



## 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. Калинин** (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

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

## СОДЕРЖАНИЕ

**Кутузов В. М.** Санкт-Петербургскому государственному электротехническому университету "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) – 130 лет ..... 3

### Раднотехннческне средства передачи, приема и обработки сигналов

**Шевченко М. Е., Задирако Д. О., Файзуллина Д. Н., Малышев В. Н., Стенюков Н. С., Шмырин М. С.** Методы и алгоритмы панорамного радиомониторинга при малоэлементных антенных решетках ..... 5

**Подкопаев Б. П., Якшин А. С.** Функциональное диагностирование узлов радиосистем со статическими нелинейностями ..... 16

**Аронов Л. А., Грачев С. В., Ушаков В. Н.** Спектроанализатор на основе волоконно-оптических дисперсионных элементов ..... 24

**Климентьев В. П., Сергиенко А. Б.** Оценка состояния восходящего канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием ..... 28

**Мартынов М. И., Никитин Ан. А., Устинов А. Б.** Исследование СВЧ-свойств активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки ..... 37

### Телевидение и обработка изображений

**Обухова Н. А., Мотыко А. А.** Цифровая обработка изображений в экспертно-консультационной системе для дифференциальной диагностики состояний шейки матки ..... 42

**Баранов П. С., Манцетов А. А.** Оптимизация отношения радиуса кружка рассеяния объектива к размеру пиксела для повышения точности оценки координат изображений малоразмерных объектов ..... 49

**Лысенко Н. В., Мончак А. М.** Информационные модели телевизионной системы ..... 53

### Электродинамика, микроволновая техника, антенны

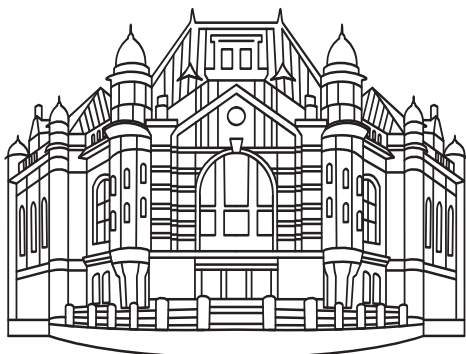
**Головкин А. А., Можяева Е. И.** Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями ..... 59

**Любина Л. М., Сугак М. И.** Добротность ленточного вибраторного излучателя в составе двухслойной бесконечной антенной решетки ... 63

**Козлов Д. С.** Влияние взаимной связи излучателей на характеристики диаграммы направленности фазированной антенной решетки в области подавления излучения ..... 69

### Радиолокация и радионавигация

**Леонтьев В. В., Пименов А. А.** Обоснование выбора математической модели морской поверхности при решении задачи радиолокационного экологического мониторинга ..... 75



## 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](mailto:vostretsov@adm.nstu.ru)

### Западная

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

E-mail: [VPakhotin@kantiana.ru](mailto:VPakhotin@kantiana.ru)

### Поволжская

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

E-mail: [pluzhnikov@nntu.nnov.ru](mailto: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](mailto: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](mailto: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](mailto:vao@tgn.sfedu.ru)

## Электроника СВЧ

**Никитин Ал. А., Устинов А. Б., Никитин Ан. А., Семенов А. А.**

Исследование волновых процессов в феррит-сегнетоэлектрическом магнетонном кристалле на щелевой линии передачи ..... 80

## Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий

**Красичков А. С.** Принципы построения и базовое алгоритмическое обеспечение систем удаленного мониторинга состояния здоровья больных с нарушениями сердечно-сосудистой системы..... 85

**Потрахов Н. Н., Бессонов В. Б., Косов В. О., Грязнов А. Ю., Жамова К. К., Подымский А. А.** Способ оценки качества точечного сварного соединения..... 94

## Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

**Степанов Б. Г.** Бионические акустические системы и устройства ..... 98

## Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

**Афанасьев В. П., Теруков Е. И.** Тонкие пленки аморфного гидрогенизированного кремния и солнечные модули на их основе ..... 106

## Редакционный отдел

Наши авторы ..... 114

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... 118

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](mailto:radioelectronic@yandex.ru)

Редакторы: *Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек*

Выпускающий редактор *И. Г. Скачек*

Компьютерная верстка *Е. Н. Паздниковой*

Подписано в печать 03.05.16.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 15,73. Усл.-печ. л. 15,25.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 35.

**Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»**

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56

## Санкт-Петербургскому государственному электротехническому университету "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) – 130 лет

Исполняется 130 лет со дня основания Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) – крупнейшего центра подготовки кадров и проведения научных исследований в областях электротехники, радиотехники, телекоммуникаций, электроники, информатики, вычислительной техники, приборостроения, микро- и нанотехнологий, управления, автоматизации и ряда других направлений.

Все эти годы, находясь в авангарде отечественной высшей школы, ЛЭТИ ориентировался на решение задач государственного значения, оперативно реагировал на зарождающиеся направления и новые идеи.

Из стен вуза вышли первые отечественные инженеры-электрики, призванные обеспечить страну "технически образованными специалистами". Здесь сформировались первые отечественные научные школы практически всех направлений, связанных с электротехникой, радиотехникой и электроникой. В ЭТИ работал и был первым выборным директором основоположник беспроводной связи, изобретатель радио А. С. Попов. А. С. Поповым и его учениками формировалась отечественная система образования в области радиотехники. Впервые в мире в ЛЭТИ зародились высокочастотная электротермия, электроакустика и ультразвуковая дефектоскопия, промышленный электропривод. Учеными ЛЭТИ были заложены основы вакуумной и твердотельной электроники, ядерной спектрометрии, разработаны уникальные приборы для космических исследований. Все это, в свою очередь, значительно расширило масштабы образовательной и научной деятельности вуза.

ЛЭТИ влияет на социально-экономическое развитие региона, профильных отраслей промышленности и системы профессионального образования, взаимодействуя на долгосрочной договорной основе с крупными компаниями – стратегическими партнерами, обеспечивая подготовку специалистов и их последующий карьерный рост.

Сегодня ЛЭТИ – ведущий научно-образовательный центр, осуществляющий на основе глубокой интеграции науки, образования и предпринимательства генерацию, распространение и применение новых знаний для обеспечения глобальной конкурентоспособности высокотехнологичных отраслей экономики страны с учетом прогнозируемых мировых тенденций в образовании, науке, технике и технологиях.

Верность принципам, постоянный научный поиск и высокие требования к качеству образования всегда были и остаются приоритетами ЛЭТИ.

Реализация инновационной вузовской стратегии решения научно-практических задач и профильной подготовки кадров для науки и производства положительно сказалась на показателях образовательной, научной и инновационной деятельности университетского комплекса в целом: существенно возрастает объем научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, расширяются возможности привлечения к ним студентов и аспирантов. Увеличивается объем высокотехнологичной продукции, созданной с использова-



нием элементов инновационной инфраструктуры вуза. Растет публикационная активность, увеличивается количество охраняемых результатов интеллектуальной деятельности, в том числе использующихся при выполнении НИОКР.

СПбГЭТУ "ЛЭТИ" вошел в число вузов – победителей конкурса на право получения государственных субсидий для повышения конкурентоспособности и продвижения в международных рейтингах ведущих университетов. Задачи, поставленные перед ЛЭТИ самим фактом включения в программу повышения конкурентоспособности, – трудны, но педагогический и научный потенциал университета рождает уверенность в том, что эти трудности преодолимы. И работа в этом направлении началась не вчера: разработаны и реализуются Программа стратегического развития вуза и Программа долгосрочного партнёрства с зарубежными вузами и научными центрами, комплекс мер по повышению публикационной активности сотрудников университета, новые образовательные программы, в том числе на английском языке.

Основными приоритетами развития университета сегодня являются:

- формирование конкурентоспособной на мировом уровне образовательной системы, осуществляющей эффективную интеграцию образования и научных исследований на основе инновационных практик ведущих мировых центров превосходства;
- проведение прорывных фундаментальных и прикладных исследований по приоритетным научным направлениям;
- формирование международного инновационного кластера по научно-образовательным направлениям радиоэлектроники, приборостроения, средств связи и инфотелекоммуникаций;
- развитие кадрового потенциала и человеческого капитала университета;
- обеспечение стратегического партнерства с международным бизнес-сообществом и ведущими научно-образовательными центрами мира;
- управление развитием с использованием современных методов стратегического и проектного менеджмента.

В настоящем выпуске представлены статьи, в значительной степени характеризующие достижения коллектива Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" в области радиоэлектроники.

В. М. Кутузов,  
*профессор, ректор Санкт-Петербургского государственного электротехнического  
университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)*



УДК 621.396.965

М. Е. Шевченко, Д. О. Задирако, Д. Н. Файзуллина, В. Н. Малышев  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
"ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Н. С. Стенюков, М. С. Шмырин  
АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург)

## Методы и алгоритмы панорамного радиомониторинга при малоэлементных антенных решетках<sup>1</sup>

*Представлены методы панорамного радиомониторинга и разработанные на их основе алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования в широкой полосе частот. Приведены структурные схемы и панорамы, иллюстрирующие результаты работы алгоритмов.*

**Антенная решетка, совместное обнаружение и пеленгование, оценка азимута и угла места, КВ-, УКВ-диапазоны, источники радиоизлучения, перекрытие спектров, фазовое пеленгование**

Совместные исследования сотрудников кафедры радиоэлектронных средств (РЭС) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и АО «НИИ "Вектор"» по совершенствованию и дальнейшему развитию методов ведения радиомониторинга в сложных условиях сигнально-помеховой обстановки проводились в течение многих лет. Под руководством проф. В. А. Богдановича с 1970-х гг. проводились теоретические и экспериментальные исследования в области обнаружения, различения и оценивания сигналов в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки. Полученные результаты отражены в десятках статей и в монографиях [1], [2]. Этой тематике посвящались диссертационные исследования, выпускные работы студентов.

Базовая кафедра средств специальной радиоэлектроники, действующая в АО «НИИ "Вектор"» с 1978 г., внедряет новые образовательные технологии обучения через исследования, базирующиеся на привлечении студентов в процессе обучения к выполнению конкретных задач предприятия в таких областях, как разработка средств и методов автоматизации процессов обработки

сигналов; разработка систем управления и связи комплексов радиоэлектронной техники; разработка средств радиомониторинга на базе универсальных программируемых приемоанализирующих цифровых модулей; разработка аппаратно-программных средств пеленгования и местоопределения комплексов радиоэлектронной аппаратуры; разработка аппаратно-программных средств для обработки сигналов со сложной частотно-временной структурой и сигналов систем мобильной связи.

Приобретенный опыт позволил совершенствовать существующие методы ведения радиомониторинга и разработать новые подходы и алгоритмы.

Основными задачами панорамного радиомониторинга являются обнаружение сигналов от источников радиоизлучения (ИРИ), оценка несущей частоты обнаруженных сигналов и пеленгование ИРИ, заключающееся в оценивании направлений прихода сигналов от ИРИ. Направление прихода сигналов от ИРИ характеризуется азимутом и углом места, которые иногда объединяют в понятие *угловые координаты* (УК) ИРИ. Задачей отслеживания интересующего ИРИ кроме пеленгования (оценивания частоты, азимута и угла места) является определение вида модуляции сигнала и его перехват.

<sup>1</sup> 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 Минобрнауки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

Панорамный радиомониторинг проводится в широкой полосе обзора (100 кГц...1 МГц и более) и характеризуется высоким уровнем априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки, выражающейся в следующем:

- произвольном расположении соседних сигналов по частоте, возможном перекрытии их спектров из-за внеполосного излучения, несоблюдения условий электромагнитной совместимости, недостаточного ослабления сигнала от удаленного ИРИ в месте проведения радиомониторинга;
- неизвестном уровне шума в различных частотных диапазонах и его частотной окрасченности;
- произвольной заполненности просматриваемого частотного диапазона;
- произвольной длительности сигналов от ИРИ;
- неизвестном виде модуляции сигналов от ИРИ.

Обнаружение сигналов и оценивание УК ИРИ при панорамном радиомониторинге удобно проводить методами частотной селекции, позволяющими легко разделить сигналы с различными частотами. Эти операции реализуемы в реальном времени благодаря быстродействующим алгоритмам БПФ.

Наряду с этим в научной литературе для панорамного радиомониторинга широко развиваются методы, основанные на выделении сигнального и шумового подпространств. При таком подходе обнаружение и оценивание азимута и угла места сигналов ИРИ производятся во временной области на основе MUSIC- или ESPRIT-подхода [3], [4]. Эти методы вычислительно более затратны, однако обеспечивают большую точность пеленгования и возможность восстановления квадратурных составляющих сигнала ИРИ даже при перекрытии их спектров.

Алгоритмы обнаружения и пеленгования целесообразно разрабатывать на основе подхода совместного обнаружения и оценивания. Термин "совместный" означает, что обнаружение сигналов ИРИ и оценивание направлений их прихода происходит по одним и тем же наблюдаемым выборкам.

Совмещение процессов обнаружения и оценивания УК ИРИ позволяет повысить скорость обзора частотного диапазона по сравнению с методами, в которых обнаружение в широкой полосе частот и пеленгование на фиксированной частоте производятся различными устройствами или на основе анализа различных принятых данных. Кроме того, совмещение позволяет обнаруживать ИРИ с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и определять их УК, определять УК источников кратковременных сигналов, длительность которых не превосходит времени,

требуемого для настройки пеленгатора на заданную частоту при разделении функций обнаружения в широкой полосе и пеленгования.

При панорамном радиомониторинге неопределенность частот ИРИ требует применения точечных алгоритмов обнаружения и пеленгования. Точечные алгоритмы обнаруживают сигнальные составляющие и формируют оценку УК ИРИ для каждого частотного отсчета (ЧО). В интервальных алгоритмах, в отличие от точечных, обнаружение проводится во всем частотном интервале, для которого формируется единственная оценка [5]. В связи с этим интервальные алгоритмы целесообразно применять при слежении за интересующим ИРИ в узкой полосе. Реализовать их в широкой полосе обзора в реальном времени более сложно.

Наблюдаемыми данными для радиомониторинга являются выборки из комплексных отсчетов квадратурных составляющих процессов, принятых  $M$ -канальным радиоприемным устройством (РПУ), подключенным к  $M$  элементам антенной решетки (АР). Выборки формируются на выходах линейных трактов приемника (ЛТП) в результате квадратурного преобразования (КП) и АЦП. Предполагается идентичность АЧХ и ФЧХ трактов приема. В реальных условиях полной идентичности не достигается; для ее повышения применяются специальные методы и алгоритмы калибровки (см., например, [6]).

Для каждого  $m$ -го канала формируется матрица отсчетов с размерами  $N \times L$ :

$$XT_m = (xt_m)_{nl}, \quad m = \overline{0, M-1}, \quad l = \overline{1, L}, \quad n = \overline{1, N}. \quad (1)$$

При наличии в наблюдаемых данных сигналов от  $d > 0$  ИРИ и принятых допущениях  $n$ -е элементы матриц записываются в виде

$$\begin{aligned} (xt_m)_{nl} = & \sum_{k=1}^d \left\{ b_k s_k \left[ \frac{n + (l-1)N}{f_d} \right] \times \right. \\ & \times \exp \left[ j 2 \pi f_k \frac{n + (l-1)N}{f_d} \right] \exp(j \gamma_{mk}) \left. \right\} + \\ & + (\xi_m)_{nl}, \quad m = \overline{0, M-1}, \quad l = \overline{1, L}, \end{aligned}$$

где  $d$  – общее число сигналов в наблюдаемых данных в широкой полосе обзора;  $b_k$  – амплитуда  $k$ -го сигнала ИРИ;  $s_k$  – нормированная комплексная огибающая  $k$ -го сигнала в нулевом канале РПУ;  $f_k$  – частота  $k$ -го сигнала после преобразования центральной частоты просматриваемой полосы на нулевую частоту;  $f_d$  – частота

дискретизации;  $\gamma_{mk} = f(\theta_k, \beta_k)$  – фазовый сдвиг реализации  $k$ -го сигнала в  $m$ -м канале РПУ относительно нулевого канала ( $\gamma_{0k} = 0$ ) ( $\theta_k, \beta_k$  – азимут и угол места  $k$ -го сигнала);  $\xi_m$  – реализации шума неизвестного уровня.

Использование  $M$ -элементных линейных (не круговых) АР позволяет обнаружить  $M - 1$  ИРИ и потенциально сформировать оценки  $M - 2$  ИРИ на одной частоте. Увеличение числа антенн  $M$  также способствует повышению точности формируемых оценок азимута и угла места, однако требует увеличения количества когерентных каналов приемника или реализации коммутируемых трактов приема.

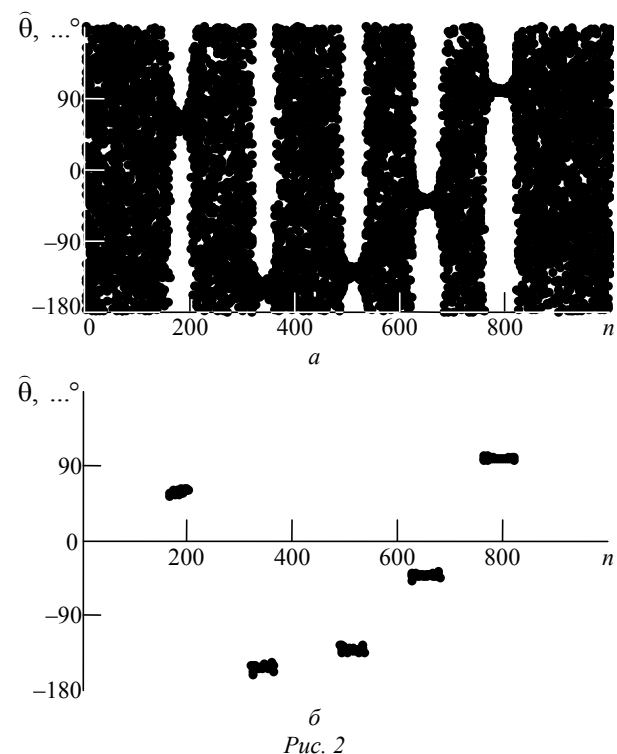
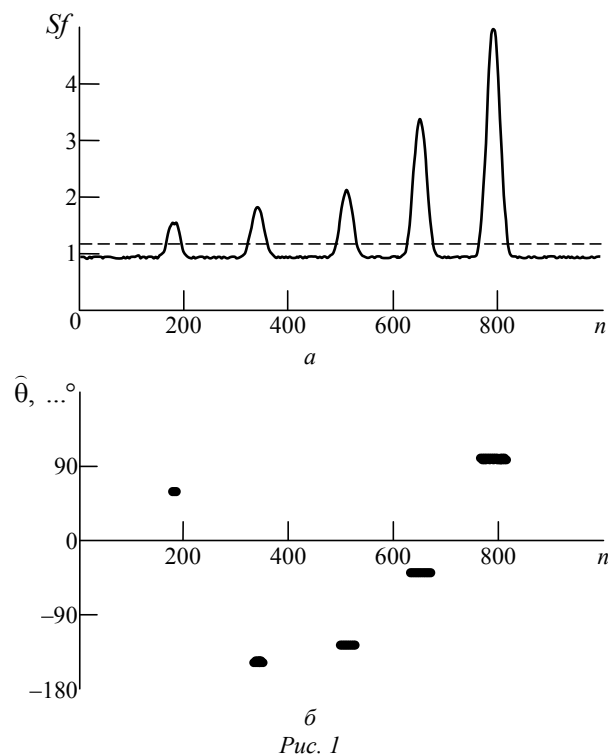
Увеличение количества антенн, особенно при радиомониторинге в КВ-диапазоне приводит к нежелательному для мобильных средств увеличению габаритов и массы радиоаппаратуры, снижению скорости ее развертывания на местности.

При синтезе алгоритмов совместного обнаружения и пеленгования на основе методов с частотной селекцией возможны две стратегии, различающиеся последовательностью проведения обнаружения и пеленгования ИРИ.

Стратегия первичного обнаружения и вторичного пеленгования заключается в первичном энергетическом обнаружении сигналов с последующим пеленгованием в отсчетах, в которых обнаружены сигнальные составляющие. Согласно

этой стратегии обнаружение основано на сравнении статистики, определяемой амплитудными или энергетическими спектрами принятых процессов  $Sf(n)$  ( $n$  – номер ЧО) на интервале наблюдения, с порогом заданного уровня вероятности ложной тревоги (рис. 1, а). Для стабилизации ложной тревоги требуется оценка уровня шума. Оценки азимута  $\hat{\theta}$  и угла места  $\hat{\beta}$  формируются только в ЧО, в которых обнаружены сигнальные составляющие. Пример частотно-азимутальной панорамы, сформированной на основании энергетического обнаружения (рис. 1, а) представлен на рис. 1, б.

Стратегия первичного пеленгования и вторичного обнаружения состоит в первичном формировании оценок азимута и угла места ИРИ в каждом ЧО, по которым затем выносится решение о наличии или об отсутствии сигнала от ИРИ. В этой стратегии оценки азимута формируются для каждого ЧО. Признаком сигнальных ЧО является группировка оценок азимута, тогда как оценки, сформированные из шумовых отсчетов, распределены по всей области значений от 0 до 360° (рис. 2, а). Вторичное обнаружение основано на фиксации областей группировки оценок (рис. 2, б). Решающей статистикой может служить дисперсия оценки азимута в отсчете. При таком подходе не требуется формирование оценки уровня шума, но для обнаружения необходимо не менее 10 сформированных оценок азимута.



Сравнение указанных стратегий обнаружения и пеленгования ИРИ при отсутствии перекрытия спектров соседних сигналов показало следующее:

1. При одних и тех же данных вторичное обнаружение по оценкам азимута не имеет преимущества в пороговом отношении "сигнал/шум" перед первичным энергетическим обнаружением по амплитудному спектру.

2. Вычисление оценок азимута в каждом ЧО и последующее обнаружение требует больших вычислительных ресурсов и объема хранимых в памяти данных по сравнению с обнаружением по амплитудному спектру и дальнейшим пеленгованием в отсчетах, в которых присутствуют сигнальные составляющие.

3. Стратегия первичного энергетического обнаружения по амплитудному спектру и последующее пеленгование в сигнальных ЧО при одном и том же объеме наблюдаемых данных обеспечивает лучшую точность оценок азимута по сравнению с оценками, сформированными по стратегии первичного пеленгования.

Следует ожидать снижения эффективности вторичного обнаружения по оценкам азимута в условиях многолучевого распространения при пеленговании сильных сигналов из-за появления аномальных оценок азимута [7]. Вторичное обнаружение по оценкам азимута недопустимо при наличии в ЧО составляющих сигнала от нескольких ИРИ, так как в ЧО будет формироваться только одна недостоверная (смещенная) оценка азимута, которая не соответствует ни одному ИРИ.

Характеристики обнаружения и точности пеленгования, а также вычислительные преимущества свидетельствуют о целесообразности практической реализации первичного обнаружения по

амплитудному спектру и вторичного пеленгования в ЧО, содержащих сигналы.

Для определения уровня шума в каналах используется устойчивая при 80 %-й заполненности частотного диапазона квантильная оценка уровня шума по цензурированной выборке отсчетов периодограммы [8].

**Совместное обнаружение и пеленгование на основе методов с частотной селекцией** выполняется по схеме, приведенной на рис. 3. Матрица наблюдаемых данных  $XT_m$ ,  $m = \overline{0, M-1}$ , (1) преобразуется в частотную область:  $X_m = (x_m)_{nl}$ ,  $n = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ , где

$$(x_m)_{nl} = \sum_{i=1}^N (xt_m)_{il} w(i) \exp\left(\frac{-j2\pi n l}{N} i\right),$$

$$n = \overline{1, N}, \quad l = \overline{1, L},$$

причем  $w(\cdot)$  – функция временного окна.

$L$  выборок образуют спектрограмму, из которой формируется накопленный амплитудный спектр данных  $m$ -го канала, взаимный спектр данных каналов, оценивается уровень шума, обнаруживаются частотные составляющие сигналов; определяются ЧО, в которых присутствуют составляющие одного сигнала; на основе проверки принадлежности составляющих в соседних ЧО одному сигналу формируются оценки частотных интервалов сигналов и оценки УК  $\{\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k\}$  фазовым методом.

Минимальное число антенн, необходимое для однозначного формирования оценок азимута и угла места, равно трем ( $M=3$ ) (рис. 4,  $a$ ,  $\Delta$  – расстояние между элементами АР).

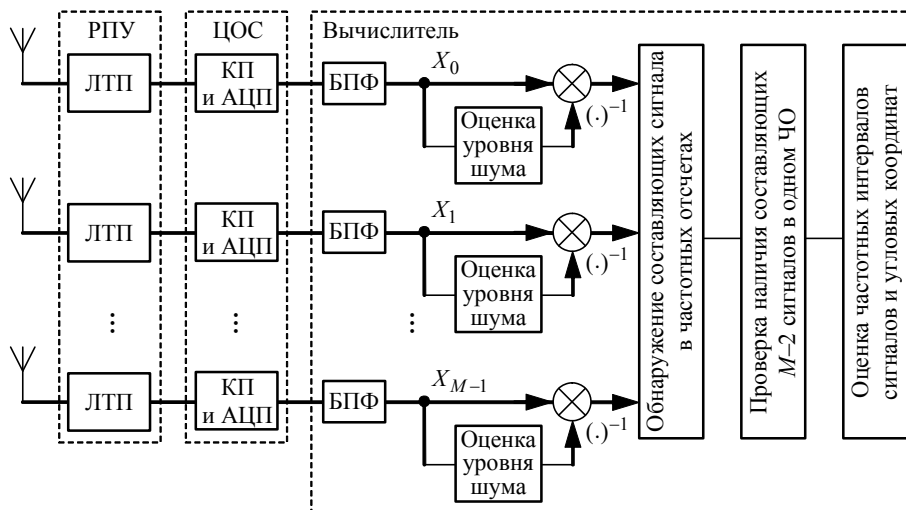


Рис. 3

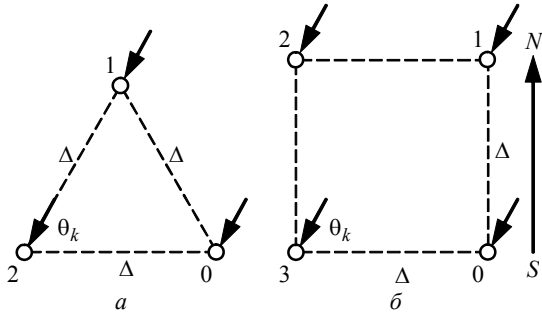


Рис. 4

Алгоритм, реализованный в вычислителе (рис. 3), позволяет обнаружить сигналы от ИРИ и сформировать несмещенные оценки азимута и угла места при отсутствии перекрытия спектра соседних сигналов. Однако при наличии всего лишь трех антенн в АР невозможно сформировать оценки перекрывающихся по спектру ИРИ на одной частоте. Поэтому для исключения формирования недостоверных оценок для ЧО, в которых присутствует несколько сигналов, оценки азимута не формируются.

Переход от равносторонней трехэлементной АР (рис. 4, а) к четырехэлементной квадратной АР (рис. 4, б) ( $M = 4$ ) в КВ-диапазоне позволяет формировать оценки азимута двух ИРИ, частично или полностью перекрывающихся по спектру. Четырехэлементная квадратная АР обладает свойством двойной инвариантности к сдвигу, которое использовано при разработке алгоритма [9]. Двойная инвариантность АР (рис. 4, б) к сдвигу проявляется в следующем:

- фазовые сдвиги  $k$ -го сигнала в подрешетке, образованной антеннами 0, 1, преобразуются в фазовые сдвиги подрешетки 3, 2 домножением на множитель  $\exp(j2\pi\Delta'_k \sin \theta_k \cos \beta_k)$ :

$$\begin{bmatrix} \exp(j\gamma_{3k}) \\ \exp(j\gamma_{2k}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(j\gamma_{0k}) \\ \exp(j\gamma_{1k}) \end{bmatrix} \cdot \exp(j2\pi\Delta'_k \sin \theta_k \cos \beta_k),$$

где  $\Delta'_k = f_k \Delta / c$  — расстояние между элементами АР в длинах волн для  $k$ -го сигнала;  $c$  — скорость света;

- фазовые сдвиги  $k$ -го сигнала в подрешетке 0, 3 преобразуются в фазовые сдвиги подрешетки 1, 2 домножением на множитель

$$\exp(j2\pi\Delta'_k \cos \theta_k \cos \beta_k).$$

Основные этапы алгоритма сохранили преемственность используемого в настоящее время алгоритма трехэлементной АР. Реализация алгоритма для четырехэлементной АР потребовала незначительной доработки программного обеспечения.

Для каждого  $n$ -го сигнального ЧО формируется выборка

$$Z_n = \begin{bmatrix} (x_{0n})_1 & \dots & (x_{0n})_L \\ (x_{1n})_1 & \dots & (x_{1n})_L \\ (x_{2n})_1 & \dots & (x_{2n})_L \\ (x_{3n})_1 & \dots & (x_{3n})_L \end{bmatrix},$$

составленная из  $n$ -х элементов матрицы (1). Вычисляется корреляционная матрица  $R = Z_n Z_n^H$  ("H" — символ эрмитова сопряжения), которая раскладывается по собственным векторам

$$E = [E_0 \ E_1 \ E_2 \ E_3],$$

$$E_i = [E_{0i} \ E_{1i} \ E_{2i} \ E_{3i}]^T, \quad i = \overline{0, 3}$$

("T" — символ транспонирования) и собственным числам  $\Lambda = [\lambda_0 \ \lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3]$ ,  $\lambda_0 > \lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$ .

Собственные числа  $\Lambda$  сравниваются с порогом, определяемым уровнем вероятности ложной тревоги. Фиксируется количество сигналов от ИРИ, которые присутствуют в  $n$ -м ЧО. Если  $d \leq 2$ , формируется сигнальное подпространство

$$E_s = \begin{cases} E_0, & d = 1, \\ [E_0 \ E_1], & d = 2. \end{cases}$$

Если  $d = 2$ , то с помощью матричных преобразований с векторами сигнального подпространства формируются оценки  $\hat{\Psi}_{x_n}$  и  $\hat{\Psi}_{y_n}$  операторов поворота:

$$\hat{\Psi}_{x_n} = \begin{bmatrix} \exp(j2\pi\Delta'_n \times \cos \theta_{n1} \cos \beta_{n1}) & 0 \\ 0 & \exp(j2\pi\Delta'_n \times \cos \theta_{n2} \cos \beta_{n2}) \end{bmatrix};$$

$$\hat{\Psi}_{y_n} = \begin{bmatrix} \exp(j2\pi\Delta'_n \times \sin \theta_{n1} \cos \beta_{n1}) & 0 \\ 0 & \exp(j2\pi\Delta'_n \times \sin \theta_{n2} \cos \beta_{n2}) \end{bmatrix}.$$

Операторы поворота связывают между собой элементы векторов сигнального подпространства:

$$\begin{bmatrix} E_{31} & E_{32} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{01} & E_{02} \\ E_{11} & E_{12} \end{bmatrix} \hat{\Psi}_{y_n};$$

$$\begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{01} & E_{02} \\ E_{31} & E_{32} \end{bmatrix} \hat{\Psi}_{x_n}.$$

С помощью собственных чисел  $\Lambda_{y_n}$ ,  $\Lambda_{x_n}$  оценок операторов поворота

$\hat{\Psi}_{x_n} = T_x \text{diag}(\Lambda_{x_n}) T_x^H$ ;  $\hat{\Psi}_{y_n} = T_y \text{diag}(\Lambda_{y_n}) T_y^H$   
( $T_x, T_y$  – собственные векторы оценок операторов поворота) вычисляются оценки азимутов

$$\hat{\theta}_n = (\hat{\theta}_{n1} \ \hat{\theta}_{n2}) = -\arctg[\arg(\Lambda_{y_n})/\arg(\Lambda_{x_n})]$$

и углов места

$$\hat{\beta}_n = (\hat{\beta}_{n1} \ \hat{\beta}_{n2}) = \arccos \sqrt{\arg^2(\Lambda_{y_n}) + \arg^2(\Lambda_{x_n})}.$$

Для определения указанных оценок необходимо, чтобы собственные числа оценок операторов поворота  $\hat{\Psi}_{x_n}$  и  $\hat{\Psi}_{y_n}$  соответствовали друг другу. Соответствие достигается вычислением взаимной корреляции собственных векторов  $T_y$  и  $T_x$ .

При  $d=1$  для вычисления оценок азимута при АР по рис. 4, б можно использовать выражения

$$\hat{\theta}_n = -\arctg[\arg(\hat{\gamma}_{3n})/\arg(\hat{\gamma}_{1n})]$$

или

$$\hat{\theta}_n = -45 - \arctg \left[ \frac{\arg(\hat{\gamma}_{1n}) - \arg(\hat{\gamma}_{3n})}{\arg(\hat{\gamma}_{2n})} \right].$$

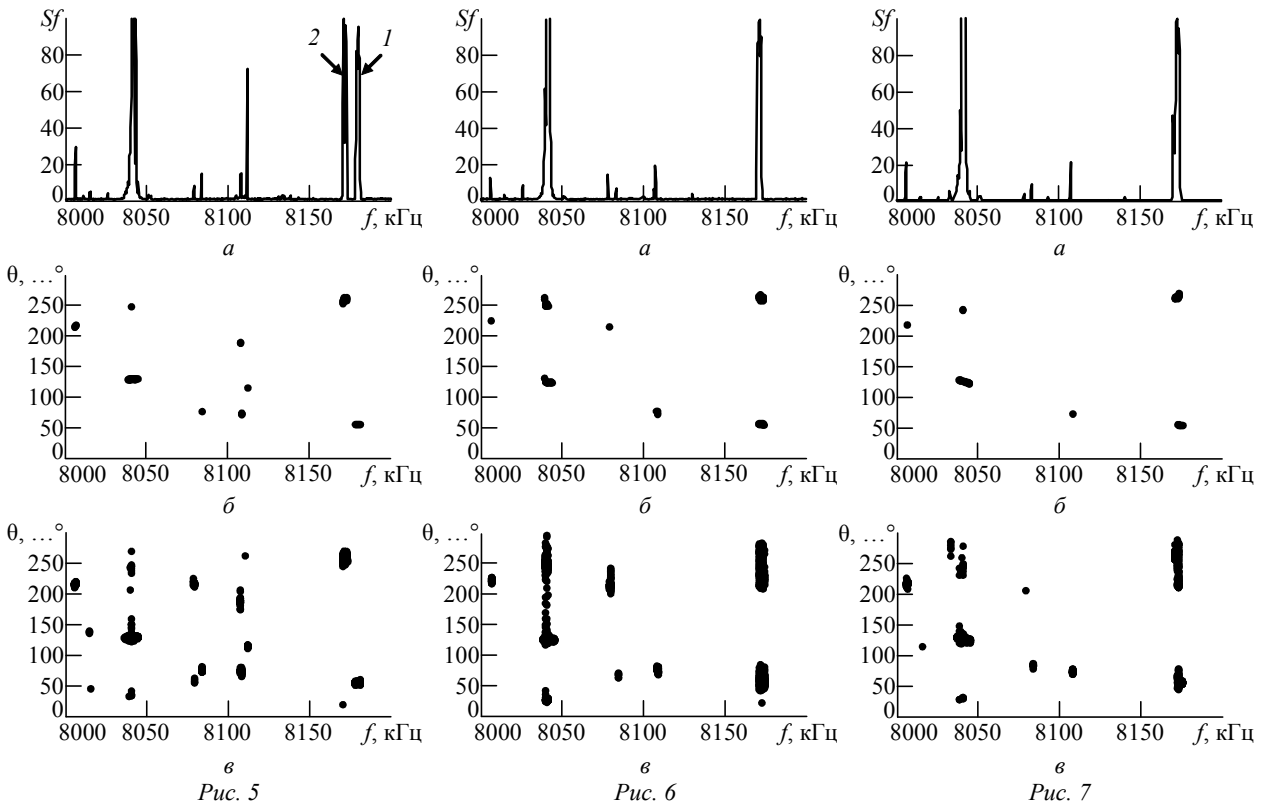
Результаты статистического имитационного моделирования показали, что для формирования несмещенных оценок азимута двух сигналов необходимо иметь  $L \geq 30$ .

На рис. 5–7 приведены фрагменты амплитудного спектра и частотно-азимутальных панорам реальных записей сигналов, полученных в соответствии со схемой на рис. 3 для  $M=4$ . Конфигурация АР соответствовала рис. 4, б, расстояние между антеннами  $\Delta=5.4$  м. Записи сделаны в полосе 1 МГц, частота дискретизации 1280 кГц. Перекрывание спектров двух сигналов создавалось перестройкой частоты местного гетеродина.

На рис. 5, а изображен фрагмент амплитудного спектра записи без перекрытия спектров гетеродина 1 и эфирного сигнала 2, расположенного левее сигнала гетеродина на частоте 8172 кГц. Частотно-азимутальные панорамы в отсутствие перекрытия изображены на рис. 5, б. Для сравнения на рис. 5, в приведена частотно-азимутальная панорама, полученная непосредственно из фазовых сдвигов ЧО без проверки наличия в них составляющих двух сигналов.

На обеих панорамах в отсутствие перекрытия оценки азимута ИРИ местного гетеродина и эфирного сигнала одинаковы и составляют  $260^\circ$  и  $58^\circ$ . На панораме (рис. 5, б) на частоте 8040 кГц выявлено 2 ИРИ с азимутами  $250^\circ$  и  $125^\circ$ . На рис. 5, б на частоте 8040 кГц оценки азимута не локализованы.

Результаты, соответствующие 100 %-му перекрытию спектров гетеродина и эфирного сигнала, приведены на рис. 6, а 30 %-му – на рис. 7.



Частотно-азимутальные панорамы на рис. 6, б и 7, б получены с проверкой наличия составляющих двух сигналов на одной частоте. На рис. 6, б, 7, б оценка азимута ИРИ гетеродина примерно одинакова:  $260 \pm 2^\circ$ , оценка эфирного сигнала  $57^\circ$ . Аномальные оценки, обусловленные интерференцией сигнала гетеродина и эфирного сигнала на частоте 8172 кГц, отсутствуют. На частоте 8040 кГц во всех случаях обнаружены 2 эфирных сигнала и сформированы оценки их азимута.

Для сравнения на рис. 6, в, 7, в изображены частотно-азимутальные панорамы, полученные непосредственно из фазовых сдвигов ЧО без проверки наличия в них составляющих двух сигналов. На указанных панорамах при перекрытии спектров сигнала гетеродина с эфирным сигналом выделяются две области группировки оценок азимута в области перекрытия:  $210 \dots 280^\circ$  и  $41 \dots 85^\circ$ . Однако, во-первых, эти оценки существенно хуже локализованы, чем на рис. 6, б и 7, б соответственно, и, во-вторых, в каждом такте обработки для одного ЧО формировалась только одна оценка азимута, которая принимала одно произвольное значение в зависимости от уровня замираний эфирного сигнала.

Вблизи частоты 8040 кГц на рис. 6, в, 7, в, как и на рис. 5, в, наблюдаются распределенные в широком диапазоне значений оценки азимута. Существенные флуктуации оценок азимута по области значений характерны при некоторых условиях многолучевого распространения сигнала одного ИРИ либо интерференции сигналов нескольких ИРИ.

Поскольку алгоритм с проверкой перекрытия спектров двух сигналов на частоте 8040 кГц сформировал в каждом такте две оценки, которые хорошо локализованы, можно сделать вывод о наличии сигналов двух ИРИ на частоте 8040 кГц.

**Совместное обнаружение и пеленгование при круговой коммутируемой  $M$ -элементной АР.** В УКВ-диапазоне для радиопеленгации применяются круговые коммутируемые  $M$ -элементные АР, конструктивно реализованные в одном изделии, что позволяет не тратить время на развертывание на местности.

Коммутация каналов позволяет использовать двух- или трехканальное РПУ вместо  $M$ -канального. В этом случае один канал является опорным, а другие – коммутируемыми. Поскольку когерентная обработка при коммутации невозможна, пеленг оценивается на основе оценок разностей фаз опорного и коммутируемых каналов.

Моделью наблюдаемых данных также является матрица (1), за исключением того, что в каждый момент времени доступны отсчеты опорного и подключенного к одной из  $m$  коммутируемых антенн канала,  $m = \overline{1, M-1}$ .

Разности фаз между  $n$ -ми ЧО опорного и коммутируемого каналов при круговой АР определяются следующим образом:

$$\gamma_{mn} = \frac{2\pi r}{\lambda_n} \cos \beta_k \left[ \cos \left( \theta_k - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \theta_k \right],$$

$$m = \overline{1, M-1},$$

где  $r$  – радиус АР;  $\lambda_n$  – длина волны в  $n$ -м ЧО.

При выполнении условия  $r/\lambda < 0.25$  оценки разностей фаз  $\hat{\gamma}_{mn}$  формируются однозначно, поэтому можно использовать оптимальную оценку азимута

$$\hat{\theta}_n = \arctg \frac{\sum_{m=1}^{M-1} \hat{\gamma}_{mn} \sin \left( \frac{2\pi m}{M} \right)}{\sum_{m=1}^{M-1} \hat{\gamma}_{mn} \cos \left( \frac{2\pi m}{M} \right)}. \quad (2)$$

С ростом частоты условие  $r/\lambda < 0.25$  нарушается. При этом некоторые оценки разностей фаз становятся неоднозначными и оценить азимут ИРИ по (2) невозможно.

При  $r/\lambda > 0.25$  используются оценки, максимизирующие модуль произведения вектора оценок взаимного спектра  $\mathbf{Y}_n = \{Y_{mn}\}$  и ожидаемого вектора оценок  $\mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \{G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta})\}$ ,  $m = \overline{1, M}$ , для имеющегося отношения  $r/\lambda_n$ :

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} |\mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n|. \quad (3)$$

Составляющие оценок взаимного спектра определяются следующим образом:

$$Y_{mn} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L [(x_m)_{nl} (x_0^*)_{nl}],$$

а элементы ожидаемого вектора

$$G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \exp \left\{ -j \frac{2\pi r}{\lambda_n} \left[ \cos \hat{\beta} \cos \left( \hat{\theta} - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \hat{\beta} \cos \hat{\theta} \right] \right\}.$$

Схема совместного обнаружения и пеленгования сигналов на основе данных  $M$ -элементной коммутируемой АР УКВ-диапазона приведена на рис. 8.

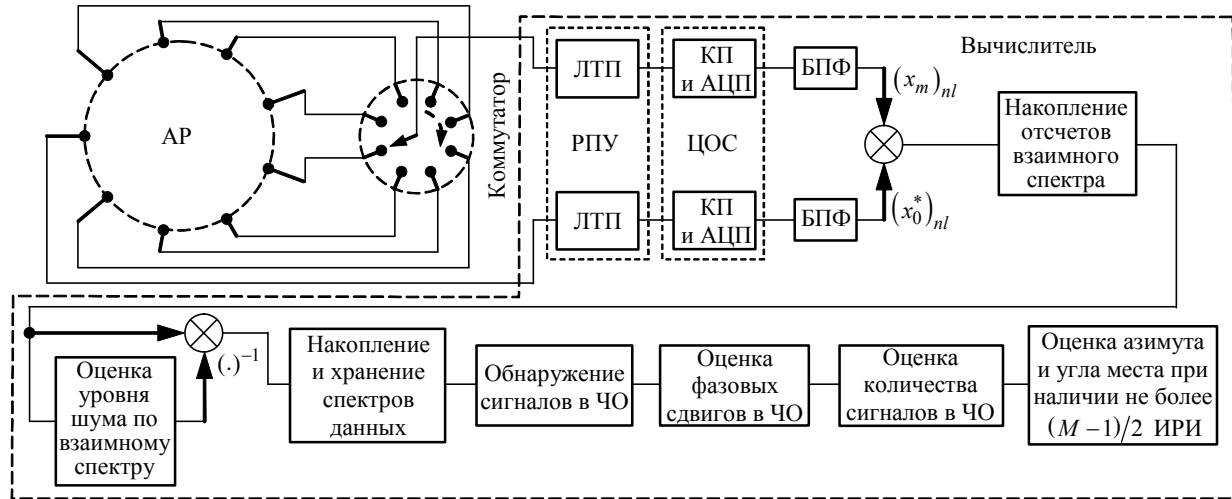


Рис. 8

Временные наблюдаемые данные (1) от коммутируемого и опорного каналов преобразуются с помощью БПФ в частотную область:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{0l} &= [(x_0)_{1l} \dots (x_0)_{Nl}]; \\ \mathbf{x}_{ml} &= [(x_m)_{1l} \dots (x_m)_{Nl}], \\ m &= \overline{1, M-1}, l = \overline{1, L}. \end{aligned}$$

Далее определяется взаимный спектр

$$(\mathbf{X}_m)_l = [(x_m)_{1l} (x_0^*)_{1l} \dots (x_m)_{Nl} (x_0^*)_{Nl}],$$

оценивается уровень шума взаимного спектра  $\sigma_{ml}$  и взаимный спектр нормируется на этот уровень:  $(\mathbf{X}_m)_l / \sigma_{ml}$ .

Обнаружение в каждом ЧО выполняется по накопленному суммарному взаимному спектру

$$\mathbf{X} = \frac{1}{L(M-1)} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(\mathbf{X}_m)_l}{\sigma_{ml}}.$$

Отсчеты накопленного суммарного взаимного спектра  $\mathbf{X} = (X_1 \dots X_N)$  сравниваются с порогом, установленным в соответствии с заданной вероятностью ложной тревоги, и определяются сигнальные ЧО. В сигнальных ЧО определяется число ИРИ, сигнальные составляющие которых присутствуют в отсчете.

Для круговой АР максимальное число ИРИ, для которых на одной частоте можно сформировать практически несмещенные оценки азимута, равно  $(M/2 - 1)$  [10].

Сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений, и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой во времени. Поэтому для оценки числа ИРИ следует сформировать матрицу

$$Z_n = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \frac{(x_1)_{n1} (x_0^*)_{n1}}{(x_0)_{n1} (x_0^*)_{n1}} & \dots & \frac{(x_1)_{nL} (x_0^*)_{nL}}{(x_0)_{nL} (x_0^*)_{nL}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{M-1})_{n1} (x_0^*)_{n1}}{(x_0)_{n1} (x_0^*)_{n1}} & \dots & \frac{(x_{M-1})_{nL} (x_0^*)_{nL}}{(x_0)_{nL} (x_0^*)_{nL}} \end{bmatrix},$$

состоящую из взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала:

$$\frac{(x_m)_{nl} (x_0^*)_{nl}}{(x_0)_{nl} (x_0^*)_{nl}}, \quad m = \overline{1, M}, l = \overline{1, L}.$$

Количество значимых сингулярных чисел  $Z_n$  или собственных чисел  $Z_n Z_n^H$  соответствует числу сигналов, присутствующих в ЧО.

Если это количество равно единице, то для формирования оценок азимута применимы выражения (2) или (3). При наличии более одного сигнала оценки азимута формируются на основе алгоритмов ESPRIT или MUSIC [3], [4], [11] из сингулярных векторов  $Z_n$  или собственных векторов  $Z_n Z_n^H$ .

Коммутирование приемных трактов ограничивает возможности обработки и снижает помехоустойчивость алгоритмов обнаружения и пеленгования. Использование многоканальных когерентных цифровых приемных устройств УКВ-диапазона, разработанных в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" и проходящих натурные испытания, позволит избежать коммутации сигналов элементов АР и реализовать когерентные алгоритмы обработки.

**Совместное обнаружение и пеленгование на основе методов выделения сигнального и шумового подпространств.** Обнаружение и оце-

нивание производится во временной области на основе MUSIC- или ESPRIT-подхода. Из многоканальных принятых данных формируются корреляционные матрицы наблюдений. Количество собственных чисел или сингулярных чисел такой матрицы, превысивших порог, определенный исходя из заданного уровня вероятности ложной тревоги, указывают число ИРИ, а соответствующие им собственные (сингулярные) векторы образуют сигнальное подпространство. Оставшиеся векторы образуют шумовое подпространство.

При ESPRIT-подходе оценки параметров ИРИ формируются на основе векторов сигнального подпространства, при MUSIC – на основе векторов шумового подпространства.

На основе ESPRIT-подхода разработаны алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования при использовании трех- и семиэлементной АР во временной области, подробно описанные в [11].

Алгоритмы, синтезированные на основе выделения сигнального и шумового подпространств, по принципу действия являются алгоритмами совместного обнаружения и пеленгования.

Дискретизация гармонического колебания обуславливает появление фазовых сдвигов между дискретными отсчетами в выборке. Фазовый сдвиг между  $n$ -м и  $(n+i)$ -м отсчетами, принадлежащими принятому от  $k$ -го ИРИ сигналу, в каждой из временных выборок (1) составляет  $\varphi_k = 2\pi f_k i / f_d$ . Формирование оценок частот ИРИ, неперекрывающихся по спектру, основано на определении  $\hat{\varphi}_k$ ,  $k = \overline{1, d}$ . Тогда оценки частоты  $\hat{f}_k = \hat{\varphi}_k f_d / (2\pi i)$ ,  $k = \overline{1, d}$ .

Вычисление оценки  $\hat{\varphi}_k$  основано на формировании хотя бы одной матрицы, строки которой образованы отсчетами наблюдаемых временