодированных бит.

С учетом сделанных предположений вероятность битовой ошибки в такой системе может быть оценена как (см., например, [4])

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\min}}^{\infty} B_d P_d,$$

где d – хеммингово расстояние между правильной и ошибочной кодовыми последовательностями; $d_{\min}$ – свободное расстояние кода; B_d – общее число ошибочных информационных бит во всех путях, находящихся на хемминговом расстоянии d от правильного пути; P_d – вероятность того, что неправильный путь окажется ближе (в смысле используемой метрики) к принятой последовательности, чем правильный.

Набор значений B_d является характеристикой используемого кода, а способ расчета вероятностей P_d зависит от типа решений, получаемых декодером от демодулятора.

Помехоустойчивость кодированной OFDM-системы будет рассмотрена также только во время действия пачки шумовых импульсов.

Жесткие решения. При использовании жестких решений декодер выберет неправильный путь, находящийся на хемминговом расстоянии d от правильного пути, если в наборе из d демодулированных бит произойдет более чем $d/2$ ошибок. При четном d путь с ровно $d/2$ ошибками может быть декодирован как правильно, так и неправильно с вероятностью 50 %. Таким образом, вероятность P_d в данном случае может быть рассчитана [3] как

$$P_d = \sum_{i=(d+1)/2}^d C_d^i P_{bi}^i (1 - P_{bi})^{d-i}$$

– при четном d ;

$$P_d = \sum_{i=d/2+1}^d C_d^i P_{bi}^i (1 - P_{bi})^{d-i} + \frac{1}{2} C_d^{d/2} P_{bi}^{d/2} (1 - P_{bi})^{d/2}$$

– при нечетном d , где P_{bi} – вероятность битовой ошибки после демодулятора. Благодаря наличию в системе перемежителя для рассматриваемого случая воздействия импульсного шума эта вероятность может быть рассчитана по (3) с уменьшением E_b пропорционально скорости используемого кода.

Мягкие решения. Чтобы вычислить вероятность P_d в случае использования мягких решений (предполагается, что приемник не может определить моменты возникновения импульсов шума и суммирует мягкие решения демодулятора с одинаковыми весами, что является оптимальным в случае стационарного шума), необходимо знать статистические свойства суммы d мягких решений. Математическое ожидание этой суммы пропорционально d , а ее дисперсия может принимать значения из набора $dN_0 + mN_i/K$, где $m = \overline{0, dK}$ – суммарное число отсчетов, пораженных импульсным шумом в d символах. Благодаря наличию перемежителя можно считать доли длительностей, пораженных импульсным шумом в разных символах, статистически независимыми. Поэтому вероятность получить m пораженных отсчетов $\Pi_d(m)$ может быть рассчитана как дискретная свертка d идентичных распределений $P(k)$, полученных по формулам (4)–(6). Запишем этот расчет в виде рекурсивной формулы:

$$\Pi_1(m) = P(m), \quad m = \overline{0, K};$$

$$\Pi_d(m) = \sum_{j=0}^K P(j) \Pi_{d-1}(m-j), \quad m = \overline{0, dK}.$$

На основании полученных выражений запишем формулу для расчета вероятности P_d :

$$P_d = \sum_{m=0}^{dK} \Pi_d(m) Q \left(\sqrt{\frac{2E_b r d^2}{dN_0 + mN_i/K}} \right) = \sum_{m=0}^{dK} \Pi_d(m) Q \left[\sqrt{2q \frac{1 + \gamma/2}{1 + m\gamma/(dK)}} r d \right],$$

где r – скорость используемого кода.

Результаты анализа и моделирования для кодированной системы. Для расчетов и моделирования использован сверточный код со скоростью $1/2$, кодовым ограничением 7 и порождающими полиномами 171g и 133g. Свободное расстояние этого кода $d_{\text{free}} = 10$. Моделируемая система имела 256 поднесущих.

На рис. 10 показаны теоретические (линии без маркеров) и полученные моделированием (линии с маркерами) зависимости вероятности битовой ошибки от отношения "сигнал/шум" q для жестких решений и трех соотношений между длительностью символа и средней длительностью импульсов шума: короткие шумовые импульсы $\tau/T = 1/512$, длинные шумовые импульсы $\tau/T \rightarrow \infty$ и импульсы шума, сопоставимые с длительностью символа ($\tau/T = 1/2$). Результаты получены в предположении отсутствия фонового стационарного шума ($N_0 = 0$; $\gamma = \infty$).

Полученные зависимости демонстрируют хорошее совпадение теоретических результатов и результатов моделирования при вероятностях ошибки несколько менее 10^{-6} . Различие между наилучшим (короткие шумовые импульсы) и наихудшим (длинные шумовые импульсы) случаями составляет 1...2 дБ.

На рис. 11 показана теоретическая зависимость $P_b(\tau/T)$ при фиксированном отношении

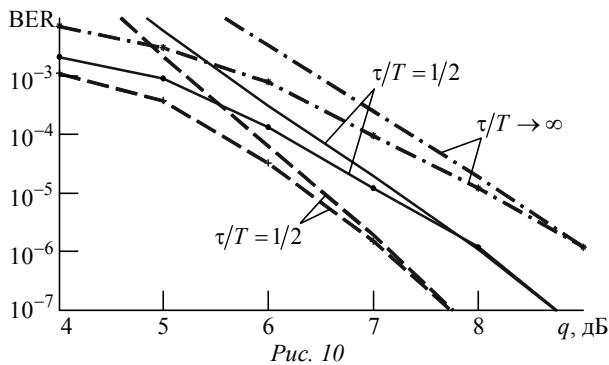


Рис. 10

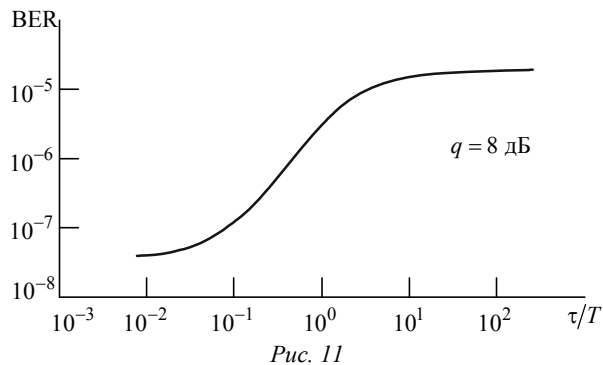


Рис. 11

"сигнал/шум" $q = 8$ дБ для кодированной системы с жесткими решениями. Кривая показывает, что потери по отношению к случаю стационарного шума практически исчезают при $\tau/T < 0.01$, а при $\tau/T > 10$ потери перестают заметно возрастать. Эти результаты совпадают с полученными ранее для некодированной системы (см. рис. 9).

На рис. 12 показаны теоретические результаты и результаты моделирования, аналогичные рис. 10, для случая мягких решений.

В этом случае теоретические результаты демонстрируют хорошее совпадение с результатами моделирования для вероятности ошибки, несколько меньшей 10^{-4} . Различие между наилучшим (короткие импульсы шума) и наихудшим (длинные импульсы шума) случаями составляет 1...1.5 дБ. Сравнение рис. 10 и 12 показывает, что выигрыш благодаря использованию мягких решений составляет около 2.5 дБ.

На рис. 13 показана зависимость $P_b(\tau/T)$ при фиксированном отношении "сигнал/шум" $q = 6$ дБ для кодированной системы с мягкими решениями. Кривая показывает результаты, в точности совпадающие с приведенными на рис. 11.

Рассмотренная методика позволяет рассчитывать помехоустойчивость кодированных и некодированных OFDM-систем с учетом временной динамики возникновения импульсных шумов. Полученные теоретические соотношения и результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

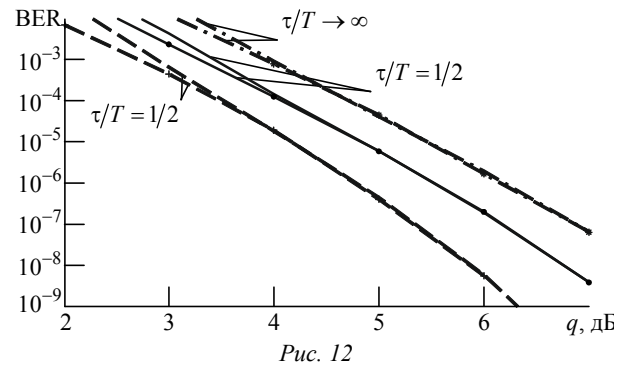


Рис. 12

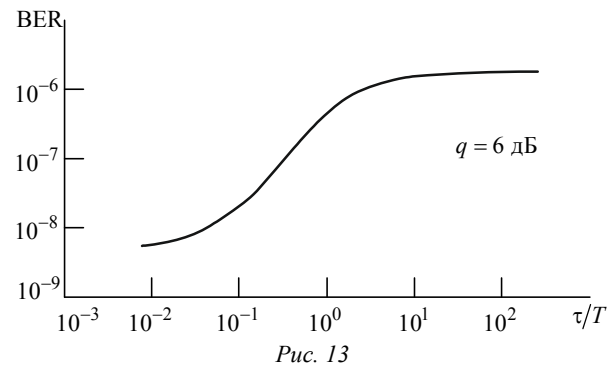


Рис. 13

– при реализуемых на практике соотношениях между длительностями шумовых импульсов и OFDM-символов нестационарный характер шума может заметно влиять на помехоустойчивость как некодированной, так и кодированной OFDM-системы;

– эффективное усреднение уровня импульсного шума после вычисления ДПФ происходит,

если средняя длительность импульсов шума не превышает 1 % от длительности OFDM-символа;

– во время действия пачки шумовых импульсов энергетические потери из-за нестационарного характера импульсного шума могут достигать 2...2,5 дБ для некодированной системы при $10^{-2} < P_b < 10^{-5}$ и 1...2 дБ для кодированной системы при $10^{-2} < P_b < 10^{-7}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. HomePlug AV White paper. Home plug powerline alliance, 2005. 11 p. URL: http://www.homeplug.org/media/filer_public/b8/68/b86828d9-7e8a-486f-aa82-179e6e95cab5/hpav-white-paper_050818.pdf (дата обращения 02.09.2015).

2. ITU-T Recommendation G.9960. Unified high-speed wireline-based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification. Geneva: ITU-T, 2011. 160 p.

3. Zimmermann M., Dostert K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications // IEEE Trans. electromagn. compat. 2002. Vol. EC-44, № 1. P. 249–258.

4. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. New York: Springer, 2005. 641 p.

5. Amirshahi P., Navidpour S. M., Kavehrad M. Performance analysis of OFDM broadband communications system over low voltage powerline with impulsive noise // Proc. IEEE Int. conf. on communications (ICC2006), Istanbul, 11–15 June 2006. Piscataway: IEEE, 2006. P. 367–372.

6. Сергиенко А. Б., Натальин А. Б., Сидоров М. С. Влияние импульсного шума на помехоустойчивость некодированной системы связи с DMT // Докл. 9-й междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение" (DSPA-2007), М., 28–30 марта 2007 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2007. С. 183–187.

7. Sergienko A. B., Sidorov M. S., Kozhevnikov E. S. Performance of coded DMT system with account for

temporal dynamics of impulsive noise // Proc. IEEE region 8 Int. conf. "Computational technologies in electrical and electronics engineering" (SIBIRCON 2008), Novosibirsk, 21–25 July 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 430–435.

8. Caire G., Taricco G., Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation // IEEE Trans. inf. theory. 1998. Vol. IT-44, № 3. P. 927–946.

9. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

10. Adaptive modulation and coding (AMC) for bit-interleaved coded OFDM (BIC-OFDM) / K.-B. Song, A. Ekbal, S. T. Chung, J. M. Cioffi // Proc. 2004 IEEE Int. conf. on communications, Paris, 20–24 June 2004. Piscataway: IEEE, 2004. Vol. 6. P. 3197–3201.

11. Сергиенко А. Б., Натальин А. Б. Итерационная оптимизация распределения мощностей и числа бит по поднесущим в кодированной системе связи с DMT // XIII междунар. конф. "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC-2007), Воронеж, 17–19 апр. 2007 г. / НПФ "Саквоее" ООО. Воронеж, 2007. Т. 2. С. 799–810.

12. Brainerd B., Sun Man Chang. Number of occurrences in two-state markov chains, with an application in linguistics // The Canadian J. of statistics. 1982. Vol. 10, № 3. P. 225–231.

A. B. Sergienko, A. B. Natal'in, M. S. Sidorov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Estimation of noise stability of multi-frequency communication systems when pulse noise impacting

Impact of impulsive noise on performance of uncoded and coded OFDM system is considered with account for the fact that the length of modulation symbol can be comparable with average length of noise pulses. Temporal dynamics of noise is described by a Markov model. Theoretical calculations and simulation results lead to the following conclusions: efficient averaging of noise level takes place if average duration of noise pulses does not exceed 1% of OFDM symbol length; during the noise burst power losses due to impulsive nature of noise can reach 2...2,5 dB. Multi-frequency communication system, impulse noise, data transmission over the power line.

Multi-frequency communication systems, impulsive noise, communications over power line

Статья поступила в редакцию 2 сентября 2015 г.

УДК 621.396.933

А. Г. Герчиков, Н. Е. Липаков

АО "Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры"
(Санкт-Петербург)

В. К. Орлов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Ранговая синхронизация при реконфигурации группы абонентов

Рассмотрены переходные процессы в подсистеме ранговой синхронизации абонентов системы межсамолетной навигации с временным разделением работы при различных вариантах изменения структуры графа связей между абонентами. Проанализированы варианты улучшения алгоритма ранговой синхронизации, обеспечивающие конечность переходных процессов в системе в случае выхода глобального синхронизатора из группы.

Межсамолетная навигация, множественный доступ с временным разделением, граф связей, ранговая синхронизация, ранжирующие признаки, переходный процесс

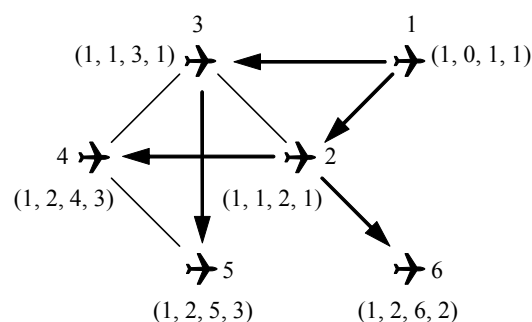
Основные принципы построения локальных радиотехнических систем межсамолетной навигации (ЛРТС МСН), изложенные в [1]–[3], определяют необходимость наличия в них подсистемы ранговой синхронизации (ПРС) абонентов, работающих с временным разделением доступа к единому частотному каналу связи. Прежде чем приступить к анализу работы ПРС при изменении числа связей между абонентами, кратко изложим основные принципы ее работы.

В основе работы ПРС лежит понятие ранга – уникальной количественной характеристики абонента, позволяющей распределить между абонентами рабочие интервалы. Указанное распределение осуществляется подстройкой бортовых часов синхронизируемых абонентов под источник эталонного времени (ЭВ), которым является абонент с "наивысшим" рангом – глобальный синхронизатор (ГС). Временная шкала ГС рассматривается прочими абонентами как эталонное время, которое передается по сети от ГС прочим абонентам, каждый из которых может быть локальным синхронизатором (ЛС), если он ретранслирует ЭВ другим абонентам. Необходимость организации ранговой синхронизации между абонентами и введения понятий ГС и ЛС проистекает из случайного расположения абонентов в навигационном пространстве, при котором может отсутствовать прямое взаимодействие между некоторыми абонентами системы (рис. 1) [3]. На рис. 1 в группе из шести абонентов абонент с условным номером 1 выступает в роли ГС, абоненты 2, 3, 4 – ЛС, а абон-

ненты 5 и 6 – ведомые. Линиями без стрелок на рис. 1 показаны связи между абонентами, а линиями со стрелками – направления передачи ЭВ. Множество связей образует случайный граф связей, а множество направлений передачи ЭВ – направленное дерево передачи (НДП).

Для выработки рангов и определения ГС абоненты системы обмениваются служебной информацией в виде набора ранжирующих признаков $a_{i,s}$ ($i \in \overline{1, n}$ – номер абонента; $s \in \overline{1, m}$ – номер признака), образующих минимально необходимый набор [3]: $C_i = [a_{i,1}, a_{i,2}, a_{i,3}]$, где $a_{i,1}$ – номер ГС; $a_{i,2}$ – удаленность от ретранслятора; $a_{i,3}$ – собственный номер абонента. Тогда ранг определяется функцией

$$R_i = f_C(C_i) = \sum_{s=1}^m a_{i,s} b^{m-s}, \quad (1)$$



где $b > a_{i,s}$ для любых значений i и s – основание системы вычисления ранга.

Каждый i -й абонент, получая от взаимодействующего с ним множества абонентов¹ наборы ранжирующих признаков C_j , сравнивает свой набор C_i с полученными, образующими на шаге k матрицу наблюдения A_i :

$$A_i(k) = [C_1^T(k) \dots C_n^T(k)]^T = \begin{bmatrix} a_{1,1}(k) & a_{1,2}(k) & a_{1,3}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n,1}(k) & a_{n,2}(k) & a_{n,3}(k) \end{bmatrix},$$

("T" – символ транспонирования).

С помощью обобщенной вектор-функции вычисления ранга

$$F_R : \begin{cases} a_{i,1}(k+1) = f_1[A_i(k)] = \min\{A_i^1(k)\}; \\ a_{i,2}(k+1) = f_2[A_i(k)] = \\ = \min\{a_{j,2}(k) | a_{j,1}(k)\} = \\ = \min[A_i^1(k)] + 1; \\ a_{i,3}(k+1) = f_3[A_i(k)] = a_{i,3}(k) \end{cases} \quad (2)$$

(f_s , $s \in \overline{1, 3}$ – обобщенная функция связи между матрицей A_i и признаком $a_{i,s}$; $A_i^1(k)$ – первый столбец (вектор) матрицы наблюдения на k -м шаге; "|" – символ условия, указанного справа от символа, которое выполняется для выражения, стоящего слева от него) на шаге $(k+1)$ определяется набор ранжирующих признаков:

$$C_i(k+1) = [a_{i,1}(k+1), a_{i,2}(k+1), a_{i,3}(k+1)]. \quad (3)$$

Ранг $R_i(k+1)$ i -го абонента на этом шаге вычисляется из (3) с помощью (1). В качестве ЛС выбирается абонент с номером E_i , вычисленным с помощью функции

$$E_i(k+1) = f_E[A_i(k)] = \min(a_{j,3}(k) | a_{j,2}(k) = \min\{a_{r,2}(k) | a_{r,1}(k) = \min[A_i^1(k)]\}). \quad (4)$$

В результате:

– с помощью функции f_1 (2) из множества наблюдаемых абонентов будет определен наименьший номер ГС, передаваемый абонентом в качестве собственного ранжирующего признака $a_{i,1}$ на шаге $(k+1)$;

– с помощью функции f_2 из множества наблюдаемых абонентов, у которых номер ГС равен минимальному, определяется абонент, наименее удаленный от ГС, и его собственный признак удаленности от ГС, передаваемый абонентом в качестве собственного ранжирующего признака $a_{i,2}$ на шаге $(k+1)$, устанавливается на единицу больше определенного;

– с помощью функции f_3 из множества наблюдаемых абонентов, у которых номера ГС и удаленность минимальны, в качестве ЛС выбирается абонент с наименьшим собственным номером, причем ранжирующий признак $a_{i,3}$, передаваемый им на шаге $(k+1)$, не изменяется.

Для каждого абонента набор ранжирующих признаков C_i и номер ЛС E_i образуют вектор состояния $(C_i, E_i) = (a_{i,1}, a_{i,2}, a_{i,3}, E_i)$, определяющий его положение в структуре НДП ЭВ. На рис. 1 векторы состояния абонентов приведены в скобках.

Изложенные принципы функционирования ПРС однозначно определяют порядок первоначального объединения некоторого числа абонентов во взаимодействующую группу, но не учитывают эффекты, которые могут возникать при изменении числа связей (реконфигурации) между абонентами группы. Возможными вариантами такой реконфигурации являются присоединение к группе одного или нескольких абонентов, пропадание существующих или появление новых связей при неизменном числе абонентов, выход из группы одного или нескольких абонентов, а также различные сочетания таких ситуаций. При реконфигурации на некотором шаге k_0 работы системы возникает несоответствие между выработанными к этому моменту величинами $C_i(k_0)$ и $E_i(k_0)$, которые можно рассматривать как начальные условия работы ПРС (положив $k_0 = 0$), и вновь образованной структурой НДП, исходя из которой каждый абонент должен выработать величины $C'_i = [a'_{i,1}, a'_{i,2}, a'_{i,3}]$ и E'_i . Следует отметить, что выбор функций F_R и f_E должен обес-

¹ В условиях неполной видимости, когда между некоторыми абонентами системы может устойчиво отсутствовать связь, эти множества, а следовательно, и матрицы наблюдения будут в общем случае для каждого абонента различными.

печивать для каждого абонента преобразования $C_i(k) \rightarrow C'_i$ и $E_i(k) \rightarrow E'_i$ за конечное число шагов переходного процесса k_t при $k \rightarrow k_0 + k_t = k_t$.

Рассмотрим простой пример реконфигурации для НДП (см. рис. 1). Пусть между абонентами 1 и 3 пропала связь (далее связи между абонентами обозначены по типу 1→3) (рис. 2). Преобразование вектора состояния для реконфигурируемых абонентов обозначим

$$(a_{i,1}, a_{i,2}, a_{i,3}, E_i) \rightarrow (a'_{i,1}, a'_{i,2}, a'_{i,3}, E'_i).$$

Из рис. 2 следует, что в НДП вместо пути передачи ЭВ 1→3→5 возникает новый путь 1→2→3→5 и абоненты 3 и 5 вырабатывают новые величины C_i и E_i :

– на шаге $k=1$ абонент 3 выбирает в качестве ЛС абонент 2 [$E_3(1)=2$], и возникает новое направление передачи ЭВ 2→3, вследствие чего изменяется ранг абонента 3 за счет увеличения его удаленности от ГС; при этом $C'_3(1)=[1, 2, 3]$;

– на шаге $k=2$ абонент 5, не меняя свой ЛС [$E_5(2)=3$], вырабатывает новый ранг, также увеличивая удаленность от ГС; при этом $C'_5(2)=[1, 3, 5]$.

Остальные абоненты группы в рассматриваемом случае в процессе перестройки не участвуют. Приведенный пример показывает, что минимальная длительность переходного процесса в ПРС определяется длиной наибольшего участка среди всех вновь образованных путей в НДП, на котором будет проходить смена рангов. Для приведенного примера – это участок 2→3→5 пути 1→2→3→5 (на участке 1→2 реконфигурации не происходит), передача ЭВ на котором от абонента 1 до абонента 5 выполняется за два шага. Вторым выводом является то, что функции (2) и (4) обеспечивают устойчивую работу ПРС при изменении числа связей в группе.

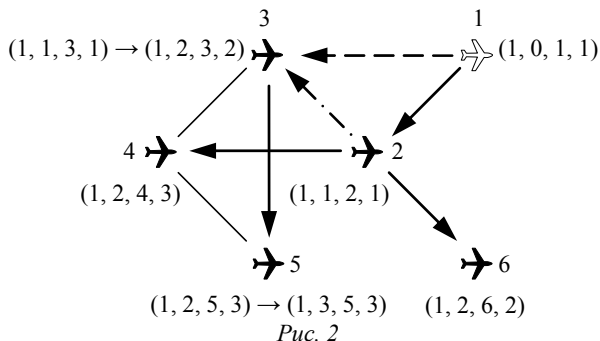


Рис. 2

Полученные выводы справедливы и для других вариантов реконфигурации, схожих с приведенным, а именно:

- появления новых связей в группе абонентов;
- выхода абонента из группы, что равносильно пропаданию всех его связей с другими абонентами, а также выходу из группы нескольких абонентов при условии сохранения полной связности группы;
- присоединения к группе одного или нескольких абонентов.

В каждой из указанных ситуаций в графе связей абонентов будет формироваться новая структура распространения ЭВ, длина которой от ГС до самого удаленного абонента будет определять длительность переходных процессов в ПРС.

Однако функции вида (2) и (4) оказываются непригодными для работы в одном исключительном случае: при выходе из работы ГС – абонента с наименьшим номером. В первую очередь это определяется тем, что функция f_1 в (2) позволяет изменить номер ГС только в сторону уменьшения. Эта ситуация равносильна присоединению к группе из n абонентов с собственными номерами $a_{1,3}, \dots, a_{n,3}$ абонента $(n+1)$ с собственным номером $a_{n+1,3} < a_{3,\min} = \min\{a_{1,3}, \dots, a_{n,3}\}$. Действительно, поскольку для всех абонентов группы $a_{i,1} = a_{3,\min}, i \in \overline{1, n}$ (а новый абонент имеет номер ГС $a_{n+1,1} = a_{n+1,3} < a_{i,1} = a_{3,\min}, i \in \overline{1, n}$) применение функции f_1 даст следующий результат:

$$f_1(A_i) = a_{i,1} = \min\{a_{1,3}, \dots, a_{n,3}, a_{n+1,3}\} = a_{n+1,3}, i \in \overline{1, n+1},$$

вследствие чего присоединяющийся абонент станет новым ГС. Если же рассматривать обратный случай, в котором некоторый абонент j (ГС с собственным номером $a_{j,3} = \min\{a_{1,3}, \dots, a_{n,3}\}, i \in \overline{1, n}$) покидает группу, в которой каждый абонент уже обладает ранжирующим признаком $a_{i,1} = a_{j,3}, i \in \overline{1, n}$, то результат действия функции f_1 останется равным $a_{j,3}$ на любом шаге k для любого абонента вместо того, чтобы принять значение, равное наименьшему из оставшихся собственных номеров:

$$a_{i,3} = \min\{a_{1,3}, \dots, a_{n,3} \setminus a_{j,3}\},$$

где " $\setminus$ " – символ исключения элемента из множества.

Процесс реконфигурации в случае выхода ГС из группы рассмотрим на примере группы абонентов (рис. 3), в которой пропадает связь 1→5. Значения величин C_i и E_i для оставшихся абонентов группы, рассчитанные с помощью (2) и (4) для шагов 1–4 реконфигурации, представлены в табл. 1, из которой следует:

- на шаге $k = 3$ образуется устойчивая структура НДП ЭВ;
- новым ГС группы становится абонент 2, поскольку он имеет наименьший номер;
- все абоненты по-прежнему сохраняют ранжирующий признак $a_{j,1} = 1$;

– признак удаленности абонентов от ГС, определяемый функцией f_2 , неограниченно возрастает у всех абонентов, что не соответствует получившейся структуре НДП ЭВ, характеризуемой признаками $a_{2,2} = 0$; $a_{3,2} = a_{4,2} = 1$; $a_{5,2} = 2$. Причиной является то, что каждый абонент, выбравший самого себя в качестве ЛС (на шаге 1 – абонент 5, на шаге 2 – абонент 3, на шаге 3 и далее – абонент 2), рассчитывает получившуюся удаленность от ГС как $a_{i,2}(k+1) = a_{i,2}(k) + 1$, что и порождает неограниченное возрастание признака.

Для устранения выявленных ошибок в работе ПРС необходимо изменить вектор-функцию F_R следующим образом. На первом шаге абонент, потерявший взаимодействие со своим ЛС, определяет с помощью f_E новый номер своего ЛС и сравнивает его с собственным номером. Если при этом $E_i(k+1) = a_{i,3}(k)$ (абонент полагает свой ранг наивысшим, выбирая себя в качестве ЛС), то либо он является ГС [$a_{i,1}(k) = a_{i,3}(k)$], либо

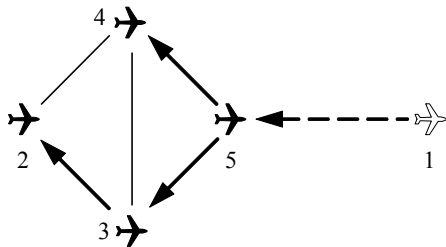


Рис. 3

Таблица 1

k	$C_2(k)$	E_2	$C_3(k)$	E_3	$C_4(k)$	E_4	$C_5(k)$	E_5
0	[1, 3, 2]	3	[1, 2, 3]	5	[1, 2, 4]	5	[1, 1, 5]	1
1	[1, 3, 2]	3	[1, 2, 3]	5	[1, 2, 4]	5	[1, 2, 5]	5
2	[1, 3, 2]	3	[1, 3, 3]	3	[1, 3, 4]	3	[1, 3, 5]	3
3	[1, 4, 2]	2	[1, 4, 3]	2	[1, 4, 4]	2	[1, 4, 5]	3
4	[1, 5, 2]	2	[1, 5, 3]	2	[1, 5, 4]	2	[1, 5, 5]	3

обладает рангом, полученным от другого абонента [$a_{i,1}(k) < a_{i,3}(k)$]. Во втором случае абонент должен принудительно установить $a_{i,1}(k+1) = a_{i,3}(k)$ и $a_{i,2}(k+1) = 0$, откуда для условия

$$[E_i(k+1) = a_{i,3}(k)] \& [a_{i,1}(k) < a_{i,3}(k)]$$

можно записать:

$$a_{i,1}(k+1) = a_{i,3}(k); \quad (5)$$

$$a_{i,2}(k+1) = 0. \quad (6)$$

При этом значение $E_i(k+1)$ по-прежнему определяется выражением (4).

На последующих шагах все абоненты с номером ЛС $f_E[A_i(k)] = a_{j,3} \neq a_{i,3}(k)$, вычисленным с помощью (4), получающие ЭВ от абонента j , должны понижать свой ранг вслед за своим ЛС, у которого $a_{j,1}(k) > a_{j,1}(k-1)$. Для указанного условия будут действовать следующие выражения, определяемые соотношением между собственным номером абонента и номером ЛС $a_{j,3}(k-1) = E_i(k)$:

$$a_{i,1}(k+1) = \min[a_{i,3}(k), E_i(k)], \quad (7)$$

$$a_{i,2}(k+1) = \begin{cases} 0, & a_{i,1}(k+1) = a_{i,3}(k); \\ a_{j,2}(k) + 1, & a_{i,1}(k+1) = \\ & = a_{j,1}(k) \mid a_{j,3}(k-1) = \\ & = E_i(k), \end{cases} \quad (8)$$

а собственный номер будет оставаться неизменным: $a_{i,3}(k+1) = a_{i,3}(k)$. При этом расчет номера ЛС для шага $(k+1)$ будет выполняться не по (4), а с помощью выражения

$$E_i(k+1) = \min[a_{i,3}(k), E_i(k)], \quad (9)$$

совпадающего с выражением, определяющим признак $a_{i,1}(k+1)$.

Выражения (5)–(8) поясним на примере, показанном на рис. 3. На первом шаге абонент 5, потеряв взаимодействие с 1, принудительно установит $a_{5,1} = 5$ и $a_{5,2} = 0$. На втором шаге абонент 3, обнаружив, что его ЛС 5 понизил ранг, не установит вслед за ним $a_{3,1} = 5$, а выберет себя в качестве ЛС ($E_3 = 3$) и установит $a_{3,1} = 3$. Аналогично будет действовать и абонент 4. На третьем шаге

волна сброса ранга дойдет до абонента 2, который также выработает новый вектор $C_2 = [2, 0, 2]$ и установит $E_2 = 2$. Кроме того, в процессе реконфигурации должно быть учтено, что абонент, понизивший свой ранг (например абонент 5 на шаге 1 в рассматриваемом примере), на этом же шаге получит в матрице наблюдения информацию о более высоком ранге следующих за ним абонентов (абоненты 3 и 4), еще не успевших понизить свой ранг. Для того чтобы абонент 5 снова не установил $a_{5,1} = 1$, необходимо ввести задержку в процедуре повышения ранга как минимум в один шаг, за который абоненты 3 и 4 также перестанут передавать номер своего ГС, равный единице. Для этого необходимо при условии $a_{i,1}(k) > a_{i,1}(k-1)$ исключить на данном шаге из матрицы наблюдения все абоненты с номером ГС, равным номеру ГС абонента на предыдущем шаге:

$$a_{i,1}(k+1) = \min \{A_i^1(k) \setminus a_{j,1}(k) = a_{i,1}(k-1)\}, \quad (10)$$

а значение $a_{i,2}(k+1)$ при этом вычислить из (2). В результате для понизившего свой ранг абонента с некоторым значением $a_{i,2}$ из рассмотрения на шаге понижения ранга будут исключены все следующие за ним абоненты со значениями $a_{j,2} = a_{i,2} + 1$, которые на последующих шагах не будут увеличивать значение признака $a_{i,1}$, только если они получают ЭВ от ГС, который не вышел из группы полностью, а лишь потерял связь с некоторыми абонентами. К примеру, если на рис. 3 абонент 1 прекратит взаимодействие с абонентом 5 и при этом начнет взаимодействовать с абонентом 2, то волна понижения рангов от абонента 5 будет остановлена встречной волной распространения новых рангов от абонента 1 по маршрутам $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 5$ и $1 \rightarrow 2 \rightarrow 4$.

Обобщив выражения (2), (4) и (5)–(10), запишем итоговые выражения для функции f_E :

$$f_E: E_i(k+1) = \begin{cases} \min[a_{i,3}(k), E_i(k)], a_{j,1}(k) > a_{j,1}(k-1); \\ \min(a_{j,3}(k) | a_{j,2}(k) = \\ = \min \{a_{r,2}(k) | a_{r,1}(k) = \min[A_i^1(k)]\}, \\ a_{j,1}(k) \leq a_{j,1}(k-1) \end{cases} \quad (11)$$

и вектор-функции F_R :

$$a_{i,1}(k+1) =$$

$$= \begin{cases} a_{i,3}(k), \\ [E_i(k+1) = a_{i,3}(k)] \& [a_{i,1}(k) < a_{i,3}(k)]; \\ \min \{a_{i,3}(k), E_i(k)\}, \\ a_{j,1}(k) > a_{j,1}(k-1) | E_i(k) = a_{j,3}(k-1); \\ \min \{A_i^1(k) \setminus a_{j,1}(k) = a_{i,1}(k-1)\}, \\ a_{i,1}(k) > a_{i,1}(k-1); \\ \min \{A_i^1(k)\}, \text{ otherwise}; \end{cases} \quad (12)$$

$$a_{i,2}(k+1) =$$

$$= \begin{cases} 0, \\ [E_i(k+1) = a_{i,3}(k)] \& \\ \& [a_{i,1}(k) < a_{i,3}(k)]; \\ 0, \\ [a_{j,1}(k) > a_{j,1}(k-1)] \& \\ \& [a_{i,1}(k+1) = a_{i,3}(k)]; \\ a_{j,2}(k) + 1, \\ [a_{i,1}(k+1) = a_{j,1}(k) | a_{j,3}(k-1) = E_i(k)] \wedge \\ \wedge [a_{j,1}(k) > a_{j,1}(k-1)]; \\ \min \{a_{j,2}(k) | a_{j,1}(k) = \min[A_i^1(k)]\} + 1, \\ \text{ otherwise}; \end{cases} \quad (13)$$

$$a_{i,3}(k+1) = a_{i,2}(k), \quad (14)$$

где "otherwise" обозначает все прочие случаи.

Следует отметить, что функции (11)–(14), в отличие от (2) и (4), используют в качестве аргумента не только матрицу наблюдения на текущем шаге $A_i(k)$, но и матрицу наблюдения, полученную на предыдущем шаге $A_i(k-1)$.

Для группы абонентов, приведенных на рис. 3, переходные процессы, рассчитанные с помощью (11)–(14), представлены в табл. 2, откуда видно, что

Таблица 2

k	$C_2(k)$	E_2	$C_3(k)$	E_3	$C_4(k)$	E_4	$C_5(k)$	E_5
0	[1, 3, 2]	3	[1, 2, 3]	5	[1, 2, 4]	5	[1, 1, 5]	1
1	[1, 3, 2]	3	[1, 2, 3]	5	[1, 2, 4]	5	[5, 0, 5]	5
2	[1, 3, 2]	3	[3, 0, 3]	3	[4, 0, 4]	4	[5, 0, 5]	5
3	[2, 0, 2]	2	[3, 0, 3]	3	[3, 1, 4]	3	[3, 1, 5]	3
4	[2, 0, 2]	2	[2, 1, 3]	2	[2, 1, 4]	2	[3, 1, 5]	3
5	[2, 0, 2]	2	[2, 1, 3]	2	[2, 1, 4]	2	[2, 2, 5]	3
6	[2, 0, 2]	2	[2, 1, 3]	2	[2, 1, 4]	2	[2, 2, 5]	3

на шаге $k = 5$ система достигает устойчивого состояния, и переходные процессы в ПРС заканчиваются.

Рассмотренные примеры реконфигурации абонентов показывают, что модифицированные функции определения ранжирующих признаков абонента F_R (12)–(14) и вычисления номера ло-

кального синхронизатора f_E (11) обеспечивают устойчивую работу ПРС, сохраняя локальную сеть ЭВ и конечное время переходных процессов при различных вариантах входа абонентов в группу и выхода из нее.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Орлов В. К., Герчиков А. Г., Чернявский А. Г. Локальные радиотехнические системы межсамолетной навигации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 123 с.

2. Принципы построения локальной радиотехнической системы межсамолетной навигации / В. И. Бабу-

ров, А. Г. Герчиков, В. К. Орлов, А. Г. Чернявский // Радиотехника. 2012. № 7. С. 27–30.

3. Герчиков А. Г., Липаков Н. Е., Орлов В. К. Организация ранговой синхронизации в локальных радиотехнических системах межсамолетной навигации // Вестн. конц. ПВО "Алмаз-Антей". 2014. № 2 (8). С. 102–108.

A. G. Gerchikov, N. E. Lipakov
JSC "VNIIRA" (Saint Petersburg)

V. K. Orlov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Rank synchronization under reconfiguration of user group

The aim is to analyze transients in inter-aircraft navigation system with hierarchical timing that comprises the sequential rank override that determines access sequence to a single communication channel. On the analysis of specific cases of changing the structure of user connections (reconfigurations) refined rank calculation function and local synchronizing user select function at each step of work. As result the transients gain finiteness that provides the mobile units collaboration stability under the reconfiguration.

Inter-aircraft navigation, timed division multiple access, communication graph, rank synchronization, ranked magnitude, transient

Статья поступила в редакцию 31 августа 2015 г.



УДК 621.396.6

С. С. Соколов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Принципы и практика системной инженерии в магистерской подготовке по направлению "Конструирование и технология электронных средств"

Обсуждена необходимость и возможность введения в учебный процесс подготовки магистров по направлению "Конструирование и технология электронных средств" принципов системной инженерии. На основании понятия цикла жизни изделия и модели его конкурентоспособности выявлен набор компетенций, которым должен обладать системный инженер применительно к конкретному объекту проектирования в сочетании с управленческой практикой. Предложено примерное содержание рабочей программы дисциплины "Системная инженерия".

Сложная система, системная инженерия, цикл жизни изделия, проектные решения, технологии проектирования, компетенции магистра техники и технологии

В предыдущие годы, когда в России были созданы научно-методические и нормативно-технические основы проектирования и создания сложных технических объектов, проблема конкурентоспособности и качества изделий (исключая изделия военного применения) не стояла так остро. Однако в эпоху глобализации возникла потребность в согласовании и гармонизации положений системной инженерии с достижениями и рекомендациями, полученными в сфере управления качеством, управления проектами, программной инженерией и других областях.

Это касается и сферы технического образования, которое должно опираться на необходимость овладения компетенцией целостного рассмотрения методологии системной инженерии, определив ее как организованную творческую технологию, содержащую следующие основные положения:

- системная инженерия многоаспектна, что необходимо отразить при определении ее содержания;

- деятельность системного инженера основана на понимании цели процесса системной инженерии – оптимальном определении функциональных границ между человеческими интересами, системой и ее окружением – физическим, техническим, деловым, экономическим и социальным [1].

В настоящее время продолжают действовать и развиваться два основополагающих подхода системной инженерии при проектировании и создании технических средств:

- системный подход через представление технических средств как сложных технических систем, как целостного объекта, с выявлением его системных свойств через соответствие базовым принципам и постулатам: принципу физической реализуемости (постулаты целостности и автономности), принципу моделируемости (постулаты дополненности, неопределенности и действия) и принципу целенаправленности (постулат выбора) [2];

- рассмотрение всех аспектов создания и функционирования сложных технических средств во взаимосвязи и полноте через анализ их жизненного цикла (system life cycle approach) – рамочной организационной основы инженерного мышления [3].

Создание современных инженерно насыщенных систем представляет собой область междисциплинарных исследований, содержащую достижения технических, технологических, управленческих, социально-экономических, политических наук и науки о человеке. Последние две сферы требуют постоянного внимания и изучения в силу динамичности социальных и политических про-

цессов, влияющих на конечный результат при выполнении программ или крупных проектов.

Поэтому образовательный процесс в магистратуре по техническим направлениям должен с необходимостью содержать следующие дисциплины:

- системная инженерия;
- инженерный менеджмент, инновации и предпринимательство;
- системный анализ и принятие решений, исследование операций;
- проектирование продукции и организация ее производства.

При этом возможны два сценария реализации образовательных программ по системной инженерии.

Первый сценарий реализует рассмотрение системных проблем создания сложных инженерных объектов в общем виде. В этом случае системная инженерия является фундаментом программы и дополняется специальными дисциплинами.

Второй сценарий предусматривает рассмотрение инженерных проблем в определенной предметной области. При этом дисциплина системной инженерии является поддерживающей основную образовательную программу (ООП).

Подготовка магистров по направлению 11.03.03 "Конструирование и технология электронных средств" в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете им. В. И. Ульянова (Ленина) ведется по второму сценарию. В ходе освоения ООП по указанному направлению магистранты овладевают следующими компетенциями, необходимыми современному системному инженеру:

- способностью анализировать, проектировать и реализовывать системные решения по созданию электронных (радиоэлектронных) средств на основе модели их жизненного цикла (малые проекты);
- успешно и профессионально работать в междисциплинарной команде;
- способностью активной и грамотной коммуникации с коллегами и со сторонними участниками процесса.

Кроме того, системная инженерия как дисциплина позволяет привить навыки системного мышления, понимания (охвата) в целом проблемы создания технических средств, необходимых для их профессионального роста и формирования корпуса главных конструкторов – руководителей проектов любого уровня и программ.

Классическими примерами отечественных системных инженеров высочайшего уровня яв-

ляются главные конструкторы технических средств различного назначения – С. П. Королев (межконтинентальные баллистические ракеты), И. В. Курчатов (ядерное оружие), И. Д. Спасский (атомный подводный флот), А. А. Расплетин (радиотехнические комплексы).

Возможно, они не получили специальной подготовки по системной инженерии. Расширение их сферы ответственности и набора компетенций происходило постепенно по мере их профессионального и карьерного роста, так что, в конце концов, они оказались в состоянии охватить целиком всю проблему создания этих важнейших для страны технических средств.

Автор настоящей статьи пытался достигнуть названной цели, читая в течение ряда лет дисциплину "Проектирование сложных технических систем" магистрантам, обучающимся по направлению 11.03.03 "Конструирование и технология электронных средств". Содержание дисциплины базировалось на материалах монографии [2], важным частным достоинством которой является пример анализа сложной радиотехнической системы (РТС) с позиций системотехники. Целью анализа являлось получение прогноза состояния РТС, попытка ответить на вопрос "как будет развиваться система при определенных условиях?". С точки зрения системной инженерии сегодняшнего дня это была попытка оценки риска влияния принятия новых технических решений на успешность реализации проекта создания РТС.

Предложенная в [2] динамическая модель РТС оказалась сложной для восприятия ее магистрантами. Однако выделенные ими основные контуры модели – технический, экономический, эффективностный и временной – позволили сформулировать индивидуальное задание каждому магистранту по композиции иерархической структуры и системному анализу сложной системы любого вида, в том числе и технической.

Такой системный анализ включал в себя, во-первых, выявление системных признаков рассматриваемой системы, а затем признаков ее сложности, т. е. соответствие системы принципам физичности, моделируемости и целенаправленности и их постулатам. Во-вторых, магистрант должен был предложить свои критерии оценки эффективности, устойчивости и надежности системы.

Однако современный анализ требует обязательного рассмотрения проблемы создания нового изделия с учетом таких важнейших факторов как устой-

чивость его спроса на рынке, т. е. конкурентоспособности технических решений, недооцениваемой в прошлые годы, а также срока окупаемости затрат на разработку и запуск в серийное производство.

Конкурентоспособность изделия на рынке зависит от его:

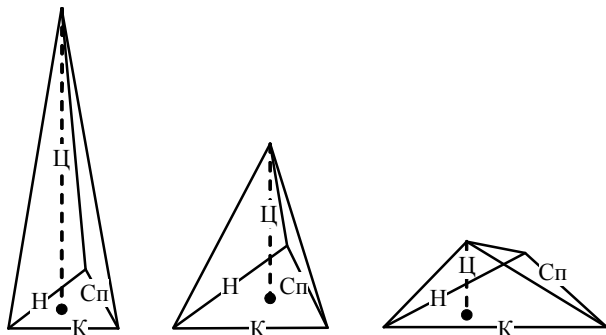
- качества (совокупности функциональных параметров и потребительских свойств);
- надежности (совокупности эксплуатационных свойств);
- серийно-пригодности (совокупности конструкторско-технологических свойств);
- стоимости (совокупности экономических показателей, рентабельности производства).

Моделью конкурентоспособности изделия, отражающей устойчивость спроса на него на рынке, может служить, например, устойчивость разных пирамид (рисунок). Ребра основания пирамид представляют показатели качества (К), надежности (Н) и серийно-пригодности (Сп); высота пирамиды отражает экономические (ценовые) показатели (Ц).

Устойчивость пирамиды возрастает с увеличением площади ее основания и с уменьшением высоты или с увеличением площади S поверхности и уменьшением объема V пирамиды.

Функционал $U \Rightarrow \{\min(V) \max(S)\}$ есть некоторый минимаксный показатель конкурентоспособности РЭС, компоненты которого – явные антагонисты. Поскольку достижение экстремальных значений составляющих этого минимаксного показателя конкурентоспособности возможно на разных этапах и стадиях жизненного цикла изделия, полностью решить проблему создания конкурентоспособной продукции и, что немаловажно, за ограниченное время возможно, только опираясь на принципы системной инженерии.

Методической основой для изучения магистрантами принципов системной инженерии могла бы стать монография [4] – первое методическое пособие по рассматриваемой проблеме, изданное в России за последние 30 лет ограниченным тиражом.



В [4] обобщен огромный зарубежный опыт системной инженерии по созданию аэрокосмических средств; опыт, может быть, малоизвестный и малоиспользуемый. Хотя основные подходы к проектированию и созданию сложных технических систем – последовательность этапов и стадий, цикличность процедур – не являются чем-то новым. Однако нынешние выпускники специалитета (инженеры) и магистратуры (магистры техники и технологий) технических университетов слабо представляют роль и значение системного инженера в современном производстве в условиях существования пятого и зарождения шестого экономических укладов в мировой экономике, в условиях жесткой конкуренции и глобализации. Им хорошо знаком системный программист, но это частный случай системного инженера.

Современный инженер – это специалист, "грамотно сочетающий традиционную инженерную деятельность с эффективной управленческой практикой, создающий на этой основе конкурентоспособную продукцию" [4]. Ему приходится работать на стыке разных дисциплин. Поэтому для успешной работы по руководству проектами разного уровня или отдельной программы системный инженер должен иметь:

- хорошую подготовку в естественнонаучных и инженерно-технических дисциплинах;
- технические достижения в определенной предметной области;
- навыки в нескольких инженерных областях;
- навыки межличностного общения и коммуникативные способности;
- способность быстро усваивать новые идеи и информацию;
- "здоровый" скептицизм, позитивность мышления;
- интуицию при опережающем использовании передовых технологий, правильно оценивая риски и их влияние на успешность проекта в целом.

В качестве отступления следует отметить, что за рубежом системную инженерию рассматривают шире, чем учебную дисциплину: появилась и востребована профессия системного инженера.

Особенность деятельности системного инженера (в отличие от "классического" инженера) состоит в том, что он "... имеет дело с задачами, которые изучены не полностью; для этих задач не существует известных уравнений, связывающих переменные; задачами, при решении которых требуется отыскать баланс между конфликтующими целями с несоизмеримыми атрибутами" [4].

Понятие "системная инженерия" очень многозначно: это и системная методология XXI в.; но и процесс, и в этом заключается сложность его понимания и адаптации к реальным объектам и ситуациям [5]. И одной из сложностей, возникающей при освоении студентами этой дисциплины по утвержденной рабочей программе, является проверка уровня освоения студентами содержания дисциплины.

Участие студентов в реальном проекте в течение семестра исключено. Вряд ли имеет смысл заучивать многочисленные определения и рекомендации, составляющие существо монографии [4]. Остаются качественные задачи, предлагаемые студентам в конце каждого ее раздела. Но эти задачи не имеют конкретных ответов, поэтому предлагать их для решения может лишь преподаватель, обладающий достаточным для их интерпретации уровнем понимания системной инженерии. А вот это – самая серьезная проблема.

В то же время создание технических средств, относящихся к направлению подготовки 11.03.03 "Конструирование и технология электронных средств", невозможно без опоры на принципы системной инженерии. Известно, сколь велико многообразие этих средств, процессов их создания, динамичность компонентной базы, диапазон параметров, области использования, конкуренция на мировом рынке; не следует забывать и о социальных, экономических и политических последствиях их применения.

Это значит, что дисциплина "Системная инженерия" должна быть базовой дисциплиной учебного плана подготовки магистров по указанному направлению.

Далее представлено примерное содержание дисциплины "Системная инженерия". За основу взяты рекомендации монографии [4] с учетом специфики объекта проектирования – радиоэлектронных средств.

Тема 1. Основы системной инженерии. Современные радиоэлектронные средства (РЭС) как

объект системной инженерии. Сложные системы: основные понятия, характеристики и методы анализа. Цикл жизни сложных систем: этапы и стадии их разработки, создания и эксплуатации. Системная инженерия РЭС как профессия. Примеры и упражнения.

Тема 2. Стадии разработки концепции. Выявление общественной потребности в новых видах РЭС. Разработка и согласование требований к РЭС: этапы и участники. Аванпроект как этап разработки концепции и структуры системы и определения средств поддержки проекта – научных, инженерных, производственных, финансовых и социальных. Анализ рисков и компромиссов и принятие решений по критерию "затраты – эффективность – время". Примеры и упражнения.

Тема 3. Разработка инженерно-технических решений. Реализация функциональных требований на этапе эскизного проектирования. Анализ состояния компонентной базы и выявление потребностей в ее новых видах. Разработка прототипа системы и программных средств, необходимых для ее функционирования. Испытания прототипа и испытательное оборудование. Системная инженерия на этапе технического проектирования. Комплексирование, испытания и аттестация системы в целом. Примеры и упражнения.

Тема 4. Разработка РЭС с учетом производства. Этап производства в жизненном цикле сложных систем. Производство как сложная система: производственные процессы. Подготовка РЭС к производству: проблемы перехода от разработки к производству. Этап эксплуатации и сопровождения в жизненном цикле РЭС. Модернизация РЭС. Примеры и упражнения.

Знания и навыки, полученные магистрантами в ходе освоения данной дисциплины, помогут им на современном уровне подготовить и успешно защитить магистерскую диссертацию, представляемую в форме технического проекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Холл А. Д. Опыт методологии для системотехники / пер. с англ. под ред. Г. Н. Пивоварова. М.: Сов. радио, 1975. 447 с.
2. Дружинин В. В., Конторов Д. С. Системотехника. М.: Радио и связь, 1985. 200 с.
3. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288-2005. Системная инженерия. Процессы жизненного цикла систем. М.: Стандартинформ, 2006. 54 с.
4. Системная инженерия. Принципы и практика / А. Косяков, У. Свит, С. Сеймур и др.; пер. с англ. под ред. В. К. Батоврина. М.: ДМК Пресс, 2014. 624 с.
5. Лоусон Г. Путешествие по системному ландшафту. М.: ДМК Пресс, 2013. 370 с.

S. S. Sokolov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Principles and practice of systems engineering in the master's training in "Design and technology of electronic equipment"

The necessity and the possibility of introducing of systems engineering principles in the educational process of masters training on knowledge field of "Design and technology of electronic equipment" is discussed. Taking into account some of the concept of life cycle of the product and the model of its competitiveness, a set of the competence, which should have a systems engineer for specific object designing in combination with management practices, is offered. The approximate the working program of "Systems engineering" discipline is proposed.

Complex system, system engineering, life cycle of the product, design solutions, design technologies, competency of master of engineering and technology

Статья поступила в редакцию 1 сентября 2015 г.

УДК 621.37

А. Э. Баскакова, В. М. Тургалиев, Д. В. Холодняк
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами

Рассмотрены перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры (ППФ) на элементах с сосредоточенными параметрами, состоящие из LC-контуров и инверторов сопротивления или проводимости. Перестройка центральной частоты обеспечивается переменными конденсаторами, входящими в контуры и инверторы. Проанализирован диапазон перестройки ППФ с сохранением постоянной ширины полосы пропускания. Приведены условия сохранения абсолютной и относительной ширины полосы пропускания. Обсуждены ограничения на диапазон перестройки ППФ, связанные с практической реализацией инверторов сопротивления/проводимости и с использованием реальных управляющих элементов (переменных конденсаторов). Представлены результаты проектирования перестраиваемого ППФ третьего порядка с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания.

Полосно-пропускающие фильтры, элементы с сосредоточенными параметрами, перестройка, постоянная ширина полосы пропускания

С целью поддержки различных стандартов беспроводной связи в современных системах связи для разделения частотных каналов используется, как правило, набор (банк) полосно-пропускающих фильтров (ППФ) [1]. Перестраиваемый ППФ способен заменить собой несколько ППФ с фиксированными (неперестраиваемыми) характеристиками, что позволяет уменьшить число используемых фильтров и, тем самым, способствует снижению массогабаритных показателей, сложности и стоимости системы связи.

Для некоторых применений важно, чтобы ширина полосы пропускания фильтра сохраня-

лась постоянной при перестройке центральной частоты f_0 . В настоящее время известны методы проектирования перестраиваемых ППФ на отрезках линий передачи, обеспечивающие сохранение абсолютной ($\Delta f = \text{const}$) или относительной ($\Delta f/f_0 = \text{const}$) ширины полосы пропускания [1]–[4]. Недостатком фильтров на отрезках линий являются их значительные размеры в сравнении с длиной волны, что ограничивает возможности применения таких фильтров в нижней части СВЧ-диапазона. Малогабаритные перестраиваемые ППФ могут быть выполнены на элементах с

сосредоточенными параметрами. Однако методики сохранения в таких фильтрах постоянной ширины полосы пропускания при перестройке центральной частоты в известной литературе не описаны.

В настоящей статье приведены результаты исследования возможности создания малогабаритных ППФ, перестраиваемых с помощью переменных конденсаторов, при сохранении постоянной абсолютной или относительной ширины полосы пропускания. Полученные результаты применены для разработки трехзвенного перестраиваемого ППФ с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания.

Классический метод синтеза ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами состоит в использовании фильтра-прототипа нижних частот и частотного преобразования [5], [6]. В соответствии с указанным методом параметры лестничной схемы ППФ определяются как

$$\begin{cases} L_{s_j} = g_j R_{\text{ген}} / \Delta\omega; \\ C_{s_j} = 1 / (\omega_0^2 L_{s_j}); \\ L_{p_j} = 1 / (\omega_0^2 C_{p_j}); \\ C_{p_j} = g_j / (\Delta\omega R_{\text{ген}}), \end{cases} \quad (1)$$

где L_{s_j} , C_{s_j} – индуктивность и емкость j -го последовательного контура соответственно; g_j – нормированный параметр элементов схемы фильтра-прототипа нижних частот; $R_{\text{ген}}$ – сопротивление генератора; $\Delta\omega$ – ширина полосы пропускания фильтра; ω_0 – центральная частота полосы пропускания; L_{p_j} , C_{p_j} – индуктивность и емкость j -го параллельного контура соответственно, причем $j = \overline{1, n}$ (n – порядок фильтра).

Из (1) получим следующие выражения для центральной частоты и ширины полосы пропускания:

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_{s_j} C_{s_j}} = 1 / \sqrt{L_{p_j} C_{p_j}}; \quad (2)$$

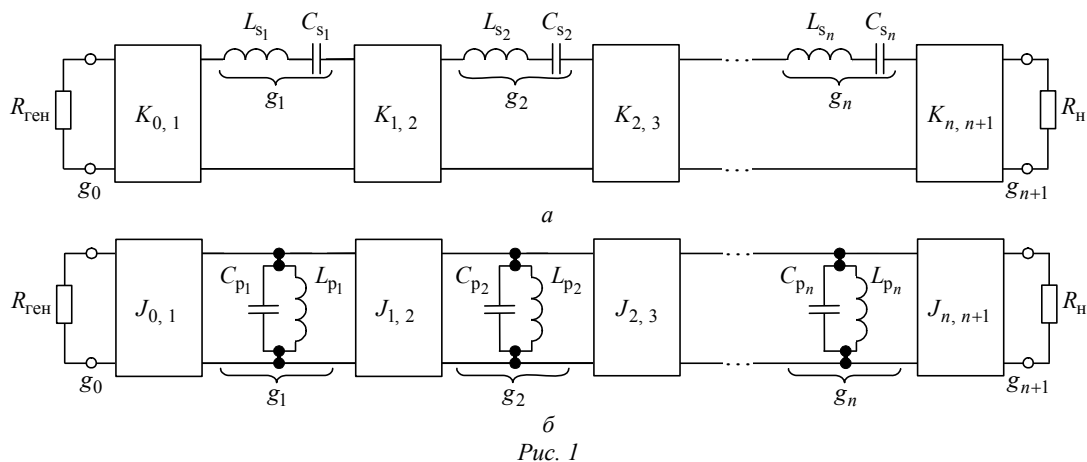
$$\Delta\omega = g_j R_{\text{ген}} / L_{s_j} = g_j / (R_{\text{ген}} C_{p_j}). \quad (3)$$

Перестройка емкостей контуров ($C_{s_j} = \text{var}$, $C_{p_j} = \text{var}$) при фиксированных значениях индуктивностей ($L_{s_j} = \text{const}$, $L_{p_j} = \text{const}$) приводит к изменению центральной частоты в соответствии с (2). При перестройке C_{p_j} ширина полосы пропускания также изменяется согласно (3). Таким образом, ППФ на основе лестничной схемы не позволяет сохранять ширину полосы пропускания постоянной при перестройке центральной частоты.

Перестраиваемый ППФ с постоянной шириной полосы пропускания может быть создан на основе схемы, состоящей из последовательных контуров и инверторов сопротивления (рис. 1, а) или параллельных контуров и инверторов проводимости (рис. 1, б). На рис. 1 $K_{i, i+1}$, $J_{i, i+1}$, $i = \overline{0, n}$ – коэффициенты инверсии инверторов сопротивления и проводимости соответственно. Инверторы, для которых $i = 0$ и n являются внешними инверторами фильтров, остальные инверторы – внутренними.

Анализ перестройки ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами. Определим коэффициент перестройки (КП) ППФ m как отношение центральных частот полосы пропускания в конечном $\omega_0(m)$ и исходном $\omega_0(1)$ состояниях:

$$m = \omega_0(m) / \omega_0(1). \quad (4)$$



Из (2)–(4) следует

$$\begin{aligned} C_j(m) &= C_j / m^2; \\ \omega_0(m) &= m\omega_0(1); \end{aligned}$$

$$\Delta\omega_p(m) = m^2\Delta\omega; \quad \Delta\omega_s(m) = \Delta\omega = \text{const}; \quad (5)$$

$$\frac{\Delta\omega_p(m)}{\omega_0(m)} = m \frac{\Delta\omega}{\omega_0(1)}; \quad \frac{\Delta\omega_s(m)}{\omega_0(m)} = \frac{1}{m} \frac{\Delta\omega}{\omega_0(1)}, \quad (6)$$

где $\Delta\omega_p(m)$ и $\Delta\omega_s(m)$ – абсолютная ширина полосы пропускания ППФ на основе параллельных и последовательных LC -контуров соответственно.

В схемах, показанных на рис. 1, коэффициенты инверсии $K_{i,i+1}$ и $J_{i,i+1}$ не зависят от КП m . Однако производные от них параметры – коэффициенты связи между контурами

$$k_{i,i+1} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0(1)} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

и внешняя добротность

$$Q_e = \frac{\omega_0(1)}{\Delta\omega} g_0 g_1$$

– являются функциями КП. Эти зависимости имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} k_{s_{i,i+1}}(m) &= \frac{K_{i,i+1}(m)}{\sqrt{x_i(m) x_{i+1}(m)}} = \\ &= \frac{\Delta\omega}{\omega_0(m)} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{1}{m} k_{i,i+1}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Q_{s_e}(m) &= \frac{x_1(m) R_{\text{ген}}}{K_{0,1}^2} = \frac{x_n(m) R_{\text{н}}}{K_{n,n+1}^2} = \\ &= \frac{\omega_0(m)}{\Delta\omega} g_0 g_1 = m Q_e; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} k_{p_{i,i+1}}(m) &= \frac{J_{i,i+1}}{\sqrt{b_i(m) b_{i+1}(m)}} = \\ &= \frac{\Delta\omega_p(m)}{\omega_0(m)} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = m k_{i,i+1}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Q_{p_e}(m) &= \frac{b_1(m) G_{\text{ген}}}{J_{0,1}^2} = \frac{b_n(m) G_{\text{н}}}{J_{n,n+1}^2} = \\ &= \left[\omega_0(m) / \Delta\omega_p(m) \right] g_0 g_1 = Q_e / m, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$x_i(m) = \omega_0(m) L_{s_i} = m\omega_0 L_{s_i}, \quad x_n(m) = x_1(m)$$

– крутизна реактивности последовательных колебательных контуров;

$$R_{\text{н}} = R_{\text{ген}}; \quad K_{n,n+1} = K_{0,1};$$

$$b_i(m) = \omega_0(m) C_{p_i}(m) = m\omega_0 C_{p_i} / m^2;$$

$$b_n(m) = b_1(m)$$

– крутизна реактивности параллельных колебательных контуров;

$$G_{\text{ген}} = 1/R_{\text{ген}}; \quad G_{\text{н}} = 1/R_{\text{н}}; \quad J_{n,n+1} = J_{0,1}.$$

Исходя из (5) и (7)–(10), запишем условия сохранения абсолютной ширины полосы пропускания:

$$\begin{cases} k'_{i,i+1}(m) = k_{p_{i,i+1}}(m) / m^2 = \\ \quad = k_{s_{i,i+1}}(m) = k_{i,i+1} / m; \\ Q'_e(m) = m^2 Q_{p_e}(m) = Q_{s_e}(m) = m Q_e. \end{cases}$$

В свою очередь, в соответствии с (6)–(10) относительная ширина полосы пропускания сохраняется постоянной при выполнении следующих условий:

$$\begin{cases} k''_{i,i+1}(m) = k_{p_{i,i+1}}(m) / m = \\ \quad = m k_{s_{i,i+1}}(m) = k_{i,i+1}; \\ Q''_e(m) = m Q_{p_e}(m) = Q_{s_e}(m) / m = Q_e. \end{cases}$$

На практике инверторы сопротивления и проводимости реализуются в виде схем на элементах с сосредоточенными параметрами [5], [6]. В общем случае схемы инверторов также должны перестраиваться наряду с колебательными контурами, чтобы обеспечить перестройку центральной частоты ППФ. Для перестраиваемых ППФ, управляемых переменными конденсаторами, целесообразно рассматривать только емкостные схемы инверторов сопротивления (рис. 2) и проводимости (рис. 3).

В случае перестройки ППФ с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания ($\Delta f = \text{const}$)

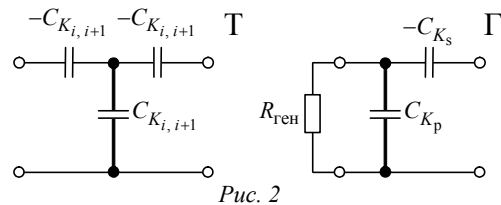


Рис. 2

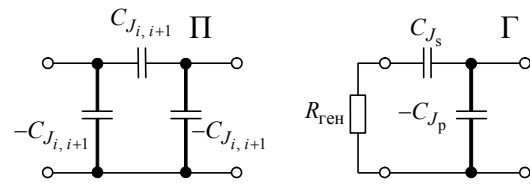


Рис. 3

значения емкостей инверторов, представленных на рис. 2, определяются следующим образом:

$$C'_{K_{i,i+1}}(m) = \frac{1}{m\omega_0(1)R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{1}{a_K} \frac{g_{i+1}}{g_i}};$$

$$C'_{K_p}(m) = \frac{1}{m\omega_0(1)} \sqrt{\frac{Q_e}{x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}; \quad (11)$$

$$C_{K_s}(m) = \frac{Q_e}{m\omega_0(1)\sqrt{x_1(Q_e R_{\text{ген}} - x_1)}}, \quad (12)$$

где $a_K = L_{S_{i+1}}/L_{S_i}$; $x_1 = \omega_0(1)L_{S_1}$, а для схем инверторов, представленных на рис. 3:

$$C'_{J_{i,i+1}}(m) = \frac{1}{m^3\omega_0(1)R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{1}{a_J} \frac{g_i}{g_{i+1}}};$$

$$C'_{J_s}(m) = \frac{G_{\text{ген}}}{m\omega_0(1)} \sqrt{\frac{b_1}{m^2 Q_e G_{\text{ген}} - b_1}}; \quad (13)$$

$$C'_{J_p}(m) = \frac{1}{m^3\omega_0(1)Q_e} \sqrt{b_1(m^2 Q_e G_{\text{ген}} - b_1)}, \quad (14)$$

где $a_J = C_{p_i}/C_{p_{i+1}}$; $b_1 = \omega_0(1)C_{p_1}$; $G_{\text{ген}} = 1/R_{\text{ген}}$.

При перестройке с сохранением постоянной относительной полосы пропускания ($\Delta f/f_0 = \text{const}$) значения емкостей для схем, представленных на рис. 2, определяются как

$$C''_{K_{i,i+1}}(m) = \frac{1}{m^2} \frac{1}{\omega_0(1)R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{1}{a_K} \frac{g_{i+1}}{g_i}};$$

$$C''_{K_p}(m) = \frac{1}{m\omega_0(1)} \sqrt{\frac{Q_e}{mx_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}; \quad (15)$$

$$C''_{K_s}(m) = \frac{Q_e}{m^{3/2}\omega_0(1)\sqrt{x_1(Q_e R_{\text{ген}} - mx_1)}}, \quad (16)$$

а для схем, представленных на рис. 3, имеют вид

$$C''_{J_{i,i+1}}(m) = \frac{G_{\text{ген}}}{m^2\omega_0(1)} \sqrt{\frac{1}{a_J} \frac{g_i}{g_{i+1}}};$$

$$C''_{J_s}(m) = \frac{G_{\text{ген}}}{m\omega_0(1)} \sqrt{\frac{b_1}{mQ_e G_{\text{ген}} - b_1}}; \quad (17)$$

$$C''_{J_p}(m) = \frac{1}{m^2\omega_0(1)Q_e} \sqrt{b_1(mQ_e G_{\text{ген}} - b_1)}. \quad (18)$$

Т- и П-образные схемы внутренних инверторов (рис. 2 и 3) содержат отрицательные емкости, значения которых зависят от КП m . Отрицательные емкости инвертора реализуются вычитанием

из емкостей соседних колебательных контуров. Условия физической реализуемости для пассивного фильтра требуют, чтобы все результирующие емкости были неотрицательными, что накладывает ограничения на диапазон перестройки ППФ с указанными схемами инверторов. В результате диапазон изменения КП ППФ с внешними Г-инверторами и внутренними Т-инверторами сопротивления (рис. 2) при $\Delta f = \text{const}$ определяется соотношениями

$$2 \frac{\omega_0(1)C_{s_1}}{Q_e} \sqrt{x_1(Q_e R_{\text{ген}} - x_1)} \leq m';$$

$$2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0(1)} \sqrt{\frac{a_K}{g_i g_{i+1}}} \leq m'.$$

При том же условии для ППФ, в схеме которых используются внутренние П-инверторы и внешние Г-инверторы проводимости (рис. 3), ограничения имеют вид

$$\sqrt{\frac{b_1}{G_{\text{ген}} Q_e}} \leq m'; \quad (19)$$

$$2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0(1)} \sqrt{\frac{1}{a_J g_i g_{i+1}}} \leq m'. \quad (20)$$

В случае сохранения относительной ширины полосы пропускания ($\Delta f/f_0 = \text{const}$) КП ППФ с инверторами сопротивления ограничен как

$$\frac{4Q_e R_{\text{ген}} x_1 [\omega_0(1)C_{s_1}]^2}{Q_e^2 + 4[x_1 \omega_0(1)C_{s_1}]^2} \leq m'' \leq \frac{Q_e R_{\text{ген}}}{x_1},$$

а для ППФ на основе параллельных контуров и инверторов проводимости:

$$\frac{b_1}{G_{\text{ген}} Q_e} \leq m'' \leq \frac{b_1}{G_{\text{ген}} Q_e} \left(\frac{Q_e^2}{4} + \frac{1}{C_{p_1}} \right). \quad (21)$$

На рис. 4 и 5 показаны частотные зависимости коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} перестраиваемого трехзвенного ППФ с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 0.15$, чебышевской характеристикой с неравномерностью затухания в полосе пропускания 0.04 дБ, выполненного на параллельных колебательных контурах и инверторах проводимости по схеме рис. 1, б. На рис. 4 представлены АЧХ фильтра при сохранении в процессе перестройки абсолютной ширины полосы пропускания, а на рис. 5 –

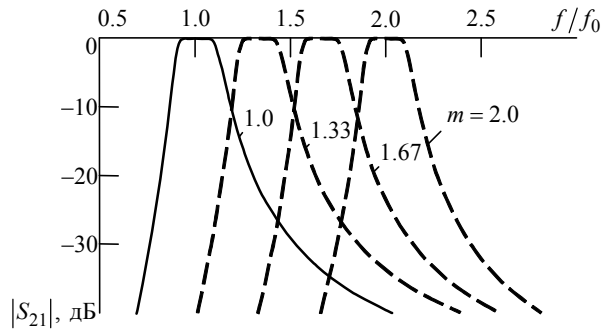


Рис. 4

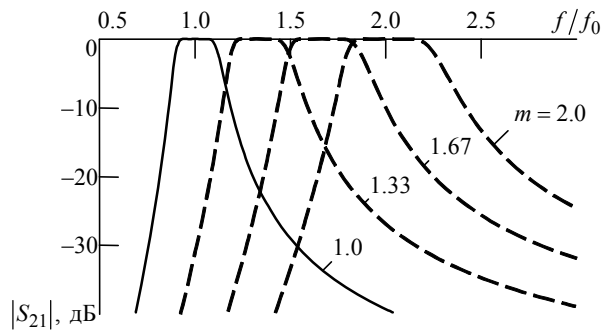
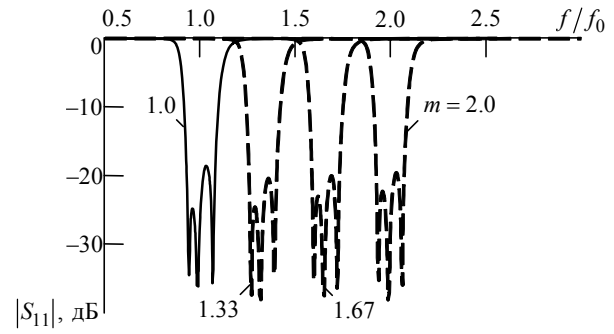
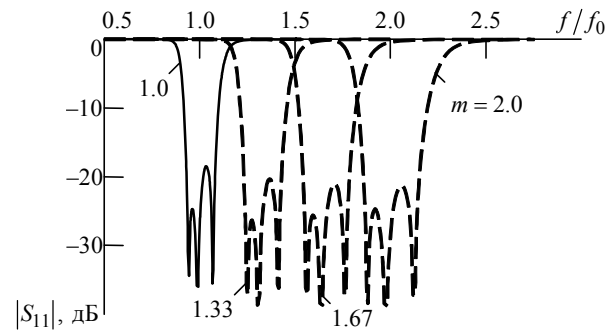


Рис. 5



при сохранении постоянной относительной ширины этой полосы. В обоих случаях фильтр перестраивался вверх по частоте, так как допустимые значения КП m , рассчитанные с использованием формул (19), (20) для $\Delta f = \text{const}$, принадлежат интервалу $m \in [1, \infty)$, а рассчитанные по (21) для $\Delta f/f_0 = \text{const}$ – интервалу $m \in [1, 22.952]$.

На рис. 6 приведены характеристики аналогичного перестраиваемого ППФ на последовательных контурах и инверторах сопротивления (см. рис. 1, а). Особенностью данной схемы является то, что сохранение абсолютной ширины полосы пропускания достигается при перестройке фильтра вверх по частоте ($m \in [0.268, \infty)$), а для сохранения относительной ширины полосы пропускания – вниз ($m \in [0.044, 1]$).

На практике диапазон перестройки фильтра дополнительно ограничивается параметрами ре-

альных управляющих элементов, реализующих функции переменных конденсаторов. В качестве управляющих элементов для перестройки фильтра могут применяться полупроводниковые варикапы, сегнетоэлектрические или микроэлектро-механические конденсаторы.

На рис. 7 показана зависимость необходимой управляемости конденсаторов контуров и инверторов от величины КП $n(m) = C(m)/C$ при сохранении относительной ширины полосы пропускания (рис. 7, а) и абсолютной ширины полосы (рис. 7, б). Кривые на рис. 7 отражают перестройку конденсаторов последовательного контура 1, параллельного контура 2, внешнего 3 и внутреннего 4 К-инверторов, а также внешнего 3 и внутреннего 4 J-инверторов.

Из представленных зависимостей следует, что схема ППФ на основе последовательных контуров и инверторов сопротивления (рис. 1, а) имеет

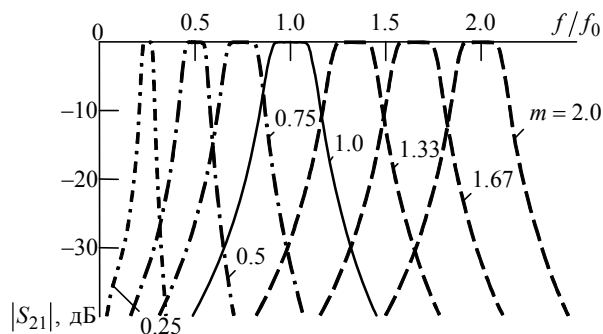
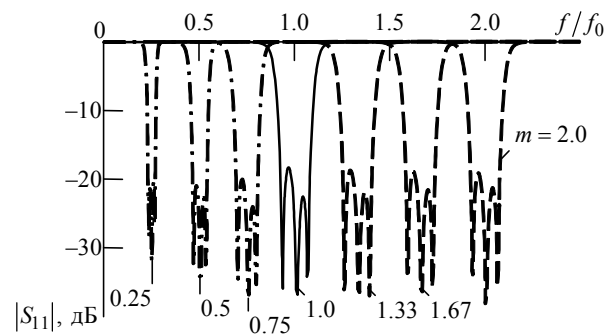


Рис. 6



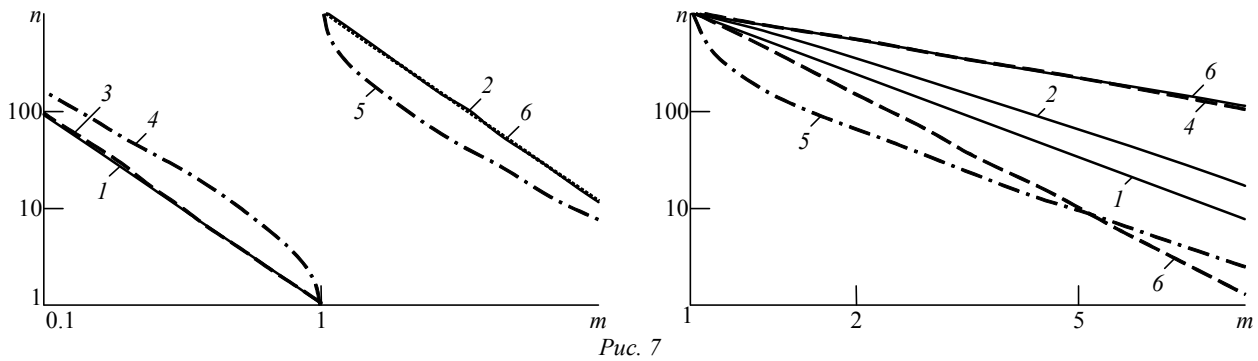


Рис. 7

преимущества для проектирования перестраиваемых фильтров с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания ($\Delta f = \text{const}$), так как при заданном КП такой фильтр использует переменные конденсаторы с меньшей управляемостью n , чем требуется для фильтра, показанного на рис. 1, б, и наоборот. В этом случае одни и те же управляющие элементы обеспечивают более широкий диапазон перестройки ППФ на последовательных контурах, чем ППФ на основе параллельных контуров. К тому же схема ППФ на последовательных контурах в ряде случаев позволяет обойтись без внешних инверторов сопротивления, что уменьшает количество используемых управляющих элементов и, как следствие, снижает потери, вносимые фильтром в полосу пропускания.

При перестройке с сохранением постоянной относительной ширины полосы пропускания ($\Delta f/f_0 = \text{const}$) обе рассматриваемые схемы ППФ требуют использования управляющих компонентов с одинаковой максимальной управляемостью n .

$\Delta f = 150$ МГц и перестройкой центральной частоты в пределах 450...750 МГц ($m = 1.67$). Фильтр состоит из трех последовательных LC-контуров, разделенных двумя инверторами сопротивления, реализованными в виде Т-образных емкостных схем (рис. 8). В качестве управляющих элементов использовались полупроводниковые варикапы SMV1233 фирмы "Skyworks".

Фильтр выполнен на печатной плате из материала Arlon AD 255 (относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 2.55$, тангенс угла потерь $\text{tg} \delta = 0.0015$) толщиной 1 мм. Размеры печатной платы 33×15 мм (рис. 9). Для реализации фильтра использованы компоненты поверхностного монтажа типоразмера 0603 производства фирмы "Murata": индуктивности серии LQW18A ($L_1 = 43$ нГн, $L_2 = 51$ нГн), блокировочные и проходные конденсаторы типа GQM1885C1H101GB ($C_b = C_{ps} = 100$ пФ. Для обеспечения необходимой начальной емкости параллельно каждому

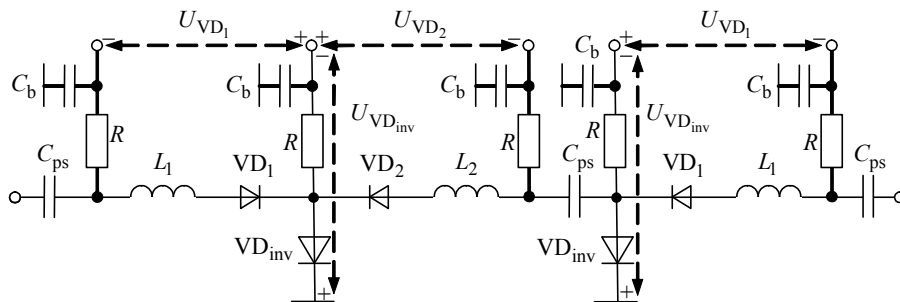


Рис. 8

Проектирование перестраиваемого ППФ с постоянством абсолютной ширины полосы пропускания. Результаты анализа перестройки схем ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами использованы для разработки малогабаритного трехзвенного перестраиваемого ППФ с абсолютной шириной полосы пропускания

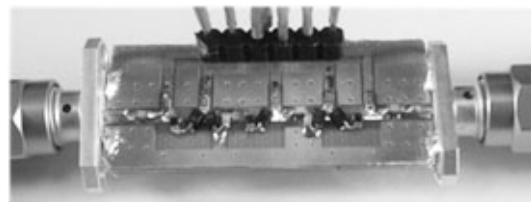


Рис. 9

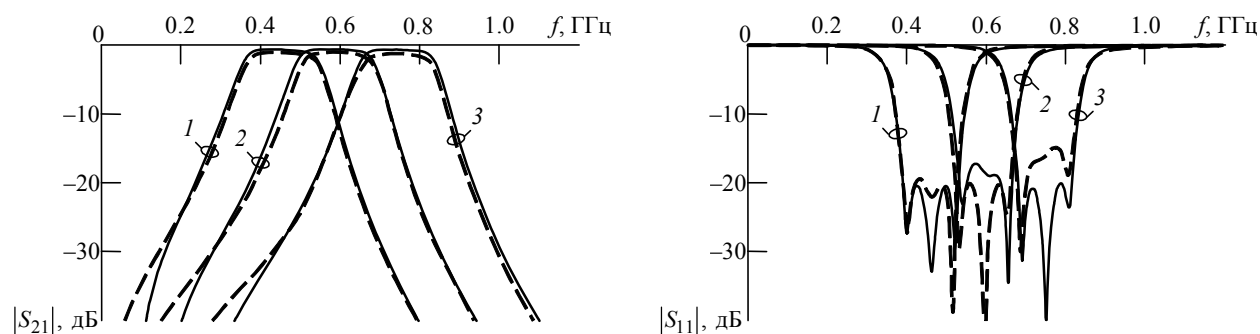


Рис. 10

варикапу подключен конденсатор типа GQM1885C2A2R0CB01 номиналом 2 пФ (на схеме рис. 8 не показаны). Смещение на варикапы подается через резисторы типа ERJ1GEJ104 фирмы "Panasonic" ($R = 100$ кОм).

На рис. 10 представлены результаты электродинамического моделирования характеристик разработанного перестраиваемого ППФ (сплошные линии) в сравнении с экспериментальными данными (штриховые линии). Параметры фильтра и значения управляющих напряжений представлены в таблице. Измерения выполнены при помощи векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZNC-3 с использованием калибровки типа SOLT. Во всем диапазоне перестройки ширина полосы пропускания сохраняется практически постоянной и равной 147 ± 1 МГц. Измеренный коэффициент отражения в полосе пропускания лучше -15 дБ. Вносимые потери в полосе пропускания не превышают 1.4 дБ.

На основании описанных исследований и разработки можно сделать заключение, что малогабаритные перестраиваемые ППФ с постоянной шириной полосы пропускания могут быть реализованы на основе как последовательных, так и параллельных LC -контуров и инверторов сопротивления

f_0 , МГц	Управляющее напряжение, В			Емкость варикапа, пФ			Кривые на рис. 10
	U_{VD1}	U_{VD2}	$U_{VD_{inv}}$	C_1	C_2	C_{inv}	
450	0.45	0	0	4.04	5.09	7.08	1
600	2.4	2.45	1.0	2.19	2.17	5.27	2
750	3.95	5.5	2.45	1.26	1.16	4.16	3

или проводимости. В исследовании выполнен анализ перестройки ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами, управляемых переменными конденсаторами. Получены условия сохранения абсолютной и относительной ширины полосы пропускания. Определены ограничения диапазона перестройки фильтра, связанные с практической реализацией инверторов сопротивления и проводимости. Показано, что для создания перестраиваемых фильтров с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания предпочтительно использовать схему ППФ на последовательных LC -контуров. Исследование перестраиваемого ППФ с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания подтвердило полученные теоретические результаты. В то же время показано, что для разработки перестраиваемых ППФ с постоянной относительной шириной полосы пропускания одинаково пригодны обе рассмотренные схемы фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hunter I. C., Rhodes J. D. Electronically tunable microwave bandpass filters // IEEE Trans. microwave theory tech. 1982. Vol. MTT-30, № 9. P. 1354–1360.
2. Design of tunable ferroelectric filters with a constant fractional band width / I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev et al. // IEEE MTT-S Int. microwave symp. dig. Phoenix, 20–24 May 2001. Piscataway: IEEE, 2001. Vol. 3. P. 1461–1464.
3. Ultra-selective constant-bandwidth electromechanically tunable HTS filters / G. Tsuzuki, M. Hernandez, E.M. Prophet et al. // IEEE MTT-S Int. microwave symp. dig. San Francisco, 11–16 June 2006. Piscataway: IEEE, 2006. P. 693–696.

4. Yu F. L., Zhang X. Y., Zhang Y. B. Frequency-tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth and improved linearity // Progress in electromagnetics research lett. 2012. Vol. 33. P. 131–140.
5. Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structure. Dedham, MA: Artech House, 1980. 439 p.
6. Hong J.-S., Lancaster Hong M. J. Microstrip filters for RF-microwave applications. New York: John Wiley & Sons, 2001. 457 p.

A. E. Baskakova, V. M. Turgaliev, D. V. Kholodnyak
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Tunable lumped-element bandpass filters with constant bandwidth

Lumped-element bandpass filters using LC-tanks and immittance inverters are considered. Tuning of the central frequency is provided by using variable capacitors of LC-tanks and immittance inverters. Tunability of constant-bandwidth bandpass filters is analyzed. Conditions to keep absolute and fractional bandwidth constant are presented. Tunability limitations due to practical implementation of the immittance inverters and using of real controlling components (variable capacitors) are discussed. Design of a 3-pole tunable bandpass filter with constant absolute bandwidth is presented.

Bandpass filters, lumped elements, tunability, constant bandwidth

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2015 г.



УДК 621.391.7

Н. В. Лысенко, Г. М. Лабков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Применение стеганографического алгоритма Куттера–Джордана–Боссена в видеопоследовательностях

Рассмотрена возможность работы алгоритма Куттера–Джордана–Боссена в видеопоследовательностях в режиме реального времени. Оценено влияние различных видов шумов на устойчивость работы алгоритма. Показано, что устойчивость к шумовым помехам можно улучшить, увеличив число встраиваний одного бита, однако при этом увеличивается вероятность обнаружения скрытой информации неавторизованным пользователем.

Стеганография, видеопоследовательность, скрытая передача, защита информации

Развитие информационных сетей, в первую очередь сети Интернет, облегчило доступ к различной информации. В связи с этим становится актуальным вопрос защиты информации от несанкционированного доступа. Существует два направления решения указанной задачи: криптография и стеганография. Основная задача криптографии – шифрование сообщений с целью сокрытия их содержания. Методы криптографии позволяют зашифровать информационное сообщение, однако сам факт передачи такого сообщения криптографией не скрывается и может заинтересовать потенциального перехватчика. Стеганография же направлена на сокрытие самого факта передачи зашифрованных данных [1].

В целом стеганография применима к множеству объектов, относящихся не только к компьютерным информационным сетям. Однако такие сети открывают наиболее широкие горизонты возможностей перед стеганографией. По этой причине остро стоит вопрос обеспечения информационной безопасности с точки зрения как обнаружения негативной информации, так и сокрытия секретной информации от злоумышленников. К примеру, на сегодняшний день стеганографические методы применяются для сокрытия сообщений в изображениях, текстовых файлах, аудиофайлах и т. д. [1].

Большой интерес представляют системы, использующие в качестве стеганоконтейнеров изображения. Назовем это направление видеостегано-

графией. Интерес к видеостеганографическим системам обусловлен рядом причин. Среди них хотелось бы выделить наличие многочисленных и разнообразных методов обработки изображений, поскольку это определяет разнообразие возможных методов и алгоритмов, которые можно применить с целью передачи скрытой информации. Также немаловажной причиной является слабая чувствительность человеческого глаза к незначительному изменению яркости в изображении [2].

Среди систем, использующих в качестве стеганоконтейнеров изображения, важную роль играют видеопоследовательности. Особенностью создания стеганоконтейнера в видеопоследовательности является встраивание информации в реальном времени. В связи с этим методы встраивания информации должны обладать важным качеством – небольшой вычислительной сложностью. В настоящее время существует достаточно много методов для сокрытия данных в видеофайлах [1]. Методы, работающие на этапе преобразований, предполагают частичное преобразование исходных данных. Например, может использоваться замена высокочастотных коэффициентов дискретного косинусного преобразования на информационные биты. Методы, работающие на этапе сжатия, направлены на работу со сжатыми форматами файлов. Такие методы встраивают информацию в контейнер и извлекают информацию из контейнера в процессе компрессии и де-

компрессии, оперируя промежуточными данными, что дает значительную скорость указанных операций. Методы, работающие непосредственно с исходным изображением, позволяют достичь высокого уровня сокрытия информации, поскольку их алгоритмы направлены на максимальную визуальную незаметность вносимой информации.

Существует большое количество методов встраивания стеганоконтейнера в изображение [3]. Авторами настоящей статьи проведено исследование метода Куттера–Джордана–Боссена, обладающего высокой пропускной способностью¹, а также обеспечивающего устойчивость к несанкционированному доступу. Алгоритм основан на одном из свойств зрительной системы человека: ее восприимчивость к перепадам яркости синего цвета значительно меньше, чем зеленого и красного [3]. Исследование данного алгоритма проводилось в программном пакете MATLAB версии "for student use".

Указанный алгоритм предполагает встраивание одного бита данных в один пиксел изображения. В результате на отдельном изображении изменению яркости подвергается некое число пикселей, зависящее от объема изображения.

Для встраивания отдельного бита сообщения в изображении псевдослучайным образом выбирается пиксел с координатами x и y ², обладающий яркостью

$$L_{x,y} = \bar{r}R_{x,y} + \bar{g}G_{x,y} + \bar{b}B_{x,y},$$

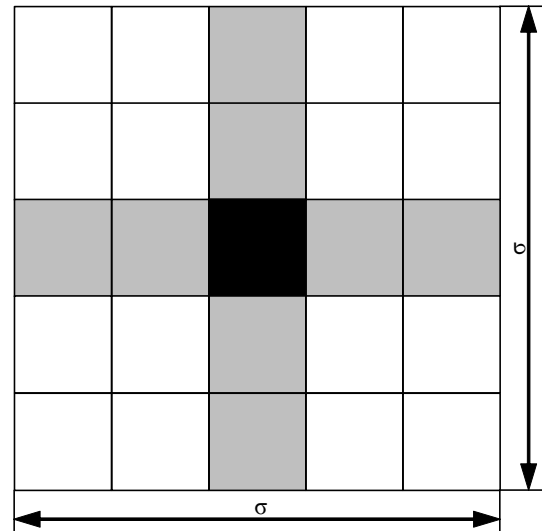
где $\bar{r}$, $\bar{g}$, $\bar{b}$ – удельные цветовые коэффициенты в каналах красного, зеленого и синего соответственно; $R_{x,y}$, $G_{x,y}$, $B_{x,y}$ – цветовые координаты пиксела в указанных каналах.

Секретная информация встраивается в канал синего цвета по формуле

$$B'_{x,y} = \begin{cases} B_{x,y} + uL_{x,y}, & m_i = 1; \\ B_{x,y} - uL_{x,y}, & m_i = 0, \end{cases}$$

где u – константа, определяющая энергию встраиваемого сигнала; m_i – i -й бит встраиваемого сообщения. Энергия встраиваемого сигнала выбирается исходя из назначения системы как компромисс между устойчивостью системы к искажениям (возрастает при увеличении u) и заметностью встраиваемых символов [4].

Извлечение секретного бита происходит на основании сравнения цветовой координаты синего



го пиксела со значением этой величины, предсказанным на основе соседних пикселей по вертикали и по горизонтали (рисунок, где предсказание происходит по "кресту" из 5×5 пикселей).

Оценка интересующего пиксела находится по формуле

$$B_{x,y}^* = \frac{1}{2(\sigma-1)} \times \left[\sum_{\substack{j=(\sigma-1)/2 \\ j \neq 0}}^{j=(\sigma-1)/2} B_{x+j,y}^* + \sum_{\substack{j=(\sigma-1)/2 \\ j \neq 0}}^{j=(\sigma-1)/2} B_{x,y+j}^* \right],$$

где символы "*" указывают на значения цветовой координаты в принятом сигнале; σ – количество пикселей (размер апертуры), на основании которых выполняется предсказание, по одной из координат (как правило, размеры апертуры по горизонтали и вертикали выбираются равными). Для корректности предсказания σ должно быть нечетным. На рисунке $\sigma = 5$.

Чтобы извлечь встроенный бит, определяется разница между текущим и предсказанным значениями пиксела в синем канале:

$$\delta = B_{x,y}^* - \hat{B}_{x,y}^*.$$

Авторами настоящей статьи описанный алгоритм исследован применительно к видеопоследовательности. С целью внесения информации каждый кадр видеопоследовательности был преобразован в изображение формата jpeg, а после встраивания информации последовательность кадров вновь преобразовывалась в видеопоследовательность. Ввиду относительно большого количества изображений появилась возможность вносить информацию не в один кадр, а встраивать каждый бит сообщения в

¹ Количество информации, которую с заданным качеством может передать стегосистема за единицу времени.

² Информация о выбранных пикселах или принципе их выбора передается получателю по отдельному каналу.

последовательные изображения. Для выполнения процедуры из видеоряда выбирались кадры (изображения), характеризующиеся максимальными яркостными переходами, поскольку на таких переходах визуально заметить изменения сложнее.

Указанный принцип выбора контейнеров позволяет повысить устойчивость алгоритма к несанкционированному доступу, поскольку максимально на одном изображении изменяется лишь один пиксел. Необходимо отметить, что использование алгоритма в видеопоследовательности также улучшает устойчивость алгоритма, так как визуально заметить изменение пиксела на изображении в последовательности кадров гораздо сложнее.

Для исследования быстродействия алгоритма использовалась видеопоследовательность с частотой 25 кадров в секунду. В видеопоследовательность встраивался символ "А". Данный символ был представлен в двоичной системе счисления как 10000010000. С целью повышения вероятности обнаружения каждый из исходных 11 бит встраивался 5 раз, таким образом, производилось изменение 55 пикселей. На считывание и преобразование символа в двоичную систему программа затратила 5 мс, а на встраивание 55 битов в изображения – 10 мс. Поскольку длительность одного кадра составляет 40 мс, вносимая в видеопоток задержка оказалась меньше времени кадра, т. е. алгоритм может работать в реальном времени. На распознавание символа программой было затрачено 22 мс, что также меньше длительности

кадра. На основании полученных данных можно сказать, что алгоритм Куттера–Джордана–Боссена способен работать в режиме реального времени как для внесения скрытой информации в видеопоток, так и для ее извлечения.

Для изучения помехоустойчивости алгоритма изображение с уже встроенной информацией подвергалось воздействию гауссовского "белого" шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией 0.01; импульсного шума с плотностью 0.05; мультипликативного шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией 0.04. В качестве вносимой информации использовалось слово "Телевидение". Одним из результатов распознавания был набор символов "Т л > |е", в остальных случаях также распознано меньше половины символов. Многократное встраивание информации позволило незначительно улучшить результат распознавания. Однако во многих случаях часть символов распознались неправильно.

Таким образом, исследованный алгоритм Куттера–Джордана–Боссена способен работать в режиме реального времени как для внесения скрытой информации в видеопоток, так и для ее извлечения, однако он слабо устойчив к шумовым искажениям. Устойчивость к шумовым помехам можно улучшить, увеличив число встраиваний одного бита, однако при этом увеличивается вероятность обнаружения скрытой информации неавторизованным пользователем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грибунин В. Г., Оков И. Н., Туринцев И. В. Цифровая стеганография. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009. 272 с.
2. Стеганография, цифровые водяные знаки и стеганоанализ / А. В. Аграновский, А. В. Балакин, В. Г. Грибунин, С. А. Сапожников. М.: Вузовская кн., 2009. 220 с.

3. Коханович Г. Ф., Пузыренко А. Ю. Компьютерная стеганография. Теория и практика. Киев: МК-Пресс, 2006. 288 с.

4. Kutter M., Jordan F., Bossen F. Digital signature of color images using amplitude modulation // Storage and retrieval for image and video databases. 1997. Proc. SPIE. Vol. 3022. P. 518–526.

N. V. Lysenko, G. M. Labkov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Applying of Kutter–Jordan–Bossen steganography algorithm to video sequences

The possibility of operating of the algorithm of Kutter–Jordan–Bossen in video sequences in real time is considered. The influence of different types of noise on the algorithm stability is evaluated. It is shown that the resistance to noise interferences can be improved by increasing the number of embedding one bit, however, this increases the probability of detection of hidden information is not an authorized user.

Steganography, video sequences, hidden communication, information protection

Статья поступила в редакцию 8 сентября 2015 г.

УДК 681.772.7

П. С. Баранов, А. А. Чиркунова
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Телевизионная камера видимого и ближнего инфракрасного диапазонов

Рассмотрены варианты построения мультиспектральной телевизионной камеры видимого и ближнего инфракрасного (RGB&NIR) диапазонов. Разработан макет одноматричной RGB&NIR-камеры. Проведен обзор наиболее перспективных областей применения компактных RGB&NIR-камер.

Мультиспектральная камера, RGB&NIR-диапазон, структура кодирующих светофильтров

При проектировании телевизионной (ТВ) камеры инженер всегда исходит из решаемой задачи, учитывая накладываемые ограничения. Телевизионная система описывается сложной системой параметров, среди которых можно выделить разрешение (пространственное, временное, спектральное), динамический диапазон, чувствительность, стоимость, массогабаритные параметры и др. На практике разработчик вынужден искать компромиссное решение, использовать взаимобмен одних параметров на другие для того, чтобы максимально эффективно решить поставленную задачу.

На рис. 1 представлен пример диаграммы взаимобмена трех параметров ТВ-камеры [1]. Рассмотрим диаграмму для монохромной ТВ-камеры 1. Камера обладает максимальной разрешающей способностью (РС), но минимальным спектральным разрешением, поскольку фотодиод чувствителен ко всему спектру длин волн и нет возможности произвести спектральную селекцию падающего света. Такая ТВ-камера не приспособлена для формирования цветного и мультиспектральных изображений, что при прочих равных

условиях (стоимость, чувствительность и пр.) обеспечит меньший круг решаемых задач. На диаграмме это свойство выражается в самом узком охвате технических параметров системы.

Цветная ТВ-камера с дихроичной призмой (диаграмма 2) обеспечивает эквивалентное (по сравнению с монохромной) пространственное разрешение, позволяет сформировать изображение в нескольких спектральных диапазонах (красном, зеленом, синем и др.) и при необходимости выводит изображение в монохромном виде. Таким образом (при определенных условиях), ширина диаграммы для цветной ТВ-камеры больше, а спектр применений намного шире, по сравнению с монохромной камерой.

В настоящее время около 90 % всех производимых ТВ-камер являются цветными и используют фильтр Байера для формирования изображения в трех спектральных диапазонах: красном (R), зеленом (G) и синем (B) [2]. В то же время в литературе проявляется значительный интерес к проектированию компактных и доступных по цене мультиспектральных (рис. 1, 3) и гиперспектральных камер, которые бы могли значительно расширить спектр решаемых телевизионными способами задач [3]–[5].

Одним из основных направлений развития является проектирование ТВ-камер с четырьмя спектральными каналами¹: R, G, B и ближним инфракрасным (NIR) (рис. 1, 4). Это связано с несколькими причинами.

Во-первых, камеры такого типа способны формировать цветное изображение, что обеспечивает совместимость с существующими одно- и многоматричными цветными камерами. Во-вторых, спектральные свойства достаточно большого числа объектов живой и неживой природы существенно отличаются от свойств в видимом диапазоне, что



Рис. 1

¹ Далее такие камеры названы RGB&NIR-камерами.

можно использовать для решения множества задач – от повышения качества изображения в условиях слабой освещенности до анализа продуктов питания.

Применение именно NIR, а не ультрафиолетового (УФ) канала обусловлено тем, что квантовая чувствительность большинства кремниевых фотоприемников при длине волны электромагнитного излучения от 800 до 1000 нм значительно выше, чем около 300 нм. Кроме того, мощность естественного излучения в NIR несколько выше, чем в УФ.

В настоящей статье рассмотрены основные способы построения RGB&NIR-камер.

Области применения компактных RGB&NIR-камер. Основной идеей при комбинировании каналов RGB и NIR является использование существенных различий в коэффициентах отражений, поглощений и рассеивания, характерных для множества объектов живой и неживой природы.

Коэффициент отражения зависит от молекулярного состава материала и от спектра его излучения. В таблице приведены коэффициенты отражения для некоторых объектов, для которых они существенно различаются в видимом и инфракрасном диапазонах длин волн. Из наиболее существенных отличий следует отметить слабое отражение в NIR-диапазоне для воды и неба, что можно использовать для поиска на их фоне мало-контрастных объектов. Указанное свойство отчетливо проявляется на рис. 2, где приведены изображения объектов в видимом (рис. 2, а, в, д) и NIR-диапазонах (рис. 2, б, г, е).

Другая особенность связана с глубиной проникновения падающего излучения в материалы, прямо пропорциональной ее длине волны. Так, излучение в синей области спектра поглощается только на поверхности материала (проникновение на глубину не более 90 нм), а излучение с длиной волны порядка 1000 нм проникает в слои материала до 10 мм [6].

На основании рассмотренных свойств можно заключить, что комбинирование видимого и инфракрасного спектральных диапазонов позволит извлечь дополнительную полезную информацию



Рис. 2

об объектах. Адаптивным подбором ширины и центральной длины волны спектральных диапазонов можно добиться значительного повышения контраста наблюдаемых объектов различной природы, а также повышения отношения сигнал/шум и расширения динамического диапазона. Дальнейший подъем указанных параметров возможен за счет компьютерной постобработки: адаптивного комбинирования сигналов, полученных в различных спектральных диапазонах, контрастирования, выравнивания освещенности по полю [7], [8].

Рассмотренные преимущества приводят к тому, что спектр направлений применения RGB&NIR ТВ-систем может быть достаточно широк [9]. Среди таких применений следует указать:

- экологию: определение состояния растительности, определение содержания воды в биомассе, оценку степени загрязненности водоемов;
- географию: локализацию водоемов, русел рек, болот, границ лесов и лесистой территории;
- машинное зрение: условия недостаточной видимости;
- наблюдение, обнаружение и распознавание объектов на водной поверхности и на суше;

Объект	Диапазон	
	RGB	NIR
	Коэффициент отражения	
Небо	0.20...0.80	0.10
Листья деревьев, трава	0.20...0.60	0.65
Кора деревьев	0.15...0.25	0.35
Фрукты	0.10...0.90	0.55
Вода	0.20...0.70	0.10
Песок	0.50...0.60	0.45
Бетон	0.40...0.50	0.35

– оптическую сортировку, в т. ч. определение состава материалов, обнаружение подделок, анализ свежести продуктов питания;

– медицину (дерматологию, флебологию, косметологию) и др.

Рассмотрим более подробно некоторые из направлений.

Улучшение видимости в различных условиях. Одним из направлений применения ТВ-камер спектрального диапазона RGB&NIR может быть улучшение условий наблюдения в случае, когда лимитирующим фактором является рассеяние Рэлея (рассеяние на микрочастицах, в частности в воздухе) [10]. Данный вид рассеяния характерен для наблюдения объектов через атмосферную дымку, через взвесь микрочастиц над водной поверхностью. На практике из-за рассеяния Рэлея существенно падает контраст и становятся неразличимыми текстуры на изображениях (рис. 3, а). Поскольку коэффициент рассеяния обратно пропорционален четвертой степени длины волны, оно максимально в синей области спектра и существенно снижается в ближней инфракрасной области. Поэтому регистрация излучения в NIR-диапазоне может быть эффективным способом борьбы с данным видом рассеяния (рис. 3, б).



Рис. 3

Другим направлением может быть улучшение видимости в условиях загрязнения поверхностей: чтение номерных знаков автомобилей, сканирование штрих- и QR-кодов, машинная обработка текстов и т. д. В этом случае учитывается, что в спектральном диапазоне 750...1100 нм многие материалы, ткани и среды имеют коэффициенты поглощения, отражения и рассеяния, существенно отличные от этих параметров в видимом диапазоне. Например, закрашка части QR-кода черным маркером (рис. 4, а) оказалась полностью прозрачной в NIR-диапазоне (рис. 4, б). Аналогичный эффект проявляется и для других цветных чернил, используемых в принтерах.

Медицинское направление применения RGB&NIR ТВ-камер. Для задач биомедицины NIR-диапазон представляет достаточный интерес, так как целиком лежит в терапевтическом окне в 600...1300 нм.

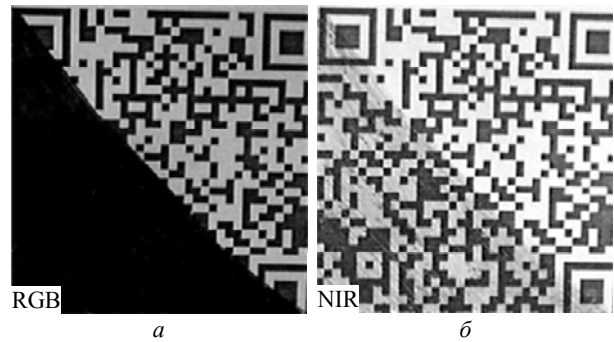


Рис. 4

Большая глубина проникновения в NIR-диапазоне приводит к видимости более глубоких слоев, например вен и сосудов. Отсюда одним из направлений является визуализация сосудистого русла [11], на основе которой может быть выполнена диагностика клапанной недостаточности, тромбозов, состояния кровотока. Так, в видимом диапазоне (рис. 5, а) контраст недостаточен для получения изображения сосудов – около 1–2 %. При использовании же NIR-диапазона, дополнительного ИК-источника света и специальных алгоритмов обработки удается повысить контраст до 50–60 % (рис. 5, б).

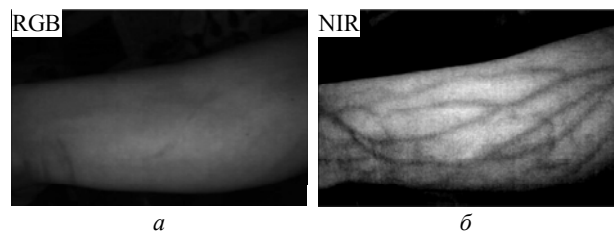


Рис. 5

Согласно обзору исследовательского агентства "Yole Développement" [12], производители различных мобильных устройств в ближайшие 5–10 лет планируют внедрять RGB&NIR-сенсоры, что позволит использовать смартфоны или планшетные компьютеры не только в целях связи и развлечения, но и для контроля за собственным здоровьем.

Анализ свежести продуктов. Способность веществ по-разному рассеивать и поглощать излучение может быть использована при анализе свежести продуктов питания. В видимом диапазоне продукты, в которых процессы гниения находятся на ранней стадии, чаще всего неотличимы от свежих (рис. 6, а), однако отличия хорошо заметны в NIR-канале (рис. 6, б). Основные результаты использования NIR-диапазона по указанному направлению отражены в [13], [14].

Анализ качества продуктов питания весьма актуален и уже сейчас для подобных задач используются гиперспектральные ТВ-системы [13], [15] однако стоимость, габариты и сложность эксплуа-

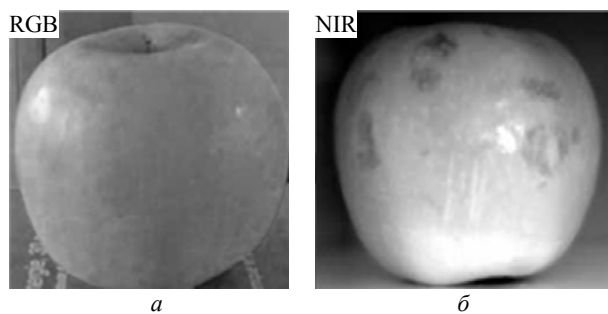


Рис. 6

тации позволяют использовать их только в специальных лабораториях. В [13], [14] также показано, что качество фруктов, мяса, рыбы, овощей и других продуктов можно оценить на основе информации в спектральном диапазоне 350...1100 нм. Разработка компактных и дешевых RGB&NIR ТВ-камер позволило бы многим людям осуществлять контроль за покупаемыми товарами самостоятельно.

Расширение динамического диапазона. Излучение естественных природных сцен, как правило, охватывает очень широкий динамический диапазон, значительно превышающий возможности ТВ-камеры. Так, например, при регистрации излучения от освещенных солнцем поверхностей динамический диапазон может достигать значений до 10^9 , в то время как ТВ-камера с 14-битным АЦП способна передать только 10^4 градаций яркости. Это означает, что при регистрации изображения ТВ-камерой значительная часть информации может быть утеряна.

Для расширения динамического диапазона изображения возможно использование NIR-канала [8]. К достоинствам указанного метода можно отнести сохранение РС как по пространству, так и по времени, что недостижимо при использовании некоторых других методов. В частности, метод с двумя и более экспозициями (multi expose) уменьшает временное разрешение, а метод с различной экспозицией в двух соседних строках (interline expose) уменьшает пространственное разрешение.

Кроме того, для многих естественных природных сцен контраст и детализация текстур выше именно в NIR-диапазоне [8], что может служить основой для повышения качества изображения с использованием этого спектрального канала. Комбинированием спектральных диапазонов RGB и NIR можно добиться существенного расширения динамического диапазона и повышения детализации природных сцен.

Варианты построения RGB&NIR-камер. В настоящее время существует достаточно большое число методов и конструктивных решений, поз-

воляющих регистрировать изображения в спектральном диапазоне RGB&NIR. Рассмотрим подробно несколько из них.

Последовательный метод с турелью (рис. 7, а). Оптический сигнал проходит через один из четырех светофильтров (R, G, B, NIR), установленных на вращающемся диске (турели). После светофильтра сигнал поступает на матричный монохромный фотоприемник (ФП). К достоинствам данного метода можно отнести простоту реализации, невысокую общую стоимость ТВ-камеры, высокую РС в каждом спектральном канале, высокое качество цветоделения. Недостатками такой камеры являются существенные габариты (лимитируемая в основном конструкцией турели) и низкая кадровая частота (из-за последовательного формирования кадров в спектральных каналах). В большинстве случаев рассмотренный метод формирования изображения используется в ТВ-камерах с шестью и более спектральными каналами и в малокадровых ТВ-системах [16].

Дихроичная призма на четыре канала (рис. 7, б). Оптический сигнал поступает на цветоделительный блок – призму. Разделение на спектральные диапазоны осуществляется за счет использования трех дихроичных зеркал, расположенных на гранях оптических элементов. В представленной схеме для одновременной регистрации всех спектральных каналов использованы четыре отдельных монохромных ФП. Необходимо отметить, что для получения качественного изображения требуется высокая точность согласования оптических путей. К достоинствам данной схемы можно отнести высокую РС во всех спектральных каналах, а также параллельный метод формирования изображения (что обеспечивает высокую кадровую частоту) и качественное цветоделение. Ее недостатками являются существенные габариты и стоимость, низкая устойчивость к вибрационным и ударным нагрузкам всей ТВ-системы. До настоящего времени описанный подход не нашел широкого распространения при конструировании RGB&NIR ТВ-камер.

Дихроичное зеркало с разделением на каналы RGB и NIR (рис. 7, в). Оптический сигнал поступает на дихроичное зеркало, где разделяется на NIR и RGB спектральные каналы. В инфракрасном канале устанавливается монохромный ФП, а для регистрации видимого диапазона используется ФП с фильтром Байера и последующий алгоритм интерполяции. Данный способ построения камеры выгодно отличается от способа с дихроичной призмой по массогабаритным параметрам и стои-

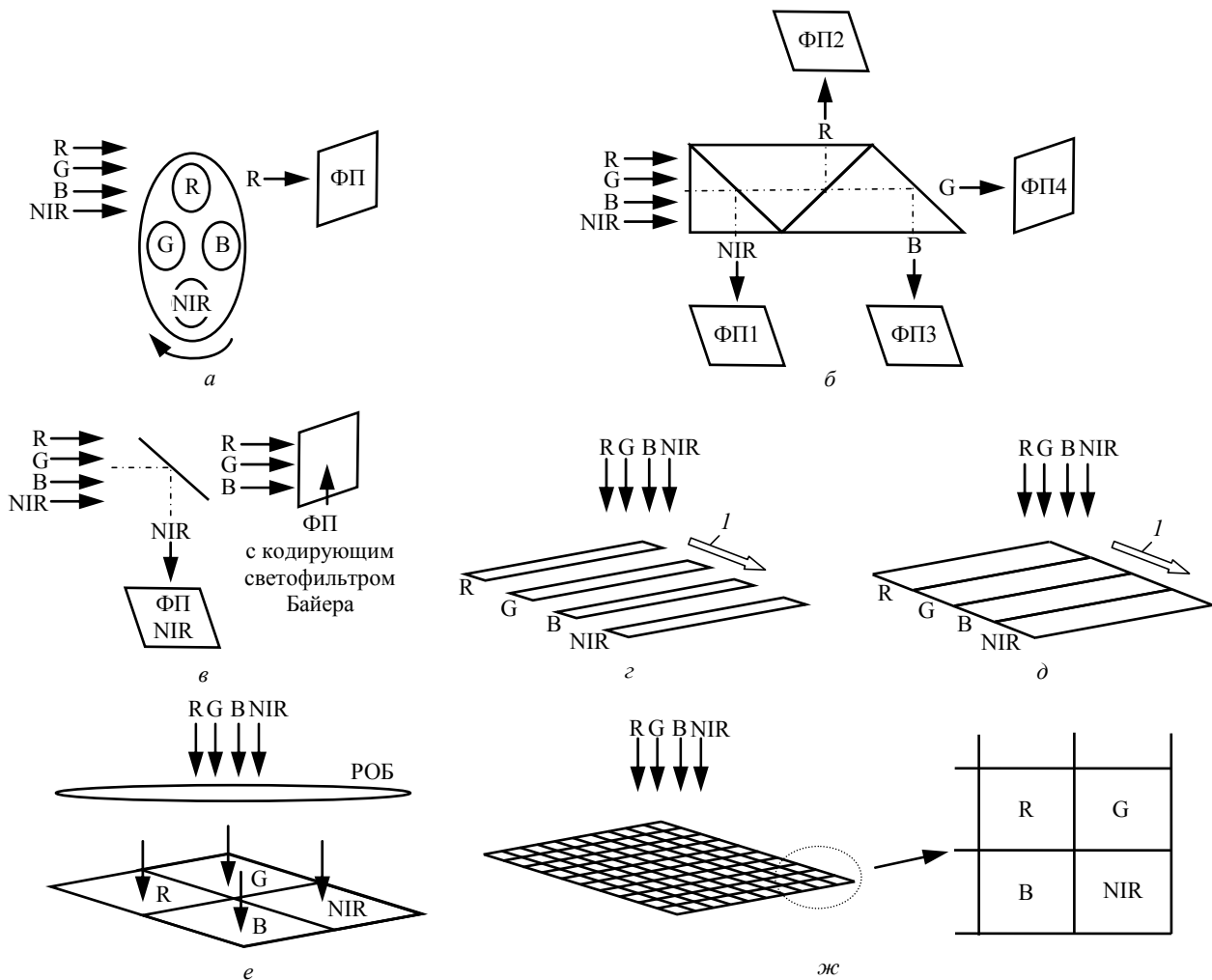


Рис. 7

мости. Современные алгоритмы интерполяции позволяют достичь РС в видимом канале до 70–90 % от РС монохромного ФП [17]. Данный способ нашел наибольшее распространение при конструировании четырехканальной ТВ-камеры в RGB&NIR-диапазоне. Подобные камеры выпускаются "JAI" [18] и "FluxData" [19] и активно используются для задач дистанционного зондирования Земли, медицины, сельского хозяйства и пр. Однако способ не лишен недостатков. Наличие двух ФП и цветоделительного блока, во-первых, существенно повышает стоимость камеры, во-вторых, габариты готового изделия не позволяют использовать его в мобильных устройствах (телефонах, планшетных компьютерах, ноутбуках и др.).

Четыре линейных ФП (рис. 7, з). Оптический сигнал проецируется в фокальную плоскость, в которой расположены четыре линейных ФП [20]. Развертка изображения может осуществляться несколькими способами – перемещением оптических элементов, протяжкой источника оптического сигнала относительно фокальной плоскости (l – рис. 7, з), сканированием входной оптической плоскости

исследуемым объектом и др. При этом информация об источнике оптического сигнала формируется в каждом спектральном канале последовательно, строка за строкой. К достоинствам рассматриваемого метода можно отнести простоту конструкции, массогабаритные параметры, высокое разрешение, потенциально неограниченный размер изображения вдоль направления сканирования. Недостатками данного метода являются необходимость организации строго ориентированного взаимного перемещения объекта и приемника оптического сигнала, а также малая кадровая частота системы. В большинстве случаев линейные ФП используются в промышленных сканерах, системах дистанционного зондирования Земли и для решения других задач, где параметры скорости задаются пользователем или заранее известны.

Матричный ФП с линейным расположением светофильтров (рис. 7, д) по принципу работы схож с использованием линейных ФП. Отличительной особенностью является то, что на каждый спектральный канал приходится не один линейный ФП (фактически одна строка матричного

ФП), а несколько – от 8 и более [21]. За их счет в процессе сканирования оптического сигнала в плоскости ФП (1 – рис. 7, д) при известных параметрах движения можно произвести перенос полезного сигнала (в направлении сканирования) и, как следствие, его накопление. Подобные ФП называются приборами с режимом временной задержки и накопления (ВЗН). ВЗН в аналоговом виде (непосредственно зарядовых пакетов) происходит до добавления к полезному сигналу шума считывания, поэтому отношение сигнал/шум увеличивается в N раз, где N – количество переносов. При накоплении после аналогово-цифрового преобразования (т. е. в цифровом виде) шум считывания добавляется к сигналам до накопления, поэтому отношение сигнал/шум увеличивается в $\sqrt{N}$ раз. Достоинства и недостатки аналогичны камере, выполненной по методу с линейными ФП. Однако стоимость ФП с режимом ВЗН значительно выше, чем линейных ФП, что существенно сужает спектр возможных применений.

Матричный ФП с плиточным расположением светофильтров делится на четыре равные части, и на каждую наносится соответствующий светофильтр (R, G, B, NIR) (рис. 7, е). Оптический сигнал делится так называемым развязывающим оптический блоком (РОБ) (decoupler) на четыре канала, разделенных в пространстве. Параметры РОБ должны быть жестко согласованы с геометрическими размерами матричного ФП [17]. Изображение во всех спектральных каналах формируется одновременно, а считывается согласно архитектуре ФП. К достоинствам рассматриваемого метода можно отнести то, что РОБ незначительно увеличивает массогабаритные параметры (его габариты меньше размеров объектива), и высокую кадровую частоту. Недостатками можно считать сложность изготовления и согласования оптической схемы, низкую РС, потери информации на границах областей, принадлежащих разным спектральным каналам. В настоящее время только фирма "IMEC" планирует выпуск подобных ФП [22], однако перечисленные недостатки вряд ли позволят такому решению найти широкое применение.

Матричный ФП с мозаичным расположением светофильтров (рис. 7, ж). Оптический сигнал проецируется в плоскость матричного ФП, на поверхность которого нанесена структура кодирующих светофильтров (СКС), определяющая чувствительность каждого отдельного пиксела ФП к одному из четырех спектральных диапазонов R, G, B, NIR. Фактически СКС разделяет оптический сиг-

нал на четыре канала и производит их дискретизацию в пространстве. Изображенная на рис. 7, ж СКС прореживает оптический сигнал в горизонтальном и вертикальном направлениях в 2 раза. Для восстановления недостающих отсчетов используются процедуры интерполяции. Рассмотренный метод формирования RGB&NIR-изображения принципиально ничем не отличается от формирования цветного изображения одноматричными ТВ-камерами, для которых удается достичь РС в 70–90 % от монохромной камеры при том же количестве пикселей [17]. Поэтому для повышения РС в каналах R, G, B, NIR можно использовать аналогичные методы, а именно совершенствование структуры СКС и разработку адаптивных алгоритмов интерполяции. К достоинствам данного метода можно отнести то, что массогабаритные параметры, стоимость (в ближайшей перспективе) и кадровая частота у рассмотренной камеры являются такими же, как и у монохромной или цветной одноматричной камеры. Единственным недостатком следует считать снижение РС из-за прореживания спектральных каналов. Однако указанный недостаток не является критическим. Фирмы "IMEC", "PIXELTEQ", "Sony", "Omnivision" [25], [26] планируют выпуск с 2015 г. подобных ФП, что может способствовать расширению круга решаемых RGB&NIR-камерой задач. В ближайшем будущем стоит ожидать применения подобных камер в мобильных устройствах, что может значительно расширить функциональность телефона и другой потребительской электроники. Можно считать, что использование матричного ФП с мозаичным расположением светофильтров – наиболее перспективный метод формирования RGB&NIR-изображений.

Современный уровень развития электроники позволяет изготовить ФП с рабочим спектральным диапазоном RGB&NIR при массогабаритных параметрах, эквивалентных цветным ФП с различными СКС. В ближайшее время стоит ожидать существенного снижения стоимости подобных ФП, что позволит внедрять их в различного рода потребительскую электронику – мобильные телефоны, планшетные компьютеры, "умные часы" и др. Благодаря особенностям этого диапазона указанные устройства вполне вероятно можно будет использовать не только для развлечения, но и для решения более специализированных и социально значимых задач.

Макет одноматричной RGB&NIR-камеры. Необходимо отметить, что рынок RGB&NIR ФП находится на начальном этапе формирования и общепринятые требования к виду СКС и алго-

ритмам обработки еще не сформулированы. Источников информации по разработке СКС и алгоритмов интерполяции для ТВ-камер в RGB&NIR-диапазоне в широком доступе достаточно мало [27]–[29]. Одной из главных задач, которая ставилась при разработке макета одноматричной RGB&NIR-камеры, являлась возможность проведения сравнительного анализа как по объективным параметрам, так и по субъективному качеству изображения, формируемого существующими СКС и тех, которые будут предложены в будущем. Организация макета должна также обеспечивать анализ качества различных алгоритмов обработки и формирования RGB&NIR-изображений.

Анализ наиболее объемной и известной базы данных RGB&NIR-изображений, используемой в большинстве работ [30] показал, что она обладает существенными недостатками, сильно затрудняющими ее использование для решения поставленных задач: значительная доля изображений имеет существенные геометрические расхождения между каналами RGB и NIR, а большое количество снимков в видимом канале переэкспонировано, что делает практически невозможным программную обработку.

На рис. 8 представлен макет одноматричной RGB&NIR-камеры, который включает в себя цветную ТВ-камеру высокого разрешения на базе

КМОП ФП IMX036 фирмы "SONY" 1, объектив 2 с возможностью установки фильтра ИК-отсечки BG40 от фирмы "Schott" 3, устанавливаемый на объектив внешний длинноволновый ИК-фильтр с полосой среза 840 нм фирмы "Thorlabs" 4, источник ИК-излучения на светодиодах 5, персональный компьютер (ПК) 6 с монитором 7 и тест-таблицу или другие объекты съемки 8. Некомпенсированные видеоданные передаются через интерфейс HD-SDI, что позволяет их программно обрабатывать с минимальными искажениями.

Для разъяснения принципа формирования RGB&NIR-изображения рассмотрим спектральные характеристики ФП и используемых фильтров. На рис. 9 представлены кривые квантовой эффективности ФП IMX036 для каналов, а также фильтра ИК-отсечки BG40 и длинноволнового ИК-фильтра. Для формирования сигналов R, G и B в видимом диапазоне (рис. 10) необходимо ввести фильтр ИК-отсечки, а длинноволновый ИК-фильтр извлечь. Используемые в ФП органические фильтры на длинах волн более 840 нм практически прозрачны, поэтому квантовый выход на длинах волн выше 840 нм для каналов R, G, B практически одинаков (рис. 10). Это свойство используется при формировании изображения в NIR-канале. Таким образом, для формирования сигнала в этом ка-

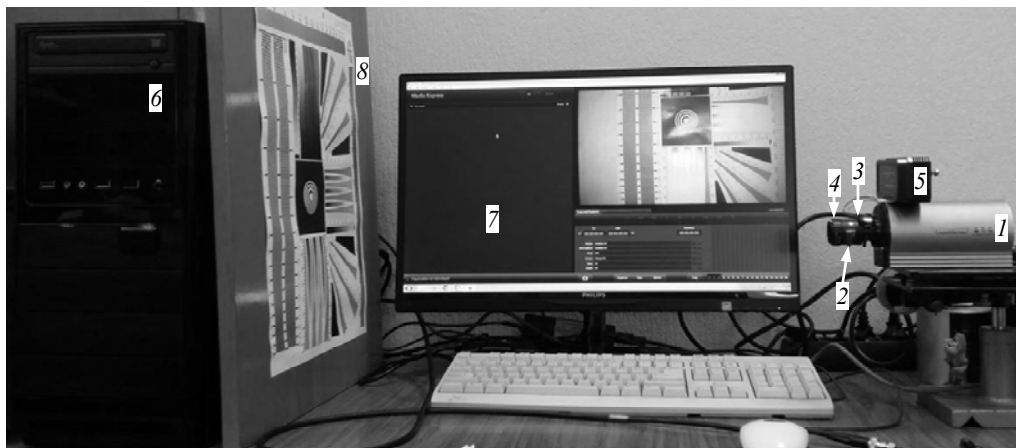


Рис. 8

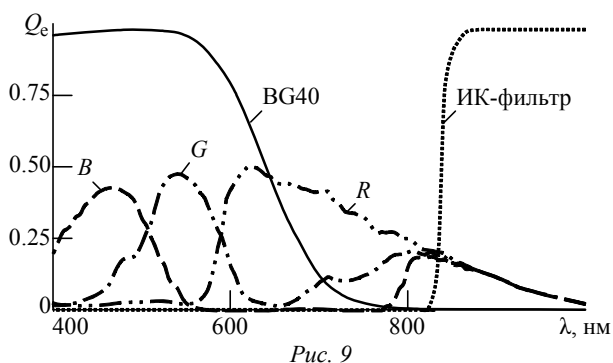


Рис. 9

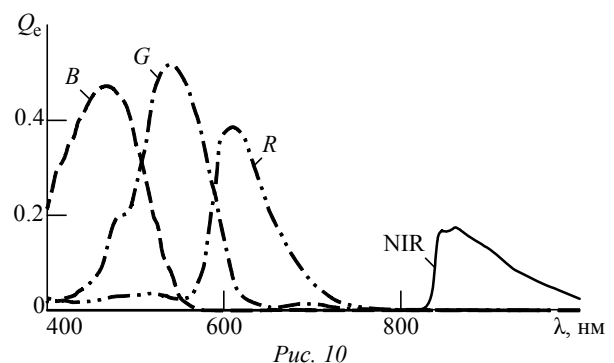


Рис. 10

нале необходимо перед ФП поместить длинноволновый ИК-фильтр, а фильтр ИК-отсечки извлечь. При этом спектральная чувствительность ТВ-камеры определяется практически только свойствами фильтра BG40 (см. кривую BG40 на рис. 9).

Одной из основных задач представленного макета является создание опорного кадра, т. е. кадра, обладающего минимально возможными искажениями, вносимыми на этапе формирования. Опорный кадр используется для создания точных каталогов изображений, а также для сравнительного анализа качества (по субъективным и объективным метрикам) разрабатываемых методов обработки и формирования RGB&NIR-изображений.

На рис. 11 представлен алгоритм формирования опорного RGB&NIR-кадра, а также два варианта обработки и анализа RGB&NIR-изображений. Для формирования изображения в видимом диапазоне необходимо извлечь ИК-фильтр низкой частоты, а фильтр ИК-отсечки, напротив, поместить в оптическую схему. При этом спектральные характеристики чувствительности R-, G- и B-каналов будут иметь вид, представленный на рис. 9. Поскольку примененный в макете ФП использует СКС Байера, то для восстановления пропущенных отсчетов в каждом пикселе необходимо применять

алгоритм интерполяции. Для минимизации артефактов, связанных появлением цветовых муаров при передаче объектов с высокой пространственной частотой, предлагается использовать понижение разрешения в 2–4 раза. Разрешающая способность ФП (1920×1080) позволяет провести данную операцию и свести к минимуму цветовые артефакты.

Опорный кадр RGB&NIR-изображения формируется за два этапа. Первый – формирование NIR-изображения, второй – формирование RGB-изображения. Передача движения динамичных объектов в рамках данного стенда не предусматривается.

В приведенном алгоритме (рис. 11) имеется возможность анализа влияния различных СКС на качество формируемого изображения. Для этого опорный кадр дискретизируется согласно выбранной СКС, после чего применяется алгоритм восстановления. Затем производится сравнительная оценка восстановленного изображения с использованием опорного кадра. Подобным образом можно проводить анализ влияния различных алгоритмов обработки на качество изображения.

На разработанном стенде проверены несколько известных алгоритмов обработки RGB&NIR-изображений [7], [8], [10], [11] с учетом того, что опорный кадр получен одноматричным ФП. Резуль-

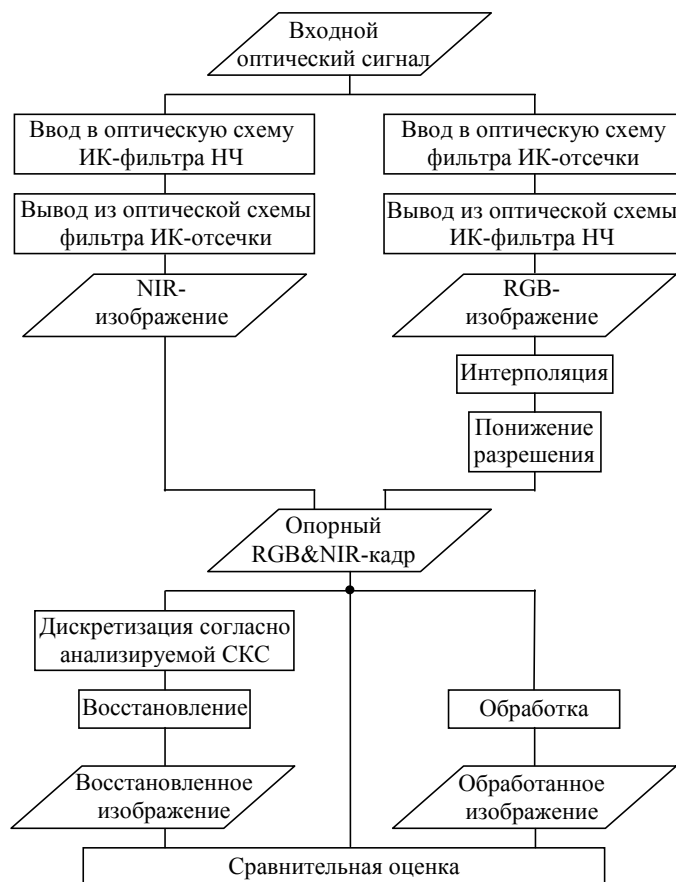


Рис. 11

таты формирования и обработки представлены на рис. 3–5. Можно отметить, что муары, вызванные наложением пространственных частот, наблюдались только на объектах, размеры которых сопоставимы с размером шаблона СКС (в данном случае использовался СКС с размером 2×2 (см. рис. 7, ж). На остальных объектах по субъективной оценке визуальные отличия между восстановленным и опорным кадрами практически отсутствовали. В рамках описанной работы предполагалось отработка только метода формирования RGB&NIR-изображения, аналогично тому, как если бы использовался одноматричный ФП.

Представленный стенд планируется в дальнейшем использовать для следующих задач:

- создания базы данных в спектральном диапазоне RGB&NIR с высокой точностью геометрической привязки друг к другу;
- исследования и совершенствования известных методов обработки и комбинирования изображения RGB&NIR-диапазона;

– анализа РС одноматричной ТВ-камеры с различными СКС;

– анализа чувствительности одноматричной ТВ-камеры с различными СКС;

– разработки новых алгоритмов интерполяции и обработки RGB&NIR-изображений.

В настоящей статье рассмотрены некоторые перспективные варианты использования RGB&NIR-камер и несколько способов их построения. В качестве самого перспективного направления развития выделено проектирование одноматричных ФП, использующих СКС для формирования изображения в требуемых спектральных каналах. Разработан макет одноматричной RGB&NIR-камеры, позволяющий проводить сравнительный анализ формируемого изображения как по объективным параметрам, так и по субъективному качеству при использовании известных алгоритмов обработки и различных СКС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Generalized assorted pixel camera: postcapture control of resolution, dynamic range, and spectrum / F. Yamaoka, T. Mitsunaga, D. Iso, S. K. Nayar // IEEE Trans. on image processing. 2010. Vol. IP-19, № 9. P. 2241–2253.
2. Durini D. High performance silicon imaging. Fundamentals and applications of CMOS and CCD image sensor. San Francisco: Woodhead Pub., 2014. 476 p.
3. Eichenholz J., Dougherty J. Ultracompact fully integrated megapixel multispectral imager / ed. by J.-E. Broquin, Ch. M. Greiner // Proc. SPIE: Integrated optics: devices, materials, and technologies XIII. 2009. Vol. 7218. URL: http://www.pixelteq.com/wp-content/uploads/2013/01/PIXELTEQ_Ultracompact-Fully-Integrated-MP-MultiSpectral-Imager.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
4. Real time megapixel multispectral bioimaging / J. Eichenholz, N. Barnett, Y. Juang et al. // Proc. SPIE: Imaging, manipulation, and analysis of biomolecules, cells, and tissues VIII. 2010. Vol. 7568. URL: http://www.pixelteq.com/wp-content/uploads/2013/01/PIXELTEQ_Real-time-Megapixel-Multispectral-Bioimaging.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
5. Hyperspectral and multispectral sensors for remote sensing / J. Miller, S. Kullar, D. Cochrane et al. // Proc. SPIE: Multispectral, hyperspectral, and ultraspectral remote sensing technology, techniques, and applications III. 2010. Vol. 7857. URL: http://www.academia.edu/5748427/Hyperspectral_and_multispectral_sensors_for_remote_sensing (дата обращения: 21.08.2015).
6. Тихонов И. А., Спиридонов И. Н. Инфракрасная визуализация кожных покровов // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9. С. 26–32.
7. Rüfenacht D., Fredembach C., Süssstrunk S. Automatic and accurate shadow detection using near-infrared in-

formation // IEEE Trans. on pattern analysis and machine intelligence. 2014. Vol. PAMI-36, № 8. P. 1672–1678.

8. Zhang X., Sim T., Miao X. Enhancing photographs with near infra-red images // IEEE conf. on computer vision and pattern recognition (CVPR). 2008. URL: https://www.comp.nus.edu.sg/~tsim/documents/visnir_camready_smaller.pdf (дата обращения: 21.08.2015).

9. Firmenich D., Brown M. Süssstrunk S. Multispectral interest points for RGB-NIR image registration // Proc. IEEE int. conf. on image processing (ICIP). Brussels, 11–14 Sept. 2011. URL: <http://infoscience.epfl.ch/record/167479/files/FBS11.pdf> (дата обращения: 21.08.2015).

10. Near-infrared guided color image dehazing / C. Feng, S. Zhuo, X. Zhang et al. // Proc. IEEE 20th int. conf. image processing (ICIP). 15–18 Sept. 2013. URL: http://infoscience.epfl.ch/record/188639/files/poster_cip_2013.pdf (дата обращения: 21.08.2015).

11. High-contrast subcutaneous vein detection and localization using multispectral imaging / F. Wang, A. Behrooz, M. Morris, A. Adibi // J. biomed. opt. 2013. Vol. 18, № 5. URL: <http://www.ece.gatech.edu/research/photronics/Papers/2013/High-contrast%20subcutaneous%20vein-%20detection%20and%20localization%20using%20multispectral%20imaging.pdf> (дата обращения: 21.08.2015).

12. Status of the CMOS Image Sensor Industry 2014 // Report Yole Développement. URL: http://www.yole-fr.iso_upload/Events/PR_Status%20of%20the%20CMOS-Image%20Sensors%20Industry_YOLE%20DEVELOPPEMENT_January%202014.pdf (дата обращения: 21.08.2015).

13. Huang H., Liu L., Ngadi M. O. Recent developments in hyperspectral imaging for assessment of food quality and safety // Sensors. 2014. Vol. 14. P. 7248–7276.

14. Wu D., Da-Wen Sun. Advanced applications of hyperspectral imaging technology for food quality and safety analysis and assessment: A review. Pt. II: Applications // Innovative Food Science & Emerging Technologies. 2013. Vol. 19. P. 15–28.
15. Wu D., Da-Wen Sun. Advanced applications of hyperspectral imaging technology for food quality and safety analysis and assessment: A review. Pt. I: Fundamentals // Innovative Food Science & Emerging Technologies. 2013. Vol. 19. P. 1–14.
16. Multispectral camera. URL: <http://www.pixelteq.com/products/spectrocam>
17. King-Hong Chung; Yuk-Hee Chan. Low-complexity color demosaicing algorithm based on integrated gradients // J. electron. imaging. 2010. Vol. 19, iss. 2. URL: http://www.eie.polyu.edu.hk/~enyhchan/J-JEI-Low_complexity_color_demosaicing_algorithm_based_on_IG.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
18. Prism based 2CCD multi-spectral. URL: <http://www.jai.com/en/products/ad-080ge> (дата обращения: 21.08.2015).
19. Multispectral cameras. URL: <http://www.fluxdata.com/multispectral-cameras> (дата обращения: 21.08.2015).
20. Near infrared (NIR) cameras. URL: <http://www.jai.com/en/products/nearinfrared> (дата обращения: 21.08.2015).
21. Imec hyperspectral line-scan imager. URL: http://www2.imec.be/content/user/File/Brochures/2015/3_flyer_HSI_Linescan%20sensor.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
22. Imec hyperspectral snapshot tiled imager. URL: http://www2.imec.be/content/user/File/Brochures/2015/4_flyer_HSI_Snapshot%20tiled%20sensor.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
23. Hyperspectral cameras with USB3 vision. URL: http://www2.imec.be/content/user/File/Brochures/2015/3_flyer_HSI_Linescan%20sensor.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
24. Imec hyperspectral snapshot tiled imager. URL: http://www2.imec.be/content/user/File/Brochures/2015/4_flyer_HSI_Snapshot%20tiled%20sensor.pdf (дата обращения: 21.08.2015).
25. OV4682 RGB IR, color CMOS 4-megapixel. URL: <http://www.ovt.com/products/sensor.php?id=145> (дата обращения: 21.08.2015).
26. Imec hyperspectral mosaic snapshot imager. URL: <http://www2.imec.be/content/user/File/Brochures/2015/IMEC%20HYPERSPSPECTRAL%20SNAPSHOT%20MOSAIC%20IMAGER%2020150421.pdf> (дата обращения: 21.08.2015).
27. Designing color filter arrays for the joint capture of visible and near-infrared images / Y. M. Lu, C. Fredembach, M. Vetterli, S. Susstrunk // Proc. of IEEE int. conf. on image processing (ICIP). Cairo, Egypt, 7–10 Nov. 2009. URL: <http://infoscience.epfl.ch/record/142066/files/05414324.pdf?version=1> (дата обращения: 21.08.2015).
28. Sadeghipoor Z., Lu Y. M., Susstrunk S. Correlation-based joint acquisition and demosaicing of visible and near-infrared images // Proc. of IEEE int. conf. on image processing (ICIP). Brussels, 11–14 Sept. 2011. URL: <http://infoscience.epfl.ch/record/168897/files/SadeghipoorICIP11.pdf> (дата обращения: 21.08.2015).
29. Simultaneous capturing of RGB and additional band images using hybrid color filter array / D. Kiku, Y. Monno, M. Tanaka, M. Okutomi // Proc. SPIE: Digital photography X. 2014. Vol. 9023. URL: <http://www.ok.ctrl.titech.ac.jp/res/MSI/Hybrid/Hybrid.pdf> (дата обращения 21.08.2015).
30. RGB-NIR scene dataset. URL: http://ivrl.epfl.ch/supplementary_material/cvpr11 (дата обращения 21.08.2015).

P. S. Baranov, A. A. Chirkunova
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Television camera of the visible and near-infrared ranges

Variants of design of a multispectral TV camera of visible and near infrared (RGB&NIR) of ranges are considered. The test bench of single image sensor RGB&NIR-camera is developed. The review of the most perspective applications of compact RGB&NIR-camera is carried out.

The multispectral camera, RGB&NIR the range, hybrid color filter array

Статья поступила в редакцию 21 августа 2015 г.



УДК 621.3.091.22

Д. В. Беленко, А. А. Головков, Е. И. Можаяева
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн¹

Проанализированы характеристики и устойчивость конвертора отрицательного импеданса, компенсирующего емкостную составляющую импеданса электрически малых штыревых антенн для повышения их усиления. Полученные теоретические результаты подтверждены экспериментальными разработками.

Электрически малые антенны, согласование, отрицательный реактивный элемент

Простейшие линейно поляризованные электрически малые антенны (ЭМА) обычно в зависимости от типа возбуждаемых в них мод электромагнитного поля подразделяют на две группы [1]. К одной из них относят антенны дипольного (штыревого) типа с основной модой поля типа TM_{10} , а к другой – рамочные антенны, в которых возбуждаются поля с основной модой типа TE_{10} . У штыревой ЭМА с модой поля TM_{10} входной импеданс антенны имеет значительную реактивную (емкостную) и небольшую резистивную составляющие. В отличие от этого входная проводимость рамочной ЭМА с полем моды TE_{10} характеризуется высокой реактивной (индуктивной) и малой активной проводимостями. Эквивалентные схемы входных импедансов штыревой и рамочной антенн ЭМА показаны на рис. 1, а и б соответственно.

Для очень малых ЭМА эти модели можно еще более упростить, представив, например, модель

входного импеданса штыревой антенны (рис. 2, а) в виде последовательного соединения резистора, включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны и конденсатора (рис. 2, а), а на совсем низких частотах – последовательным соединением резистора и конденсатора (рис. 2, в). Связь между номиналами элементов схем на рис. 2, а и б определяется соотношениями [2]:

$$\begin{cases} C_a = C; \\ L_a = \frac{LR^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx L; \\ R_a = \frac{\omega^2 L^2 R}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx \frac{\omega^2 L^2}{R}, R^2 \gg \omega^2 L^2. \end{cases} \quad (1)$$

Для эффективной передачи сигнала от антенны к входному каскаду приемника очень важно уменьшить влияние реактивных частей входных сопротивлений или проводимости ЭМА, чтобы

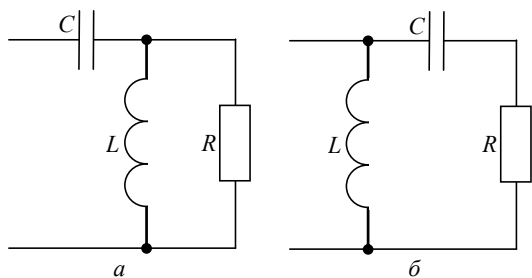


Рис. 1

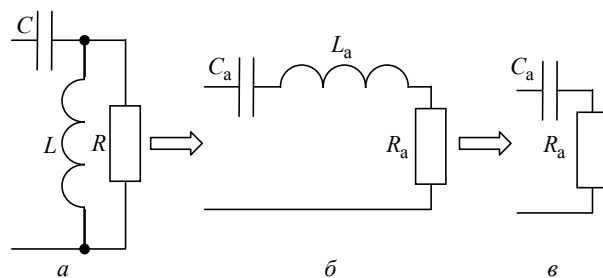


Рис. 2

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

улучшить согласование антенны с входным каскадом приемника в диапазоне частот. На практике обычно используют 3 пути решения этой задачи. В первом из них используют первый каскад малошумящего усилителя (МШУ) с высоким входным импедансом, например при реализации его на полевом транзисторе, у которого емкость "затвор–исток" мала. В этом случае большая часть напряжения от эквивалентного антенне генератора будет выделяться на нагрузке антенны – входном каскаде МШУ. Однако при этом коэффициент передачи от антенны к МШУ существенно неравномерен по частоте. Кроме того, схема входной цепи оказывается не согласованной с точки зрения шумов.

Второй путь связан с использованием пассивной согласующей цепи из реактивных элементов, включенной между антенной и МШУ. В этом случае существует фундаментальное ограничение Боде–Фано [3], [4], связывающее полосу пропускания, коэффициент передачи цепи и параметры ЭМА. В большинстве случаев достигаемая полоса рабочих частот оказывается узкой из-за высокой добротности импеданса антенны.

Третий путь заключается в использовании при согласовании штыревой ЭМА отрицательного конденсатора, соединенного последовательно с входным портом антенны, и отрицательной индуктивности, присоединенной параллельно [5], [6]. Такое сочетание теоретически позволяет компенсировать реактивное сопротивление ЭМА до первой последовательной резонансной частоты. На практике обычно реализуют только отрицательный конденсатор, весьма эффективно уменьшающий реактивное сопротивление ЭМА, поскольку в интересующем диапазоне частот доминирующей является емкостная составляющая реактивного сопротивления согласуемой антенны.

Отрицательные реактивные элементы могут реализовываться с помощью активных цепей – конверторов отрицательного импеданса (КОИ) (negative impedance convertor – NIC). Такой способ согласования наиболее подходит для приемных антенн, в цепях которых уровни радиосигналов малы и активные элементы – транзисторы и операционные усилители – работают в линейном режиме. Первыми применили КОИ для согласования электрически малых антенн А. D. Harris и G. A. Myers [3]. Начиная с 2003 г. число работ по использованию КОИ для согласования электрически малых антенн быстро увеличивается [5]–[8].

Имеется несколько вариантов реализации отрицательного конденсатора с помощью КОИ.

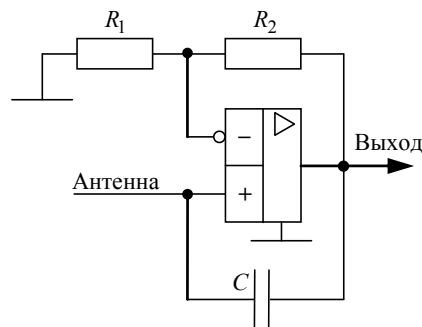


Рис. 3

С появлением высокочастотных сверхмалошумящих операционных усилителей (СМОУ) более удобным оказалось использование схемы отрицательной емкости (рис. 3).

Добротность импеданса штыревых ЭМА в нижней части рабочего диапазона определяется в основном отношением сопротивлений конденсатора C_a и результирующего сопротивления излучения и потерь антенны R_a (см. рис. 2, в): $Q_a \approx (\omega C_a R_a)^{-1}$. Значение Q_a на нижних частотах может достигать нескольких сотен, т. е. оказывается сравнимым с добротностью конденсатора в цепи положительной обратной связи КОИ. Это следует учитывать при оценке частотных свойств инвертора, поскольку сопротивление конденсатора влияет как на коэффициент передачи, так и на устойчивость КОИ.

Анализу схемы КОИ, реализующего отрицательный конденсатор для согласования штыревых антенн, и посвящена настоящая статья.

Схема цепи согласования приемной штыревой ЭМА на основе КОИ, реализующего функцию отрицательной емкости на СМОУ, показана на рис. 4. Конечная добротность конденсатора C в ней учтена вводом резистора $R_C \approx (\omega_0 C Q_C)^{-1}$, где ω_0 – частота, на которой определена добротность конденсатора Q_C .

Для упрощения анализа примем, что СМОУ близок к идеальному, т. е. его входное сопротивление

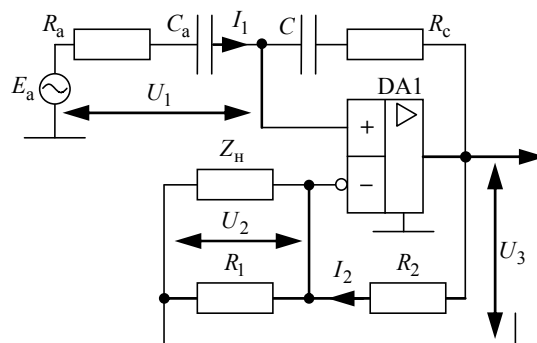


Рис. 4

ние вещественно и велико по сравнению с импедансами элементов схемы, токи I_1 и I_2 в СМОУ не ответвляются, а коэффициент усиления СМОУ K_{OU} в рабочей полосе частот частотно-независим и велик: $K_{OU} \rightarrow \infty$.

С учетом этих допущений $U_1 \approx U_2$ и комплексная амплитуда напряжения U_3 составит:

$$U_3 \cong U_2 + I_2 R_1 \approx U_1 + I_2 R_1.$$

Отсюда для комплексной амплитуды тока I_1 имеем:

$$I_1 \cong \frac{U_1 - U_3}{1/(j\omega C) + R_C} = -\frac{j\omega C R_1 I_2}{1 + j\omega C R_C};$$

$$I_2 = -\frac{1 + j\omega C R_C}{j\omega C R_1} I_1. \quad (2)$$

С другой стороны:

$$\frac{U_2}{I_2} \cong R_2 \approx \frac{U_1}{I_2} = -\frac{U_1}{I_1} \frac{j\omega R_1}{1 + j\omega C R_C}. \quad (3)$$

Выражения (2) и (3) позволяют найти входной импеданс КОИ, реализующего отрицательную емкость:

$$Z_{вх} \approx \frac{U_1}{I_1} = j \frac{1}{\omega C R_1 / R_2} - \frac{R_2 R_C}{R_1}. \quad (4)$$

Первое слагаемое в (4) представляет собой отрицательную емкость, компенсирующую C_a , а второе слагаемое определяет отрицательное сопротивление, возникающее за счет положительной обратной связи в КОИ и наличия потерь в конденсаторе R_C .

Для полной компенсации влияния C_a необходимо выполнение условия $C_a \approx C R_1 / R_2$ во всем рабочем диапазоне частот. На практике из-за неточной аппроксимации входного импеданса штыревой ЭМА моделью (см. рис. 2, в) и частотной зависимости K_{OU} условие полной компенсации удается выполнить обычно лишь в очень узком частотном диапазоне [7].

Определим результирующий коэффициент передачи $K_{КОИ}$ от эквивалентного антенне источника E_a к выходному напряжению КОИ U_2 :

$$K_{КОИ} = \frac{U_2}{E_a} \approx \frac{U_1}{E_a} = \frac{I_1 Z_{вх}}{E_a} = |K_{КОИ}| e^{j\varphi_{КОИ}}. \quad (5)$$

Из схемы КОИ (см. рис. 4) для комплексной амплитуды тока I_1 следует:

$$I_1 = \frac{E_a}{R_a + 1/(j\omega C) + Z_{вх}}. \quad (6)$$

Подставив в (6) (4) и (5) и положив в первом приближении $C_a = C R_1 / R_2$ (т. е. выполнение компенсации эквивалентной емкости антенны отрицательной емкостью КОИ на всех частотах рабочего диапазона), получим:

$$|K_{КОИ}| = \frac{1}{\omega C (R_1 / R_2)} \frac{\sqrt{1 + 1/Q_C^2}}{R_a - R_C R_2 / R_1}, \quad (7)$$

$$\varphi_{КОИ} = -\arctg(\omega C R_C)^{-1} = -\arctg Q_C \rightarrow -\pi/2.$$

Как следует из (7), при идеальной компенсации эквивалентной емкости антенны модуль коэффициента передачи $K_{КОИ}$ в рабочем диапазоне частот падает пропорционально частоте. Реально полной компенсации C_a добиваются обычно только на одной частоте нижней части рабочего диапазона [8], и модуль $K_{КОИ}$ изменяется обратно пропорционально частоте относительно частоты компенсации.

Поскольку СМОУ, реализующий в схеме КОИ отрицательную емкость, охвачен положительной и отрицательной обратными связями, то для устойчивой работы глубина положительной обратной связи $\beta_{п.с}$ должна быть меньше глубины отрицательной связи $\beta_{о.с}$, а суммарное вещественное сопротивление на входных зажимах КОИ должно быть неотрицательным.

Как следует из рис. 4, значения $\beta_{п.с}$ и $\beta_{о.с}$ определяются соотношениями

$$\beta_{п.с} = \frac{U_1}{U_3} = \frac{R_a + 1/(j\omega C_a)}{R_a + R_C + 1/(j\omega C_a) + 1/(j\omega C)} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{C_a}{C} \frac{1 + j\omega C R_C}{1 + j\omega C_a R_a}}; \quad (8)$$

$$\beta_{о.с} = \frac{U_2}{U_3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + R_1 / R_2}. \quad (9)$$

Условие устойчивости имеет вид $\beta_{п.с} < \beta_{о.с}$ или

$$1/\beta_{п.с} - 1 \geq 1/\beta_{о.с} - 1. \quad (10)$$

Подставив в (10) (8) и (9) и выполнив преобразования, получим:

$$\frac{C_a}{C} \frac{1 + j\omega C R_C}{1 + j\omega C_a R_a} \geq \frac{R_1}{R_2}. \quad (11)$$

Поскольку

$$\omega CR_C = 1/Q_C \ll 1; \quad \omega CR_a = 1/Q_a \ll 1,$$

фазовые сдвиги в (11) будут малы и для оценки устойчивости достаточно в (11) сравнивать только модули. Опустив ряд тривиальных преобразований и отбросив члены второго порядка малости, первое условие устойчивости КОИ из (11) запишем в виде

$$C_a \geq C \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + \frac{Q_a^2 - Q_C^2}{2Q_a^2 Q_C^2}}. \quad (12)$$

Второе условие устойчивости – условие положительности вещественной части сопротивления на входе КОИ, реализующего отрицательную емкость – из (4) запишется в виде

$$R_a - (R_2/R_1)R_C \geq 0 \Rightarrow R_a \geq R_C R_2/R_1. \quad (13)$$

Из условий устойчивости (12), (13) следует, что наличие потерь в конденсаторе C существенно влияет на устойчивость согласующей антенну цепи, а полная компенсация продольной емкости антенны во всем рабочем диапазоне частот может привести к самовозбуждению КОИ.



Рис. 5

Для проверки полученных результатов использована серийно выпускаемая промышленностью штыревая ЭМА длиной $l = 1.4$ м, диаметром 40 мм с противовесом в виде треножника высотой 0.8 м (рис. 5). Антенна должна обеспечивать мгновенную рабочую полосу частот 1.5...30 МГц.

Эквивалентная емкость этой штыревой ЭМА по данным измерений в диапазоне частот 1.5...45 МГц составляет 60...67 пФ, вещественная составляющая сопротивления изменяется по диапазону от 2.2 до 18 Ом, что хорошо согласуется с формулами (1). Заметим, что мнимая составляющая входного импеданса штыревой ЭМА более чем на порядок превосходит вещественную. Добротность импеданса антенны в нижней части рабочего диапазона $Q > 40$, поэтому согласование этой антенны LCR-цепями приводит к уменьшению результирующего коэффициента усиления антенны в нижней части диапазона 1.5...10 МГц, где $2\pi l/\lambda \ll 1$ (λ – длина волны), до значений, существенно меньших единицы.

Для согласования антенны в нижней части рабочего диапазона 1.5...10 МГц разработан КОИ,

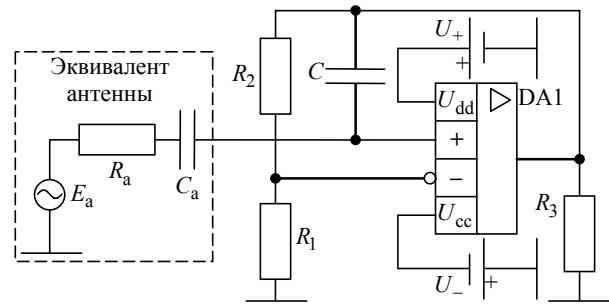


Рис. 6

реализующий отрицательную емкость, включенный последовательно между антенным выходом и МШУ (рис. 6).

Полученные в результате эксперимента частотные зависимости уровня принятого сигнала на выходе панорамного приемника при подключении КОИ между антенной и МШУ и без него приведены на рис. 7 (кривые 1 и 2 соответственно). Из рисунка видно, что при подключении КОИ уровень принятого сигнала в диапазоне от 1.5 до 6.5 МГц увеличивается на 20 дБ. Соотношение "сигнал/шум" при этом практически оставалось неизменным.

Дальнейшее увеличение коэффициента усиления антенны возможно за счет согласования уровня импедансов КОИ и МШУ, которое не было сделано при измерениях. На более высоких частотах уровни сигналов с платой КОИ и без нее практически выравниваются, что объясняется невысокой граничной частотой используемого в КОИ СМОУ DA1 типа ADA4841 и падением с ростом частоты собственного коэффициента передачи КОИ, реализующего схему отрицательного конденсатора. Кроме того с ростом частоты необходимо учитывать не только продольную емкость штыревой ЭМА, но и индуктивность (см. рис. 2, б), поскольку антенна приближается к первому последовательному резонансу.

Таким образом, использование КОИ позволяет увеличить уровень принятого сигнала короткой штыревой антенной, сохранив соотношение "сигнал/шум", однако имеет существенные ограничения по диапазону частот, зависящие, в том числе, и от параметров примененных в КОИ элементов.

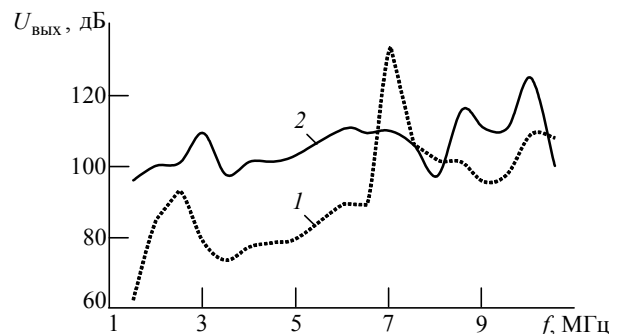


Рис. 7

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005. 1136 p.
2. Volakis J., Chen C. C., Fujimoto K. Small antennas: miniaturization techniques & applications. New York: McGraw-Hill, 2012. 428 p.
3. Youla D. C. A new theory in broad-band matching. // IEEE. Trans. circuit theory. 1964. Vol. CT-11, № 1. P. 30–50.
4. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей / пер. с англ.; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М.: Связь, 1979. 288 с.
5. Kaya A., Yuksel E. Y. Investigation of a compensated rectangular microstrip antenna with negative capacitor and negative inductor for bandwidth enhancement // IEEE Trans. ant. and prop. 2007. Vol. AP-55, № 5. P. 1275–1282.
6. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-foster impedance matching of electrically-small antennas // IEEE Trans. ant. and prop. 2009. Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.
7. Hujanen A., Holmberg J., Sten J. C.-E. Bandwidth limitations of impedance matched ideal dipoles // IEEE Trans. ant. and prop. 2005. Vol. AP-53, № 10. P. 3236–3239.
8. Aberle J. T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching network // IEEE Trans. ant. and prop. 2008. Vol. AP-56, № 5. P. 1218–1222.

D. V. Belenko, A. A. Golovkov, E. I. Mozhaeva
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of negative capacity converters for broad-band matching of electrically-small antennas

The analysis of the characteristics and stability of negative impedance converter for compensation impedance capacitive component of electrically small whip antenna to increase its gain. The obtained theoretical results are confirmed by experimental research.

Electrically-small antennas, matching, negative reactive element

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2015 г.

УДК 621.37

И. В. Мунина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Направленные ответвители на связанных линиях с возможностью управления типом направленности

Предложен оригинальный подход к реализации 0-дБ направленных ответвителей с двумя различными типами направленности, проявляющимися в двух различных частотных диапазонах, за счет использования комбинации кольцевых разомкнутых резонаторов и "грибковых" структур. Предложены методы расширения рабочей полосы частот устройства. Представлена конструкция реконфигурируемого ответвителя с возможностью изменения типа направленности с сонаправленного на противоположенный и наоборот, благодаря включению в состав разомкнутого кольцевого резонатора полупроводникового варикапа.

Направленный ответвитель, направленность, управляемость, гальваническая развязка

Направленные ответвители (НО) на связанных линиях передачи представляют собой обширный класс устройств деления и суммирования СВЧ-мощности, активно использующихся в СВЧ-электронике. В частности, НО находят широкое применение в фазовращателях, балансных усилителях и смесителях [1]. Важной характеристикой НО на связанных линиях является пере-

ходное затухание, определяющееся отношением мощностей на входе первичной и на выходе вторичной линий. В настоящей статье рассмотрены высоконаправленные ответвители, также известные как 0-дБ НО, в которых происходит полное переизлучение мощности из первичной линии во вторичную. При этом обеспечивается развязка входного и выходного плеч по постоянному току.

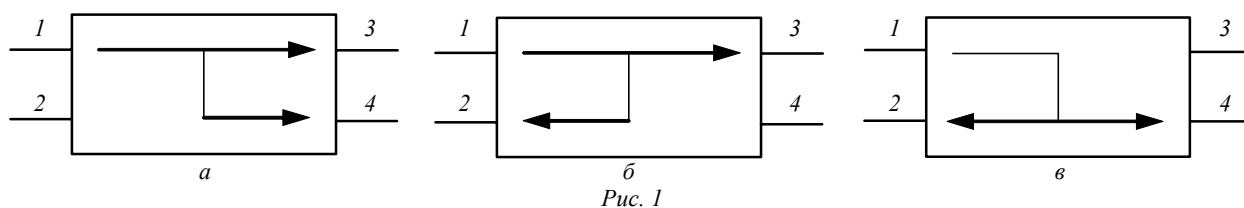


Рис. 1

Помимо этого различают направленные ответвители с тремя различными типами направленности [1], определяемыми направлениями, в которые происходит деление мощности относительно входного плеча. К первому типу относится сонаправленное деление мощности (рис. 1, *а*) (цифрами обозначены плечи ответвителя). В этом случае деление осуществляется за счет разности постоянных распространения четной и нечетной мод в связанных линиях передачи и может наблюдаться только в несимметричных связанных линиях, например в микрополосковых. Для реализации сильно связанного сонаправленного ответвителя, в котором вся мощность передается из первичной линии во вторичную, необходимо обеспечить разность фазовых набегов для четной и нечетной мод, соответствующую целому числу полувольт в линии передачи. Это приводит к значительным габаритам устройства.

Вторым типом направленности является противонаправленность (рис. 1, *б*). В этом случае принято считать, что постоянные распространения четной и нечетной мод равны, а различаются только волновые сопротивления. При этом коэффициент связи определяется выражением

$$k = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$$

(Z_{0e} и Z_{0o} – волновые сопротивления четной и нечетной мод соответственно) и максимален для длины участка связи, равной нечетному числу четвертей длины волны.

К третьему типу относят полное ответвление мощности во вторичную линию (рис. 1, *в*). Такие НО используют в случаях, когда необходимо обеспечить развязку по постоянному току между входным и выходными плечами устройства, например в проходных фазовращателях для упрощения цепей подачи смещения.

Для улучшения свойств направленности НО на связанных линиях используют различные подходы. В [2] представлена конструкция высоконаправленного ответвителя, в котором обеспечено равенство волновых сопротивлений и увеличена разность постоянных распространения четной и нечетной мод. НО реализован на отрезках связанных линий, периодически нагруженных на свя-

занные "грибковые" структуры (ГС), каждая из которых представляет собой металлизированную площадку, расположенную под отрезками связанных линий, соединенную с заземленным экраном через металлизированные переходные отверстия. Другой метод представлен в [3]. Вместо ГС использованы периодически расположенные дефекты в заземленном экране. Асимметричный 0-дБ НО может быть также выполнен на основе композитных длинных линий с положительной и отрицательной дисперсиями [4].

В настоящей статье рассмотрен оригинальный подход к реализации высоконаправленных ответвителей с двумя различными типами направленности, наблюдаемыми в различных частотных диапазонах, за счет использования комбинации кольцевого разомкнутого резонатора (КРР) и ГС. Проанализированы методы расширения рабочей полосы частот устройства. Также представлена конструкция реконфигурируемого ответвителя с возможностью изменения типа направленности с сонаправленного на противонаправленный и наоборот благодаря включению в состав КРР полупроводникового варикапа.

Направленный ответвитель с двумя типами направленности. Как отмечено ранее, тип направленности НО связан с соотношением волновых сопротивлений и постоянных распространения четной и нечетной мод в связанных линиях и имеет ограничения при реализации, в том числе и технологические [5]. В [6] предложен метод расчета НО с реактивными элементами (индуктивность или емкость), включенными между связанными линиями. Использование реактивностей позволяет обеспечить согласование по входу при различных фазовых скоростях для четной и нечетной мод, а также дает возможность реализовать все три типа направленности.

Периодическое включение в состав НО на связанных линиях ГС позволяет увеличить разность между постоянными распространения четной и нечетной мод [2]. Это связано с тем, что наличие ГС увеличивает фазовую скорость для четной моды, при этом фазовая скорость нечетной моды остается без изменений. Указанное свойство НО позволяет обеспечить полное переизлучение мощности в выходное плечо в условиях сонаправ-

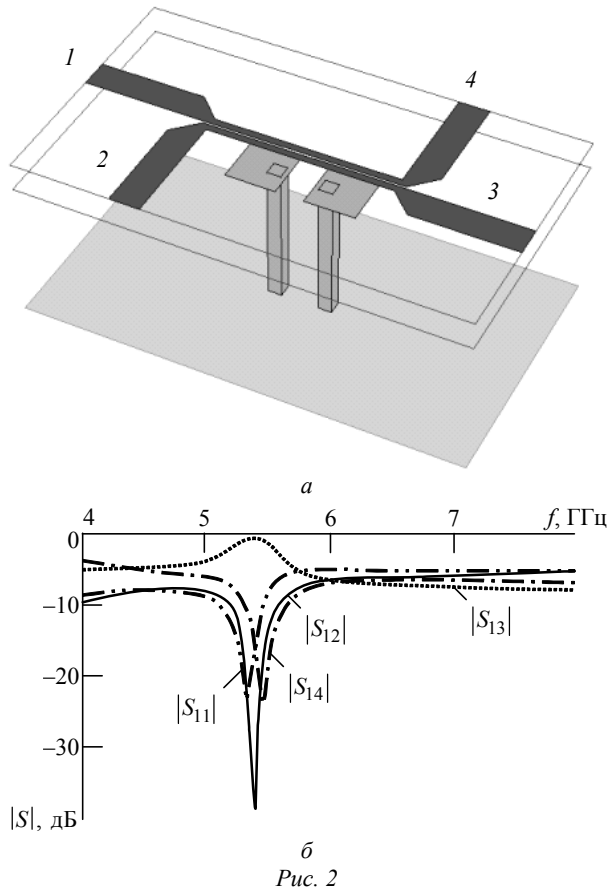


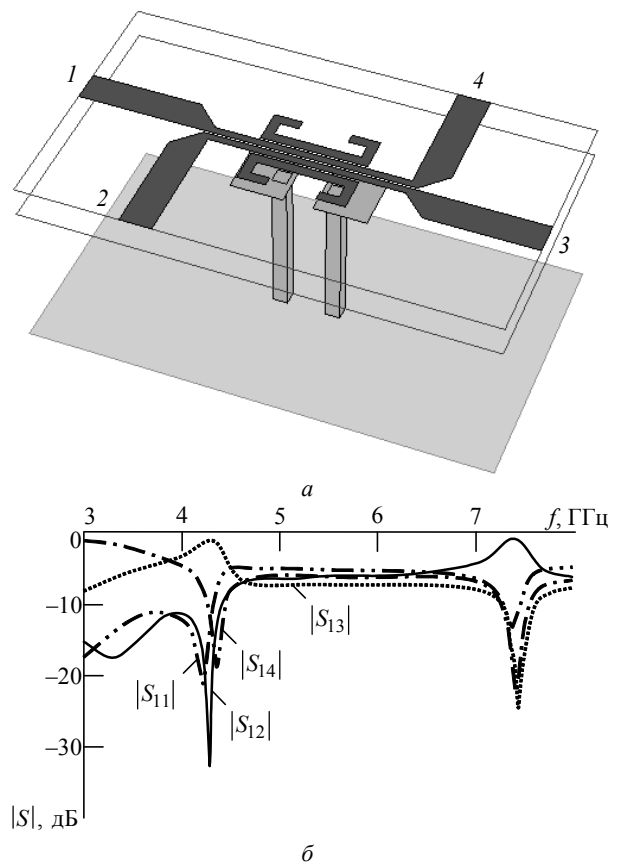
Рис. 2

ленного режима ответвления. На рис. 2, а представлена конструкция НО, нагруженного на две связанных ГС. Структура выполнена в двух диэлектрических слоях коммерчески доступного диэлектрика Rogers RO3010 (диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 11.2$, тангенс угла диэлектрических потерь $\tan \delta = 0.0022$ с толщинами $h_1 = 130$ мкм и $h_2 = 1280$ мкм. В верхнем слое расположены отрезки связанных линий, а в нижнем – обкладки с металлизированными переходными отверстиями. Характеристики 0-дБ сонаправленного ответвителя, полученные в результате электродинамического моделирования, представлены на рис. 2, б. На частоте 5.4 ГГц происходит полное переизлучение мощности в плечо 3. Уровень вносимых потерь на центральной частоте составляет 0.7 дБ.

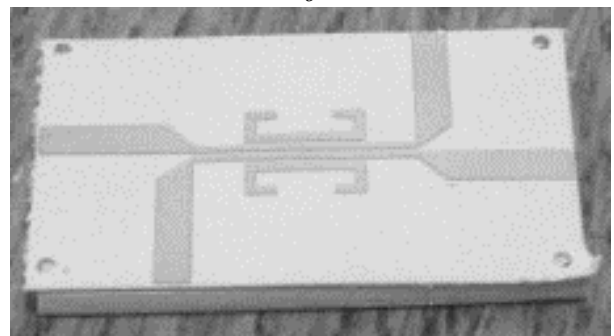
Свойства НО могут кардинально измениться при дополнительном включении в область связи других реактивных структур – КРР (рис. 3). КРР, расположенные симметрично относительно отрезка связанных линий, представляют собой последовательные резонансные контуры, обладающие полосно-заграждающими свойствами на резонансной частоте, что обеспечивает на частоте

резонанса КРР полное переизлучение входной мощности во вторичную линию в направлении плеча 2 (рис. 3, а). Таким образом, при добавлении в состав НО одновременно двух различных типов структур обеспечивается два типа направленности в двух различных частотных диапазонах.

НО реализован в двух диэлектрических слоях Rogers RO3010 и представляет собой отрезок несимметричных связанных линий с боковой связью, выполненный в микрополосковом исполнении. По результатам электродинамического моделирования устройства (рис. 3, б) сонаправленное ответвление мощности обеспечивается на частоте 4.3 ГГц, а противонаправленное – на частоте 7.4 ГГц. Уровень вносимых потерь не более 1 дБ на рабочих частотах. Достаточно большие потери вызыва-



б



б

Рис. 3

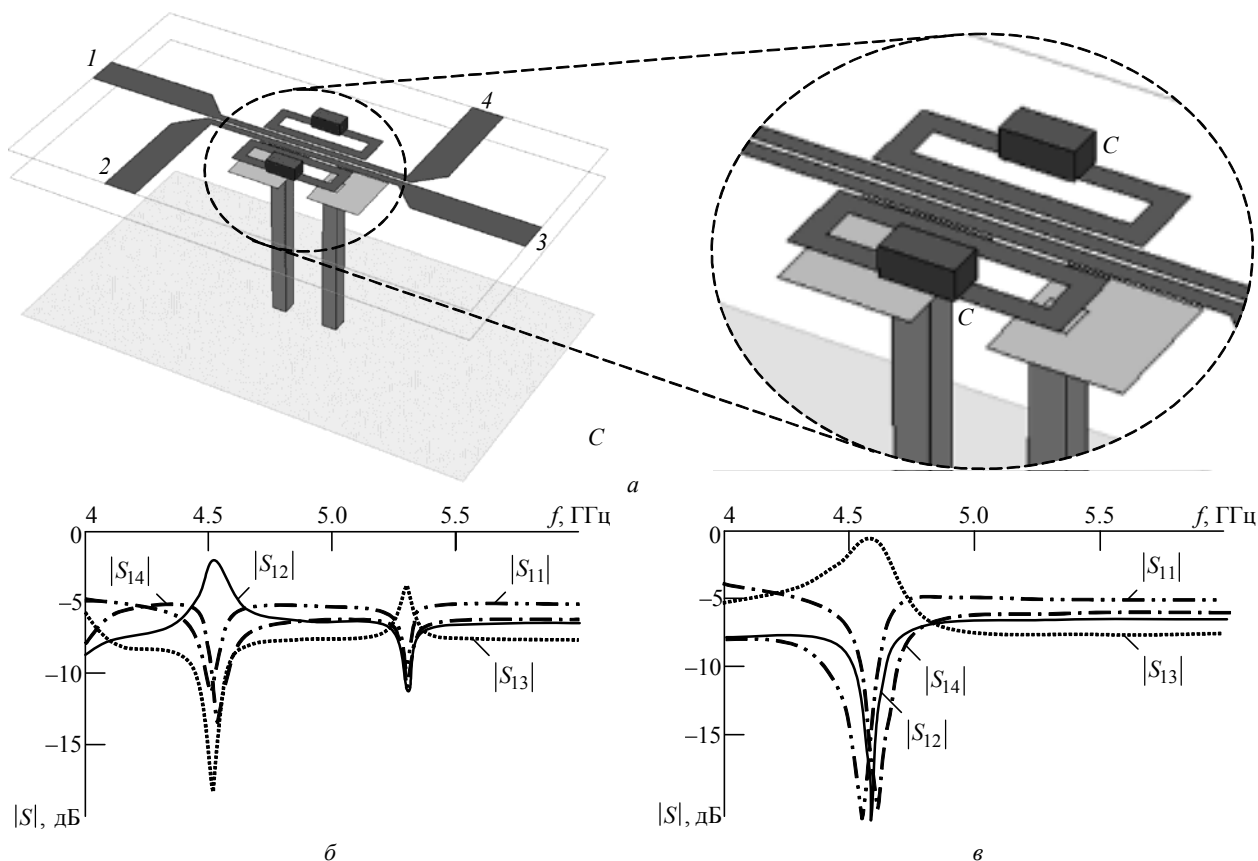


Рис. 4

ны резонансным характером входящих в состав НО элементов. Использование резонансных контуров ограничивает относительную рабочую полосу частот, которая составляет не более 5 % по уровню -10 дБ коэффициентов отражения и развязки. Фотография экспериментального образца НО представлена на рис. 3, в. Для расширения рабочей полосы частот вместо одиночных КРР могут быть использованы несколько связанных КРР и увеличено количество ГС [7].

Реконфигурируемый 0-дБ направленный ответвитель. Рассмотренный НО с двумя различными типами направленности взят за основу реконфигурируемого НО, в котором в одном и том же частотном диапазоне возможно изменение типа направленности с сонаправленного на противоположенный и наоборот. Для этого в зазор КРР включен полупроводниковый варикап. При подаче на него напряжения изменяется его емкость, что смещает резонансную частоту КРР. Резонансная частота КРР определяет рабочую частоту f_0 НО, на которой осуществляется противоположенное ответвление мощности. Сдвиг резонансной частоты КРР относительно f_0 позволяет добиться сонаправленного ответвления мощности на той же рабочей частоте. В высоко-

направленном реконфигурируемом НО в качестве перестраиваемого элемента выбран варикап Microsemi (KV1993A) (рис. 4, а – С), значение емкости которого изменяется от 0.60 до 0.35 пФ при приложении напряжения от 1 до 8 В. При емкости варикапа 0.35 пФ входная мощность из плеча 1 передается в выходное плечо 2. В случае когда емкость варикапа равна 0.4 пФ, выходным является плечо 3. Результаты электродинамического моделирования структуры в двух состояниях показаны на рис. 4, б и в.

В настоящей статье изложена концепция реализации высоконаправленных ответвителей СВЧ-мощности на связанных линиях с различными типами направленности. Исследовано влияние резонансных структур (КРР и ГС) на характеристики НО на связанных линиях. Результаты электродинамического моделирования многослойных конструкций высоконаправленных ответвителей подтверждают корректность предложенного подхода. Дополнительная степень свободы реализована в реконфигурируемом НО с возможностью управления типом направленности при полном переизлучении мощности в выбранное выходное плечо.

Автор выражает признательность профессору И. Б. Вендик за плодотворные дискуссии и помощь в постановке задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ: учеб. пособие / под ред. Д. М. Сазонова. М.: Высш. шк., 1981. 295 с.
2. Hsu S.-K., Tsai C.-H., Wu T.-L. A novel miniaturized forward-wave directional coupler with periodical mushroom-shaped ground plane // IEEE Trans. microw. theory tech. 2010. Vol. MTT-58, № 8. P. 2277–2283.
3. Hsu S.-K., Yen J.-C., Wu T.-L. A novel compact forward-wave directional coupler design using periodical patterned ground structure // IEEE Trans. microw. theory tech. 2011. Vol. 59, № 5. P. 1249–1257.
4. Backward couplers using coupled composite right/left handed transmission lines / I. A. Mocanu, M. G. Banciu, N. Militaru et al. // Proc. of 8th Int. conf. on communications. Bucharest, 10–12 June 2010. Bucharest: IEEE, 2010. Vol. 1. P. 267–271.
5. Mongia R., Bahl I. J., Bhartia P. RF and microwave coupled-line circuits. Norwood: Artech house, 1999. 544 p.
6. Прудис И. Н., Оборжицкий В. И. Новый подход к аналитическому расчету полосковых направленных ответвителей с полной симметрией структуры // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2011. Т. 54, № 9. С. 12–23.
7. Munina I., Vendik I., Crnojevic-Bengin V. Design of 0-dB reconfigurable directional coupler using metamaterial structure // 7th Int. Congress on advanced electromagnetic materials in microwaves and optics. Bordeaux, 16–21 Sept. 2013. Bordeaux: IEEE, 2013. P. 139–141.

I. V. Munina

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Coupled line directional couplers with controlling type of directivity

The original design approach for 0-dB directional coupler with forward and backward coupling in two different frequency bands is proposed. The device is realized by loading the coupled line based directional coupler by split ring and mushroom resonators. Under discussion is the reconfigurable directional coupler with control of the type of directivity from forward to backward one and vice versa, provided by changing the capacitance of the varactor, inserted into the gaps of split ring resonators.

Directional coupler, directivity, control, DC blocking

Статья поступила в редакцию 2 сентября 2015 г.

УДК 621.396.677

С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
Н. В. Самбуров
ОАО "Тайфун" (Калуга)

Характеристики широкополосной вибраторной фазированной антенной решетки дециметрового диапазона

Приведены результаты проектирования широкополосной эквидистантной фазированной антенной решетки (ФАР) дециметрового диапазона, построенной на основе вибраторных излучателей. Представлены частотные зависимости коэффициентов отражения в тракте питания элементов в составе бесконечной ФАР, а также частотные и динамические зависимости коэффициента усиления для широкополосной ФАР, состоящей из конечного числа элементов.

Фазированная антенная решетка, коэффициент направленного действия, коэффициент усиления, сканирование луча, динамические характеристики

Перспективным направлением развития радиолокационных станций (РЛС) дециметрового диапазона является создание широкополосных фазированных антенных решеток (ФАР) с дву-

мерным широкоугольным качением луча, позволяющих совместить функции различных систем, в частности, систем радиолокации и связи [1].

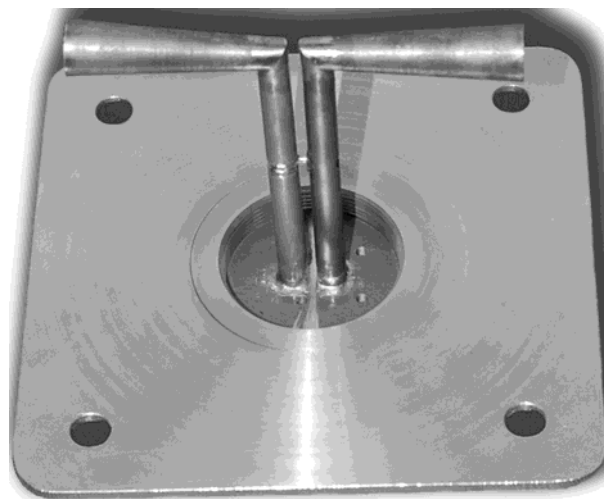
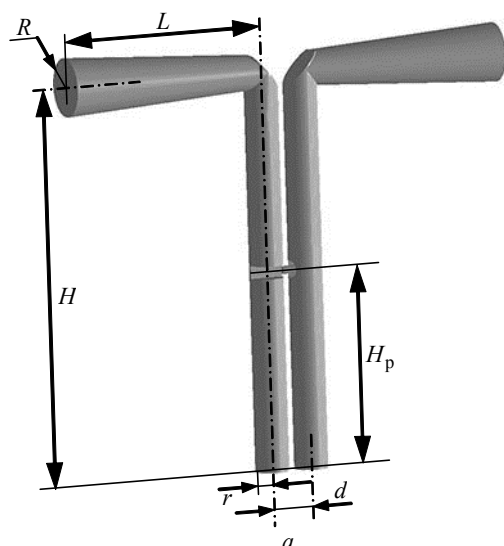


Рис. 1

При проектировании широкополосных ФАР перед разработчиком ставится ряд задач, связанных с проектированием и оптимизацией базового элемента, геометрии раскрыва, способа построения излучающего полотна, построения системы питания (внутреннее, пространственное, последовательное, параллельное и т. п.), системы управления лучом, системы контроля работоспособности (в том числе и встроенного контроля по СВЧ) [2]. Наиболее важным является обеспечение высокого уровня согласования каждого излучателя в широких интервале частот и секторе углов сканирования при обеспечении стабильной пространственной диаграммы направленности (ДН) излучателя в составе решетки. Среди разнообразных методов построения широкополосных ФАР особого внимания заслуживает использование компактных широкополосных элементов с малым междуэлементным расстоянием в составе эквидистантной решетки. В таком случае частотный диапазон антенны сверху ограничивается появлением дифракционного лепестка при сканировании, а снизу – существенным рассогласованием излучателей с фидерной линией.

При определенных условиях получить полосу рабочих частот до октавы удастся в ФАР, выполненной на основе относительно узкополосных вибраторов (как самостоятельных уединенных излучателей). При этом реализуется режим сильной взаимной связи между элементами, обусловленной малым междуэлементным расстоянием или даже их полным гальваническим соединением [3]–[6].

Постановка задачи. В настоящей статье представлены результаты проектирования широкополосной эквидистантной ФАР дециметрового диапазона, выполненной на основе вибраторных излучателей. Для электродинамического анализа

характеристик использованы метод конечных элементов и метод конечного интегрирования в пределах ячейки Флоке. Исследование выполнено в два этапа: сначала рассмотрены характеристики, рассчитанные на основе бесконечной двумерной модели ФАР, затем проанализированы особенности функционирования и выполнена оптимизация характеристик конечной ФАР.

Характеристики бесконечной модели ФАР

В качестве базового элемента принят широкополосный вибраторный излучатель [7] (рис. 1, а – модель, б – внешний вид). Частотные зависимости коэффициента отражения в тракте питания элемента, находящегося в свободном пространстве (кривая 1) и в составе бесконечной ФАР (кривая 2), приведены на рис. 2.

Из рис. 2 следует, что спроектированный излучатель в свободном пространстве имеет хорошие характеристики с точки зрения согласования с фидером: по уровню $|S_{11}| = -10$ дБ полоса рабочих частот лежит в интервале $f/f_0 = 0.8 \dots 1.78$ (f_0 – центральная частота рабочего диапазона). В то же время в составе бесконечной ФАР уро-

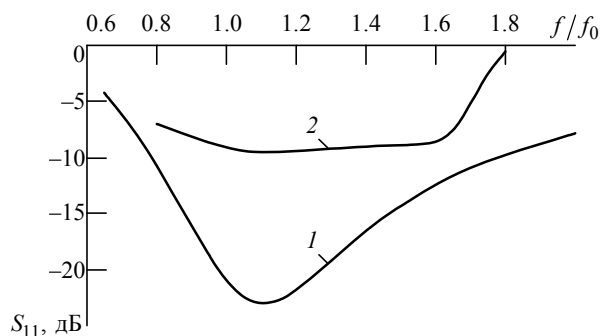


Рис. 2

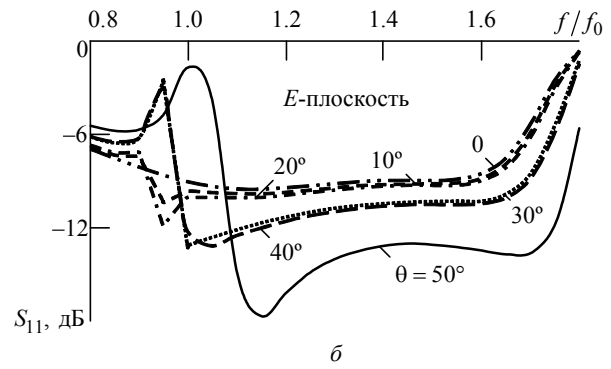
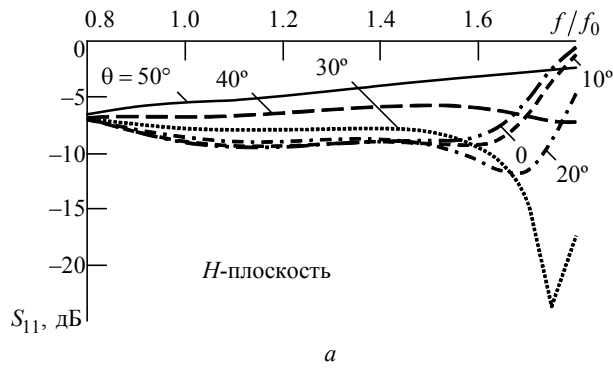


Рис. 3

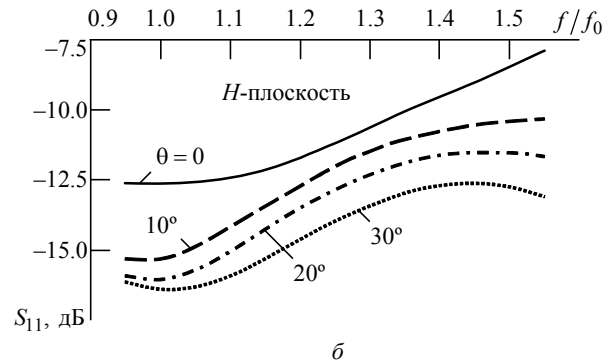
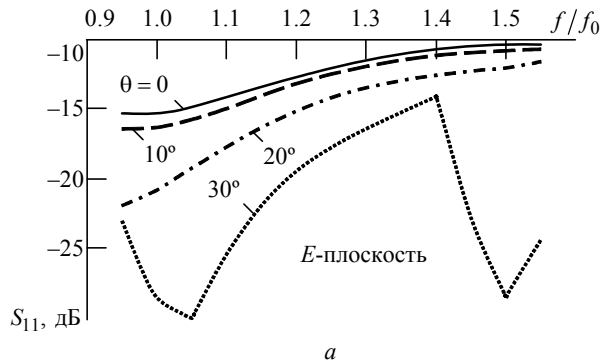


Рис. 4

вень рассогласования вибратора с питающим трактом значительно возрастает: частотная зависимость $|S_{11}|$ не опускается ниже -9.5 дБ (рис. 2).

При сканировании характеристики согласования ухудшаются еще сильнее. На рис. 3 представлены частотные зависимости $|S_{11}|$ излучателя в составе бесконечной ФАР при различных углах сканирования в H - и в E -плоскостях. При сканировании в H -плоскости значения коэффициента отражения возрастают практически во всем частотном диапазоне с увеличением угла θ , на который отклонен главный лепесток ДН (рис. 3, а) (угол θ отсчитывается от нормали к раскрыву ФАР).

Характер изменения зависимостей $|S_{11}|$ от частоты при сканировании в E -плоскости (рис. 3, б) несколько иной. В значительной полосе частот коэффициент отражения даже уменьшается, но в интервале частот $f/f_0 = 0.9 \dots 1.1$ возникает выброс, который с увеличением угла θ приобретает резонансный характер. Подобное поведение при сканировании в составе ФАР является отличительной особенностью излучателей с симметрирующим устройством и связано с токами, протекающими по стойкам, на которых установлен вибратор. Распределение тока на стойках меняется в зависимости от угла сканирования и при определенных направлениях главного максимума ДН становится неприемлемым с точки зрения согласования. Подробнее этот эффект рассмотрен в статьях [6], [7].

В целом можно констатировать, что использование рассмотренного излучателя, оптимизированного для свободного пространства, в составе ФАР нецелесообразно. Вместе с тем оптимизация геометрии данного элемента, выполненная с учетом взаимного влияния элементов в составе ФАР, приводит к существенному улучшению характеристик. Таблица содержит основные геометрические параметры вибратора (см. рис. 1), оптимизированного для работы в свободном пространстве и в составе бесконечной ФАР с шагом 0.47λ в E -плоскости и 0.35λ в H -плоскости (длина волны соответствует нормированной частоте $f/f_0 = 1$). Как видно из приведенных данных, в результате оптимизации геометрии элемента изменения коснулись только длины вибратора и расстояния до экрана (оба размера увеличились).

Размещение излучателя	L/λ	H/λ	H_p/λ	R/λ	r/λ	d/λ
Свободное пространство	1.400	2.867	1.567	0.233	0.133	0.333
ФАР	1.667	3.133	1.567	0.233	0.133	0.333

Частотные зависимости коэффициента отражения при различных углах сканирования (рис. 4) оптимизированного вибратора в составе двумерно-бесконечной ФАР позволяют сделать вывод, что найденная геометрия излучателя дает хорошие характеристики в заданном интервале частот и углов, причем динамические зависимости со-

гласования при сканировании в E -плоскости несколько лучше, чем в H -плоскости.

Характеристики конечной широкополосной ФАР. Далее приведены результаты электродинамического анализа конечной ФАР, состоящей из 4×16 излучателей. Геометрия антенной системы представлена на рис. 5. Расчет производился для всей ФАР методом конечного интегрирования. В качестве базового элемента использовался вибратор, оптимизированный для бесконечной ФАР с размерами, приведенными в таблице.

На рис. 6 показаны частотные зависимости коэффициента усиления (КУ) ФАР G (с учетом потерь на рассогласование) при сканировании в различных плоскостях. Отклонение главного лепестка ДН осуществляется в пределах 30° в E -плоскости и 45° в H -плоскости. Предельное значение коэффициента направленного действия, рассчитанное по формуле $4\pi ab/\lambda^2$ (где a, b – размеры раскрыва; λ – длина волны в свободном пространстве), составляет 20.8 дБ на нормированной частоте $0.95 f/f_0$ и 24.7 дБ на частоте $1.5 f/f_0$.

Из рис. 6 следует, что наибольшие потери КУ наблюдаются при предельных углах в E - и H -плоскостях на нормированных частотах выше $1.3 f/f_0$.

Помимо значения КУ практический интерес представляют характеристики согласования излучателей в составе конечной ФАР при отклонении главного лепестка ДН (рис. 7). Указанные характеристики, полученные в H - и D -плоскостях, представлены на рис. 7 для набора значений угла от-

клонения (параметром является номер излучателя). Для большинства излучателей характеристики укладываются в пределах зон, показанных серой заливкой (штриховыми линиями в этих зонах представлены усредненные характеристики для таких излучателей, границы зон представляют разброс характеристик в этих зонах). Вместе с тем при любом положении луча (даже нормальном к основанию ФАР) в составе ФАР имеются излучатели, уровень согласования для которых хуже -10 дБ (такие характеристики приведены на рис. 7 отдельными линиями). Это обусловлено тем, что расположенные по периметру ФАР излучатели находятся в условиях, далеких от бесконечной ФАР. Наибольшее рассогласование наблюдается на предельных углах сканирования в H -плоскости. Однако количество излучателей с $|S_{11}| > -10$ дБ незначительно, поэтому в антенной системе отсутствуют существенные потери на рассогласование. В подтверждение этому утверждению на рис. 8 приведены зависимости мощности потерь на рассогласование

$$P_{\Pi} = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^{16} 1 - |S_{11nm}|^2,$$

где S_{11nm} – коэффициент отражения от элемента решетки с индексами n и m .

Вплоть до $\theta = 30^\circ$ потери на рассогласование уменьшаются, что хорошо согласуется с данными, приведенными на рис. 4 и 7. Наибольшие потери наблюдаются на предельных углах сканирования в H -плоскости. Тем не менее, представлен-

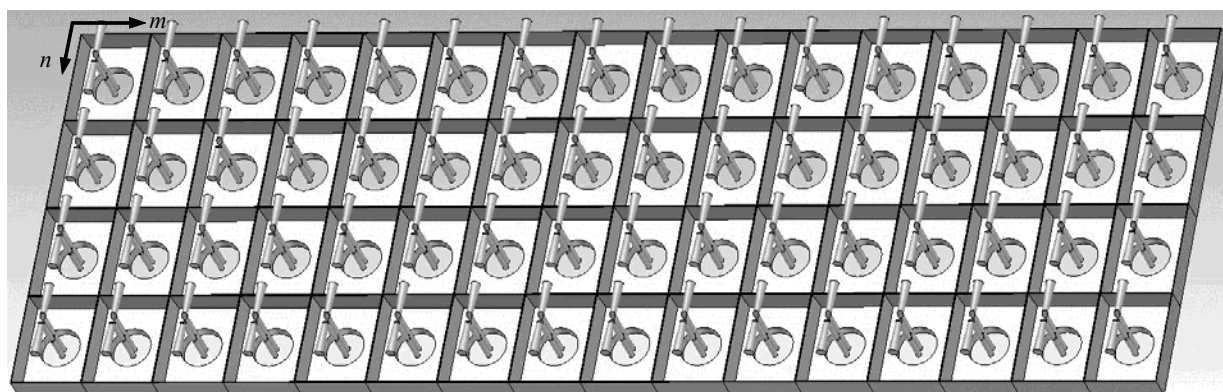


Рис. 5

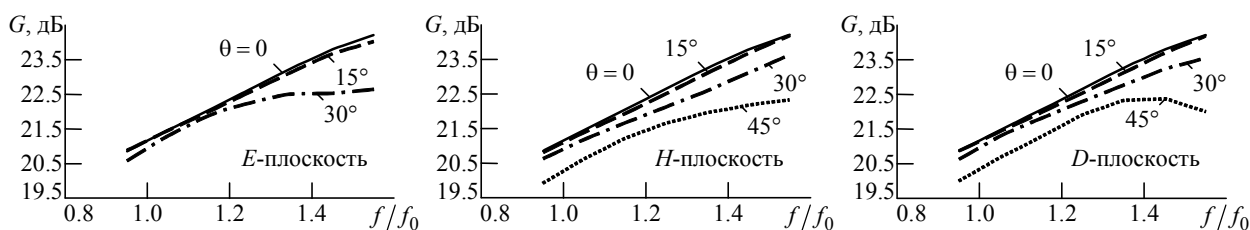


Рис. 6

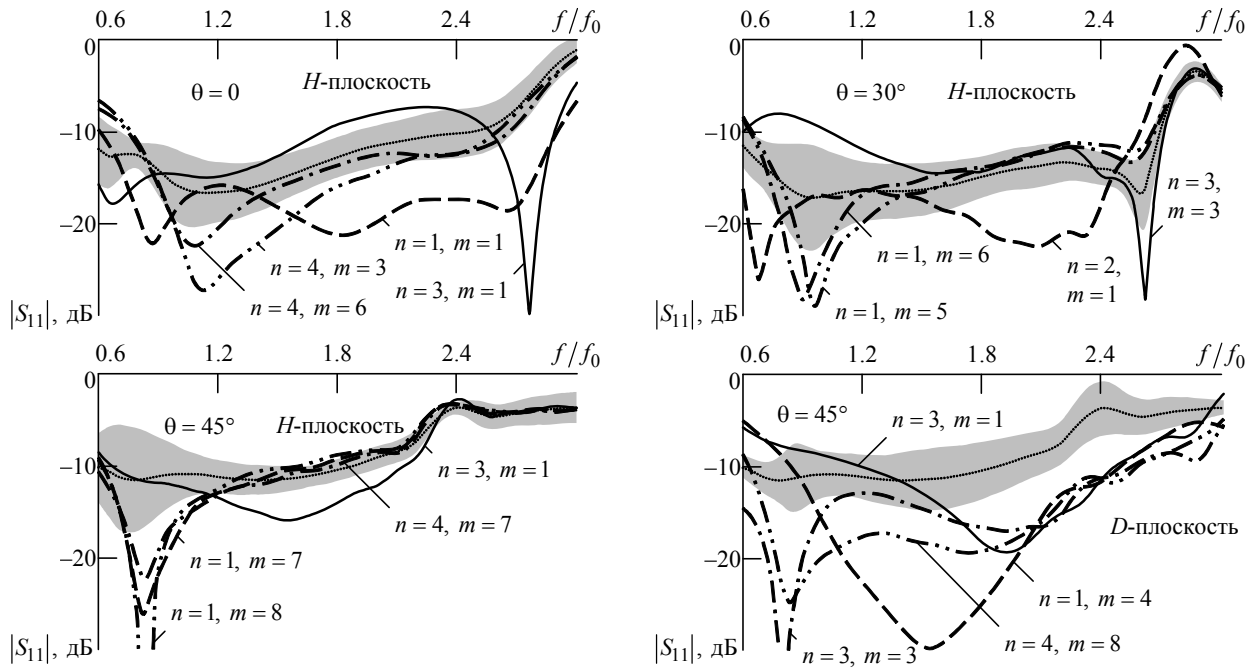


Рис. 7

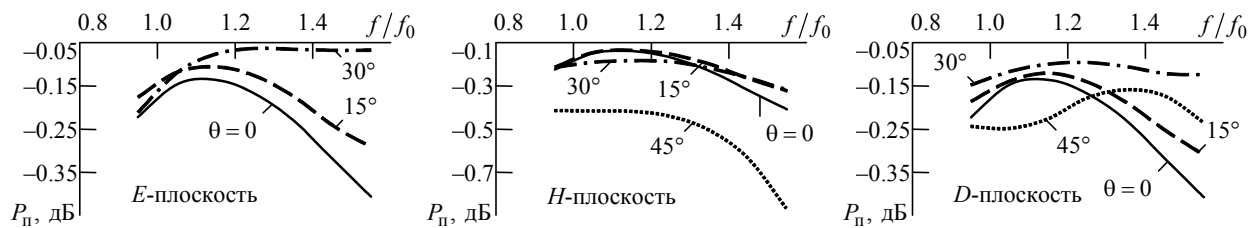


Рис. 8

ные на рис. 8 кривые не опускаются ниже -1 дБ. Из этого следует, что уменьшение КУ (рис. 6) лишь частично обусловлено характеристиками согласования, а также определяется и искажениями формы ДН одиночного излучателя.

Стремление повысить технологичность базового элемента ФАР привело к его модификации



Рис. 9

(рис. 9). Характеристики ФАР, выполненной на основе подобных элементов, практически не уступают приведенным ранее характеристикам.

Представленный материал позволяет сформулировать следующие выводы.

Моделирование в ячейке Флоке показывает, что выбранный вибраторный излучатель может быть использован в широкополосных ФАР. Вместе с тем опыт, основанный на полноразмерном электродинамическом моделировании, показывает, что результаты анализа характеристик конечных ФАР могут отличаться от данных, полученных в рамках бесконечной модели.

Электродинамическое моделирование в конечной модели показывает, что при сканировании в E -плоскости ФАР, выполненная из описанных ранее вибраторных элементов, обладает приемлемыми частотными и динамическими характеристиками, однако для отдельных периферийных элементов на крайних углах сканирования наблюдается увеличение рассогласования до уровня -5 дБ (согласно моделированию это наблюдается у двух элементов при отклонении на 30°).

При сканировании в H -плоскости выполненная из вибраторных элементов ФАР обладает хорошими частотными и динамическими характеристиками в интервале углов сканирования $\pm 45^\circ$ от нор-

мали в полуторакартной полосе рабочих частот. Для некоторых элементов наблюдается увеличение рассогласования до уровня $|S_{11}| = -7 \dots -6$ дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kwon D. H., Pozar D. M. Energy storage and radiation Q of infinite planar dipole phased arrays // IEEE Trans. anten. propag. 2014. Vol. AP-62, № 1. P. 153–162.
2. Сугак М. И., Шарапова Ю. И. Добротность вибраторных излучателей в составе бесконечной ФАР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 3–7.
3. Munk B. A. Finite antenna arrays and FSS. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. 357 p.
4. Neto A., Lee J. J. Ultrawide-band properties of long slot arrays // IEEE Trans. anten. propag. 2006. Vol. AP-54, № 2. P. 534–543.

5. Самбуров Н. В., Кузнецова Д. А. Широкополосный вибраторный излучатель // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. Т. 19, № 10. С. 38–44.

6. Cavallo D., Neto A., Gerini G. PCB slot based transformers to avoid common-mode resonances in connected arrays of dipoles // IEEE Trans. anten. propag. 2010. Vol. 58, № 8. P. 2767–2771.

7. Study and design of a differentially-fed tapered slot antenna array / E. de Lera Acedo, E. Garcia, V. Gonzalez-Posadas et al. // IEEE Trans. anten. propag. 2010. Vol. 58, № 1. P. 68–78.

S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, L. M. Liubina, M. I. Sugak
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
N. V. Samburov
Typhoon JSC (Kaluga)

Characteristics of wideband dipole phased array of L-band

Results of designing of broadband equidistant phased antenna array (PAA) of UHF range, built on the basis of dipole emitters are shown. Frequency dependences of the reflection coefficients in the path of the power elements in the infinite PAA, as well as the frequency and dynamic dependencies of the gain for the broadband PAA, consisting of a finite number of elements are presented.

Phased antenna array, directive gain, gain, beam scanning, dynamic characteristic

Статья поступила в редакцию 11 июля 2015 г.



УДК 621.396.967

А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, А. А. Головков, В. М. Кутузов, В. Н. Малышев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
О. Г. Петкау, Н. С. Стенюков, М. С. Шмырин
АО «НИИ "Вектор"»

Полуактивная радиолокация в системах мониторинга обстановки и охраны важных объектов¹

Представлены принципы построения и вопросы практической реализации систем полуактивной радиолокации, использующих сигналы подсвета сторонних источников. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований, выполненных в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и АО «НИИ "Вектор"» в этом направлении. Рассмотрены преимущества систем полуактивной радиолокации, возможности когерентной обработки с большим временем накопления, а также перспективы применения систем полуактивной радиолокации для охраны важных объектов и мониторинга территорий, включая обнаружение и траекторное сопровождение наземных, надводных и воздушных объектов. Описана структура разрабатываемого пассивного когерентного локационного комплекса, приведены его основные технические характеристики.

Полуактивная радиолокация, пассивная когерентная локация, цифровое наземное вещание, DRM, DVB-T2, сплошное радиолокационное покрытие, охрана объектов, периметров и территорий

По способу использования излучения радиолокацию обычно подразделяют на активную и пассивную. Активные радиолокационные системы излучают в пространство электромагнитную энергию и обнаруживают отраженные от целей сигналы. Пассивная радиолокация основана на регистрации сигналов, излучаемых самими целями.

С середины 1980-х гг. стало развиваться такое направление, как полуактивная радиолокация (ПАРЛ). Суть его заключается в том, что на приемной позиции регистрируются сигналы, отраженные от цели, однако излученные не собственным передатчиком радиолокационной станции (РЛС), а неким внешним по отношению к системе (сторонним) передатчиком. Сигналы стороннего передатчика называют сигналами подсвета. Чаще всего в качестве подсвета используют сигналы вещательных (радио- и телевизионных) передатчиков, мобильных телефонных сетей, спутниковых навигационных систем и т. д. ПАРЛ пред-

ставляет собой соединение идей пассивной и активной локации: от первой – отсутствие собственного передатчика, от второй – прием отраженных сигналов [1], [2].

Основные достоинства и недостатки ПАРЛ-системы (ПАРЛС) связаны с отсутствием в ее составе собственного передатчика. Из достоинств отметим меньшую стоимость производства, размещения и эксплуатации, отсутствие необходимости выделения частоты, отсутствие вредного воздействия на окружающую среду и помех другим радиотехническим устройствам. Среди недостатков – отсутствие контроля за передатчиком: его местоположение, тип сигнала, режим работы не зависят от РЛС и их нельзя как-то настраивать в интересах локационной системы (впрочем, возможен вариант, когда в качестве источника сигнала подсвета используется передатчик, похожий на обычный вещательный, но на самом деле согласованный с приемной позицией (ПП) ПАРЛС).

¹ В публикации использованы результаты ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

Кроме того, достоинством ПАРЛС является возможность формирования произвольной зоны наблюдения за счет широкой (как правило) сети достаточно мощных передатчиков подсвета и оптимального выбора местоположения ПП. С другой стороны, следует отметить, что ПАРЛ – технологически сложный метод, требующий использования особого оборудования и высокоэффективных алгоритмов обработки. Тем не менее совокупность преимуществ ПАРЛ, особенно проявившихся в связи с развитием наземного цифрового вещания, обусловила значительный интерес к использованию этой технологии для решения радиолокационных задач.

ПАРЛС в общем случае состоит из нескольких разнесенных в пространстве передающих и приемных позиций. ПАРЛС могут быть бистатическими (один приемник и один передатчик) (рис. 1) и мультистатическими (несколько приемников – один передатчик, несколько передатчиков – один приемник, несколько передатчиков – несколько приемников). Мультистатические ПАРЛС могут быть одночастотными, т. е. принимать сигналы от нескольких передатчиков, работающих на одной частоте, и многочастотными.

Различают когерентные ПАРЛС, называемые за рубежом пассивными когерентными РЛС (Passive coherent location radar – PCL), и некогерентные. Некогерентным ПАРЛС для измерения координат цели требуется не менее двух ПП при пеленгационном (угломерном) и не менее трех ПП при разностно-дальномерном (гиперболическом) способах определения координат цели.

Отличительной особенностью когерентных систем является наличие двух каналов приема – прямого 1 и переотраженного целью 2 сигналов (рис. 1). В системе измеряется временной интервал между поступлением этих сигналов, что позволяет определить пространственные координаты цели, если на ПП измеряется направление на цель. С точки зрения обработки сигнала пассивную когерентную РЛС отли-

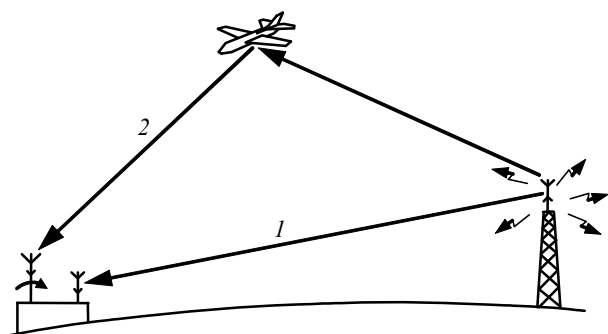


Рис. 1

чает вычисление взаимной корреляционной функции прямого и переотраженного сигналов. Далее рассмотрены только когерентные ПАРЛС.

Широкое внедрение цифровых форматов передачи сообщений и успехи в области цифровой обработки сигналов привели к тому, что в последнее десятилетие интерес к полуактивной локации существенно возрос, однако при этом остается нерешенным ряд вопросов, связанных с использованием новейших цифровых стандартов, например, наземного телевизионного вещания (ТВ) DVB-T2 в интересах радиолокационного наблюдения.

В результате работ по созданию ПАРЛС, использующих сигналы подсвета вещательных передатчиков, ряд стран (США, Великобритания, Франция, Германия, Польша, Чехия, Беларусь) создали действующие системы или макеты, работающие по этому принципу. Первой из таких систем стала американская ПАРЛС "Silent Sentry" компании "Lockheed-Martin", использующая излучение ТВ- и FM-передатчиков. Затем последовала британская ПАРЛС "Celldar" (CELLular raDAR) (2003) разработки "Roke Manor", использующая излучение сотовой телефонной сети стандартов GSM 900, 1800 и 3G. На базе "Celldar" разрабатываются пассивные системы, использующие иные сигналы подсвета, например Wi-Fi. Европейской компанией "Thales" разработана ПАРЛС "Homeland Alerter 100", предназначенная для получения данных о малоскоростных маловысотных воздушных целях (в том числе беспилотных аппаратах, крылатых ракетах и целях, создаваемых по технологии Stealth) и использующая сигналы цифровых радиовещательных станций УКВ-диапазона и аналоговых ТВ-передатчиков. В родственной ПАРЛС "SINBAD" этой же компании используются уже наземные цифровые ТВ-передатчики стандарта DVB-T. Своя ПАРЛС есть и у чешской фирмы ERA. Существует также множество разработок исследовательского характера: "CORA" (FGAN, Германия), "CASSIDIAN PARADE" ("Cassidian Electronics"), PaRaDe (Варшавский технологический университет; PARADE – Passive radar demonstrator) и др. Об интенсивности работ в области ПАРЛ за рубежом свидетельствует и постоянное обсуждение этой темы на конференциях и страницах профильных журналов.

Традиционное радиолокационное наблюдение обеспечивает обнаружение целей на средних и больших высотах. Развертывание новых РЛС для маловысотного поля – дело весьма дорогое, а в местах с большой плотностью населения, кроме

того, вызывает серьезные проблемы в сфере экологии и электромагнитной совместимости (воздействие излучения РЛС на радиоэлектронные системы жизнеобеспечения, связи, а также экологические и санитарные нормативы, принятые для гражданского населения).

Современные вызовы и угрозы требуют применения именно средств маловысотной радиолокации. Причем находиться они должны как раз на густонаселенных территориях и в местах расположения стратегически важных объектов (АЭС, порты и др.).

К основным факторам, определяющим актуальность создания ПАРЛС, относятся следующие.

Во-первых, все увеличивающаяся активность коммерческой и частной легкомоторной авиации. Уже сегодня масштабы никем не санкционированных полетов самодельных и промышленным способом изготовленных летательных аппаратов (и связанные с ними происшествия) заставляют задуматься о проблеме контроля в приземном воздушном пространстве.

Во-вторых, возможность террористических угроз с использованием летательных аппаратов различных классов, в том числе беспилотных. Относительная доступность легкомоторного аппарата позволяет использовать его для скрытой доставки оружия к густонаселенным центрам, местам массового скопления людей, стратегически и политически важным объектам государственного управления или обеспечения жизнедеятельности и т. д.

В Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) интенсивными исследованиями в области ПАРЛ начали заниматься с 2012 г. [1]–[5]. Одной из первых работ в этом направлении была НИР "Разработка пассивной радиотехнической системы контроля воздушной обстановки мегаполиса при использовании радиоизлучений цифрового телевидения и радиовещания" (шифр "Мегаполис"), выполненная в рамках договора с АО «НИИ "Вектор"».

В результате выполнения НИР были разработаны технические предложения по созданию указанной ПАРЛС. ПАРЛС контроля воздушной обстановки мегаполиса должна формировать сплошное (стелющееся) радиолокационное покрытие приземного пространства, в котором в городских (пригородных) условиях обеспечивается обнаружение и сопровождение воздушных объектов, летящих со скоростью не менее 20 км/ч на высоте более 35 м. Площадь зоны видимости ПАРЛС при вероятности обнаружения 0.9 и вероятности ложной тревоги менее 10^{-3} должна составлять не менее 2500 км². Точность определения координат ПАРЛС должна быть не менее 10 км на плоскости по сигналам радиовещания КВ-диапазона и не менее 100 м на плоскости и по высоте 1000 м по сигналам цифрового телевидения. Число одновременно сопровождаемых целей – не менее 10 по сигналам радиовещания КВ-диапазона и 100 – по сигналам цифрового телевидения.

В процессе выполнения НИР "Мегаполис" проведен ряд натурных экспериментальных исследований с использованием разработанного и реализованного макета ПАРЛС.

Далее представлены некоторые результаты, полученные в ходе экспериментальных исследований.

Экспериментальный макет ПАРЛС включал (рис. 2):

- две телевизионные антенны для приема цифровых ТВ-сигналов дециметрового диапазона (1, 2);
- полосовые фильтры (3, 4) и усилители (5, 6);
- двухканальный АЦП 7;
- ноутбук 8, реализующий функции предварительной обработки сигналов, визуализации наблюдаемого процесса и записи полученных данных на жесткий диск для последующей их обработки.

В качестве стороннего источника излучения использовался передатчик ТВ-сигнала стандарта DVB-T2 частотой 586 МГц, располагающийся на телевизионной башне Ленинградского радиотелевизионного передающего центра (ЛРТПЦ).

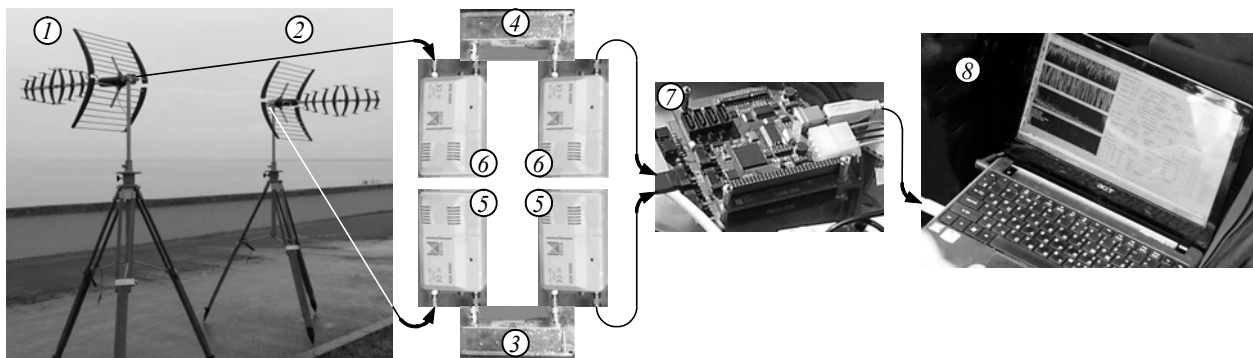


Рис. 2

Обнаружение самолетов. Во время проведения экспериментов макет ПАРЛС располагался во дворе Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации (СПбГУГА) по координатам 59.819187° с. ш., 30.289363° в. д. (рис. 3, 1). Расстояние между этой точкой и телебашней (рис. 3, 2) с использующейся в качестве стороннего источника излучения передатчиком DVB-T2 17.6 км. В экспериментах обнаруживались гражданские самолеты при их взлете и посадке в аэропорту "Пулково" (рис. 3, 3).

Пример полученных в эксперименте результатов корреляционной обработки (взаимная функция



Рис. 3

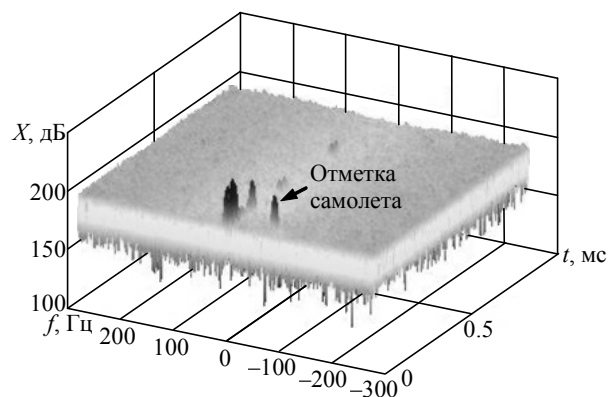


Рис. 4

неопределенности (ВФН) прямого и переотраженного сигналов X) представлены на рис. 4.

Обнаружение судов. Во время проведения экспериментов макет ПАРЛС располагался на берегу Финского залива (рис. 5, 1) на расстоянии 11 км от ЛРТПЦ (рис. 5, 2). В процессе экспериментов осуществлялось устойчивое обнаружение судов, движущихся в акватории Финского залива (рис. 5, 3) на расстоянии до 20 км от макета ПАРЛС.

Пример результатов корреляционной обработки прямого и переотраженного сигналов судна приведены на рис. 6.

Обнаружение автомобилей. Во время эксперимента макет ПАРЛС располагался на расстоянии приблизительно 40 м от участка Кольцевой автомобильной дороги (КАД) Санкт-Петербурга [3]. На рис. 7, а показаны все траектории на плоскости "задержка (τ_b) – частота Доплера" (f_D), обнаруженные, сопровождаемые и сброшенные за случайно выбранный временной интервал, равный 30 с. Рядом с последней отметкой каждой траектории отображен ее номер. Один из кадров

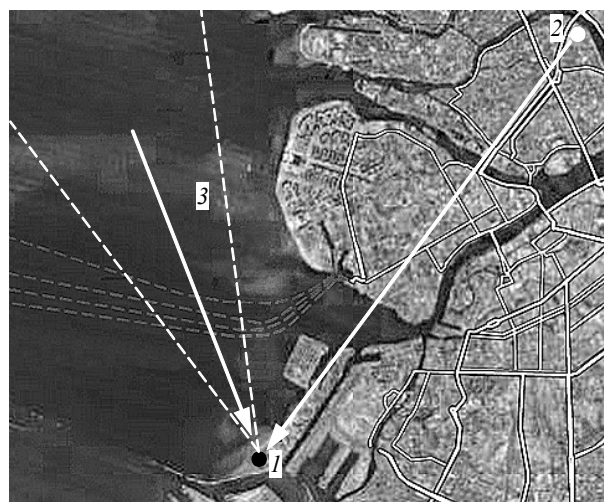


Рис. 5

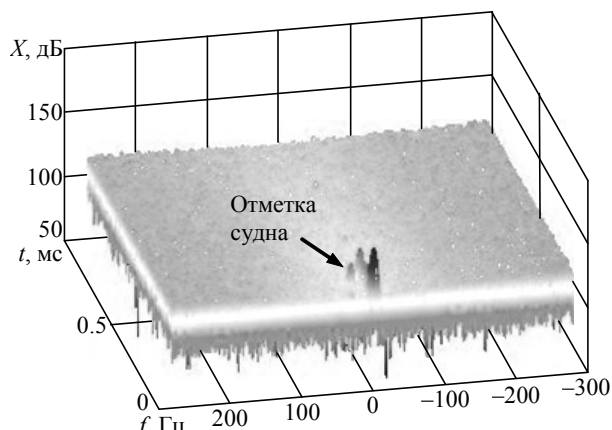


Рис. 6

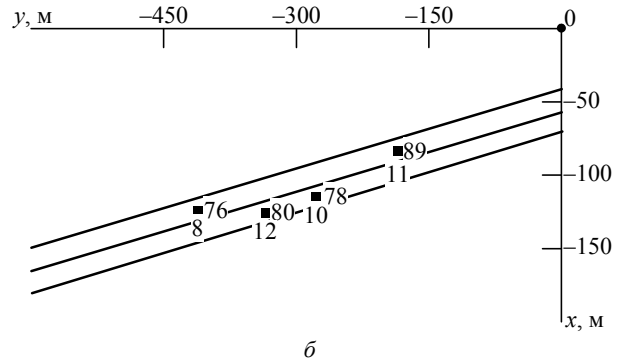
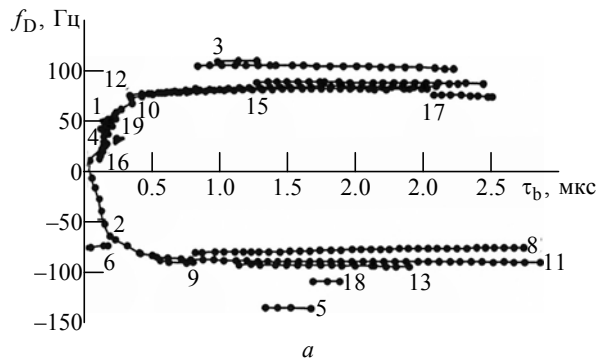


Рис. 7

индикатора положения и скорости автомобилей показан на рис. 7, б. Справа от квадратных маркеров, показывающих положение автомобиля в прямоугольной системе координат с началом в точке расположения ПП, отображается измеренная скорость [км/ч], снизу – номер траектории. Максимальная дальность обнаружения автомобилей составила 528 м.

В 2014 г. СПбГЭТУ "ЛЭТИ" приступил к выполнению ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов" (шифр "Охрана"), выполняемой по заказу АО «НИИ "Вектор"» в рамках реализации комплексных проектов по созданию высокотехнологичного производства в соответствии с Постановлением Правительства РФ № 218 от 09.04.2010 г. Разрабатываемый в рамках ОКР пассивный когерентный локационный комплекс (ПКЛК) предназначен для обнаружения движущихся воздушных, наземных и надводных целей в охранной зоне важных объектов (критически важных, потенциально опасных и др.), таких как атомные электростанции, крупные инженерные сооружения, гидроузлы, химические производства и т. д.

Реализация проекта будет способствовать созданию технологий ПАРЛС, используемых для решения различных задач:

- охраны периметров и территорий стратегически важных объектов;
- управления воздушным движением (так как ПАРЛС при схожих (в перспективе) с активной РЛС характеристиках по обнаружению и точно-

сти сопровождения воздушных целей потребляет меньше энергии, не излучает, не требует выделения частот или частотных каналов);

– навигации и судовождения (особенно в акватории портов, где существуют ограничения на использование активных РЛС);

– создания радиолокационного поля, в том числе маловысотного, для обнаружения и сопровождения воздушных целей на границе, над городами, важными объектами.

В состав ПКЛК входят (рис. 8):

– базовый сегмент антенной системы (БСАС) 1, предназначенный для приема отраженных от целей и прямых сигналов цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2 и сигналов FM-радиовещания;

– 18-канальное устройство приема и обработки сигналов (УПОС) 2, выполняющее фильтрацию, усиление, аналого-цифровое преобразование, предварительную цифровую обработку и передачу данных комплексу вычислительных средств (КВС);

– КВС 3, принимающий данные от УПОС и решающий с помощью специализированного программного обеспечения следующие задачи:

- ♦ обнаружение целей,
- ♦ оценку координат обнаруженных целей,
- ♦ захват траекторий и траекторное сопровождение целей,
- ♦ отображение на экране монитора параметров и результатов обработки (ПРО) по указанным пунктам,
- ♦ регистрацию ПРО,
- ♦ сигнализацию о несанкционированном появлении цели в зоне действия ПАРЛС,

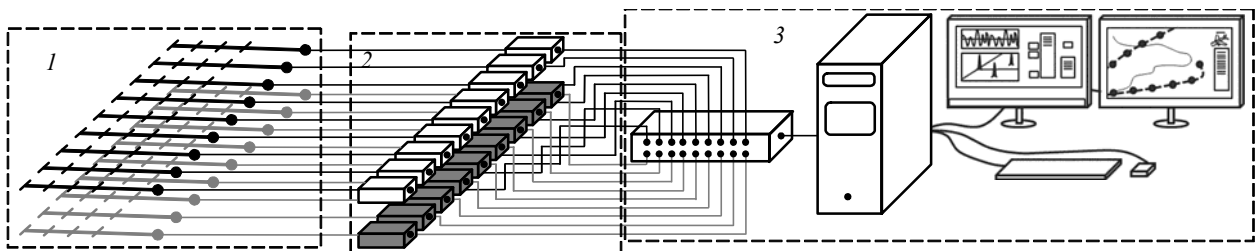


Рис. 8

Показатель	Значение
Зона действия:	
– по дальности (для цели с эффективной площадью рассеяния 1 м^2 при вероятности правильного обнаружения 0.9 и вероятности ложной тревоги 10^{-3}), км, не менее	10
– по азимуту, ...°, не менее	45
– по углу места, ...°, не менее	45
Разрешающая способность:	
– по дальности, м, не более	100
– по скорости, км/ч, не более	10
Предельная допустимая погрешность (ПДП) оценки координат цели в горизонтальной плоскости, м	200
ПДП оценки скорости цели в горизонтальной плоскости, км/ч	10
Количество одновременно сопровождаемых целей, не менее	10
Минимальная скорость цели, км/ч	10
Максимальная скорость сопровождаемой цели, км/ч, не менее	640
Максимальное ускорение сопровождаемой цели, м/с ²	7
Время захвата траектории с, не более	30

◇ прием ПРО от других ПКЛК и передачу ПРО другим ПКЛК и внешним устройствам потребителя,

◇ предоставление возможности ввода информации через клавиатуру и компьютерную мышь,

◇ автоматизированный контроль функционирования ПКЛК.

В таблице приведены показатели ПКЛК при работе по сигналам цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2.

В настоящее время макет ПКЛК установлен на одном из корпусов СПбГЭТУ "ЛЭТИ" (рис. 9) и находится в стадии исследовательских испытаний.

В результате проведенных исследований установлено, что ПАРЛС, использующие сигналы подсвета сторонних источников (таких, как вещательные телевизионные и радиоцентры, базовые станции мобильных систем и т. п.) в настоящее время рассматриваются как перспективные средства обнаружения и траекторного сопровождения радиомолчащих наземных, надводных и воздушных объектов. ПАРЛС обладает рядом преимуществ: меньшей стоимостью производства, размещения и эксплуатации; отсутствием необходимости выделения частот; отсутствием вредного



Рис. 9

воздействия на окружающую среду и помех другим радиотехническим устройствам; скрытностью. Характерные особенности ПАРЛС обуславливают высокий потенциал их применения для охраны важных объектов, мониторинга периметров и территорий, в т. ч. с созданием маловысотного радиолокационного поля. Широкое распространение современных цифровых вещательных и телекоммуникационных систем обеспечивает ПАРЛС эффективными сигналами подсвета с хорошими

корреляционными свойствами, что позволяет получить требуемые технические характеристики в самых разных условиях применения. Приведенные результаты теоретических и экспериментальных исследований, выполненных СПбГЭТУ "ЛЭТИ" и АО «НИИ "Вектор"», обуславливают хорошие перспективы создания и развертывания систем полуактивной радиолокации, использующих сигналы подсвета сторонних источников.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Ч. 1: Современное состояние / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Д. А. Ковалев и др. // Инновации. 2013. № 9. С. 114–119.
2. Бархатов А. В., Коновалов А. А. Использование сигналов цифрового эфирного телевидения для определения координат и скорости автомобилей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 4. С. 32–37.
3. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Ч. 2: Освещение воздушной обстановки и экологический мониторинг / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Д. А. Ковалев и др. // Инновации. 2013. № 10. С. 7–11.

4. Фам Хуан Тиеп. Экспериментальные исследования макета полуактивной радиолокационной системы при использовании радиоизлучений цифрового эфирного телевидения DVB-T2 // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 5. С. 29–32.

5. Kovalev D. A., Veremyev V. I. Correction of DVB-T2 signal cross-ambiguity function for passive radar // IEEE Int. radar conf. Lille, 13–17 Oct. 2014. P. 1–4. URL: // <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7060403> (дата обращения: 29.09.2015).

A. V. Barkhatov, V. I. Veremjev, A. A. Golovkov, V. M. Kutuzov, V. N. Malyshev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
O. G. Petkau, N. S. Stenjukov, M. S. Shmyrin
JSC «SRI "Veknor"»

Semi-active radar systems for critical facilities monitoring and protection

The principles of construction and implementation of semi-active radar systems, using the illumination from third-party sources are presented. The results of theoretical and experimental researches of the Saint-Petersburg state electro-technical university "LETI" n. a. V. I. Ulyanov (Lenin) and JSC «SRI "Vector"» in this direction are given. The advantages of semi-active radar systems, the possibility of coherent processing with a large accumulation time in combination with the digital formation of the directional diagrams of the receiving antenna arrays, as well as prospects of application systems semi-active radar for the protection of important sites and monitoring areas, including the detection and orbital support of ground, surface and aerial objects. The structure of the developed passive coherent radar complex is described; its basic technical characteristics are given.

Semi-active location, passive coherent location, digital terrestrial broadcasting, DRM, DVB-T2, continuous radar coverage, protection of objects, perimeters and areas

Статья поступила в редакцию 29 сентября 2015 г.



Наши авторы

Аронов Леонид Андреевич

Магистр (2006) техники и технологии по направлению "Телекоммуникации", ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.
Тел.: 8 (812) 234-64-19.
E-mail: aronov.tor@gmail.com

Балландович Святослав Владимирович

Ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (2008) по специальности "Радиотехника". Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.
Тел.: +7 (921) 345-19-88.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Баранов Павел Сергеевич

Кандидат технических наук (2014), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), старший научный сотрудник АО "НИИ телевидения" (Санкт-Петербург). Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – пространственная обработка изображений; цифровое телевидение; телевизионные камеры на твердотельных фотоприемниках.
Тел.: 8 (812) 346-47-84.
E-mail: tv.labs@yandex.ru

Бархатов Алексей Владимирович

Инженер кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (1998) по специальности радиотехника. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; спектральный анализ; радиолокационная гидрография; многопозиционные радиолокационные комплексы.
Тел.: +7 (904) 630-76-87.
E-mail: aleksbar@yandex.ru

Баскакова Александра Эдуардовна

Магистр техники и технологии по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2013), аспирантка кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербург-

ского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – микроэлектронные фильтры СВЧ.

Тел.: 8 (812) 346-08-67.

E-mail: baskakovaleksandra@gmail.com

Беленко Денис Владимирович

Аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиотехника; устройства СВЧ.
Тел.: +7 (921) 988-77-26.

E-mail: den.belenko@gmail.com

Веремьев Владимир Иванович

Кандидат технических наук (2000), директор НИИ "Прогноз" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 70 научных работ. Сфера научных интересов – комплексные вопросы построения радиолокационных систем; комплексный экологический мониторинг; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.

Тел.: 8 (812) 234-27-32.

E-mail: vervladiv@gmail.com

Герчиков Альберт Грейнемович

Кандидат технических наук (1986), начальник отдела ОАО "ВНИИРА". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радиосистемы ближней и относительной навигации.

Тел.: 8 (812) 740-15-19.

E-mail: AGGerchikov@navigat.ru

Головков Александр Алексеевич

Доктор технических наук (1992), профессор (1994) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая техника.

Тел.: 8 (812) 346-45-16.

E-mail: algol110843@yandex.ru

Инатов Валерий Павлович

Доктор технических наук (1983), профессор (1985), заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государствен-

ного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.
Тел.: +7 (921) 598-76-18.
E-mail: ival1941@yandex.ru

Костиков Григорий Александрович

Кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.
Тел.: 8 (812) 346-33-96.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Кутузов Владимир Михайлович

Доктор технических наук (1997), профессор (1999), ректор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – разработка и применение радиолокационных систем и комплексов.
Тел.: 8 (812) 234-46-51.
E-mail: VMKutuzov@eltech.ru

Лабков Глеб Михайлович

Магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), аспирант кафедры телевидения и видеотехники названного университета. Сфера научных интересов – передача информации в гетерогенных видеоинформационных системах.
Тел.: +7 (931) 291-63-89
E-mail: gleb_l@mail.ru

Липаков Николай Евгеньевич

Сотрудник ОАО "Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры". Окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности "Радиоэлектронные системы" (2007). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – бортовое оборудование радиотехнических систем ближней навигации дециметрового диапазона; цифровая и аналоговая обработка сигналов.
Тел.: 8 (812) 740-15-19.

Лысенко Николай Владимирович

Доктор технических наук (2000), профессор (2002), заведующий кафедрой телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ.

Сфера научных интересов – передача информации в гетерогенных системах, в частности в видеоинформационных системах различного назначения; критерии и методы оценки качества функционирования видеоинформационных систем.

Тел.: 8 (812) 346-28-52.
E-mail: nvlysenko@etu.ru

Любина Любовь Михайловна

Бакалавр по направлению "Радиотехника" (2015), студентка 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.
Тел.: +7 (911) 287-55-41.
E-mail: invers93@gmail.com

Мальшев Виктор Николаевич

Доктор технических наук (2000), профессор (2004), декан факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы; СВЧ-техника; антенны; информационные сети; информационная безопасность.
Тел.: 8 (812) 234-25-76.
E-mail: vm@eltech.ru

Маркелов Олег Александрович

Кандидат технических наук (2014), ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ динамических систем; анализ и прогнозирование временных рядов; прикладная статистика.
Тел.: 8 (812) 346-28-59.
E-mail: OlegMarkelov@gmail.com

Можсаева Екатерина Игоревна

Бакалавр техники и технологий (2015), студентка 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – микроволновая техника.
Тел.: +7 (952) 275-02-52.
E-mail: kolychka-kate@rambler.ru

Мунина Ирина Владимировна

Магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2011), ассистент кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – разработка пассивных СВЧ-

устройств, в том числе с применением многослойных технологий.

Тел.: +7 (931) 210-23-11

E-mail: irina.munina@gmail.com

Натальин Алексей Борисович

Кандидат технических наук (2007), заместитель директора Научно-исследовательского института радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; цифровая связь.

Тел.: 8 (812) 346-33-06.

E-mail: abnatalyina@yandex.ru

Орлов Владимир Константинович

Кандидат технических наук (1984), доцент (1992) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы, в частности, системы межсамолетной навигации.

Тел.: 8 (812) 346-18-03.

E-mail: v.k.orloff@gmail.com

Петкау Олег Гергардович

Кандидат технических наук (1987), генеральный директор АО «НИИ "Вектор"». Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов.

Тел.: 8 (812) 295-10-97.

E-mail: nii@nii-vektor.ru

Самбуров Николай Викторович

Начальник отдела АО "Тайфун" (г. Калуга). Окончил Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана (2001) по специальности "Проектирование и технология радиоэлектронных средств". Автор 36 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства; антенные измерения.

Тел.: +7 (960) 518-14-06.

E-mail: samburov.n.v@yandex.ru

Сергиенко Александр Борисович

Кандидат технических наук (1995), доцент (1998) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), член IEEE (1998). Автор 86 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов; цифровая связь.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: sandy@ieee.org

Сидоров Максим Сергеевич

Магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2003), научный сотрудник

Научно-исследовательского института радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 7 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов.

Тел.: 8 (812) 234-29-75.

E-mail: smaksim@gmail.com

Соколов Сергей Сергеевич

Доктор технических наук (1995), профессор (1998) кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 75 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – случайные процессы с двойной стохастичностью; проблемы проектирования конструкций радиоэлектронных средств.

Тел.: 8 (812)-234-16-97.

E-mail: sovet@etu.ru

Стенюков Николай Сергеевич

Кандидат технических наук (1974), ведущий научный сотрудник АО «НИИ "Вектор"». Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиомониторинге.

Тел.: 8 (812) 591-74-04.

E-mail: nsten@mail.ru

Сугак Михаил Иванович

Кандидат технических наук (1987), доцент (1995) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.

Тел.: 8 (812) 346-33-96.

E-mail: sugakmi@yandex.ru

Тургалиев Вячеслав Максумович

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2011), инженер кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – многополосные и перестраиваемые фильтры СВЧ; многослойные интегральные схемы СВЧ на основе LTCC; нефостеровские элементы.

Тел.: 8 (812) 346-08-67.

E-mail: V.Turgaliev@gmail.com

Ушаков Виктор Николаевич

Доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел.: 8 (812) 234-15-84.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

Хачатурян Алёна Борисовна

Кандидат технических наук (2014), ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.
Тел.: +7 (921) 189-67-13.
E-mail: khachatryan.al@gmail.ru

Холодник Дмитрий Викторович

Кандидат технических наук (2012), доцент кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника; метаматериалы; высокотемпературные сверхпроводники; многослойные интегральные схемы СВЧ на основе LTCC; нефостеровские элементы.
Тел.: 8 (812) 346-08-67
E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru

Чиркунова Анастасия Анатольевна

Магистр по направлению "Радиотехника" (2013), аспирантка и ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), научный сотрудник АО "НИИ телевидения" (Санкт-Петербург). Автор 26 научных работ. Сфера научных интересов – пространственная обработка изображений; цифровое телевидение; телевизионные камеры на твердотельных фотоприемниках.
Тел.: 8 (911) 291-34-40.
E-mail: aachirkunova@yandex.ru

Шмырин Михаил Сергеевич

Начальник отдела АО «НИИ "Вектор"». Окончил Санкт-Петербургский электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) (2005) по специальности "Радиотехника". Сфера научных интересов – аппаратно-программные средства в радиомониторинге.
Тел.: 8 (812) 591-74-04.
E-mail: kotovski@list.ru

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Авторы вправе представить вместе с авторскими материалами рецензию независимого специалиста. За редакцией при рецензировании рукописи сохраняется право учесть представленную рецензию. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, если авторов несколько – разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
6. Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.
7. Ключевые слова – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце.

В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).
4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.
4. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).
5. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представ-

ление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовок, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан в разрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например, как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов;
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств;
- Телевидение и обработка изображений;
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны;
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций;
- Радиолокация и радионавигация;

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника;
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника;
- Радиофотоника;
- Электроника СВЧ;

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн;
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы;
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru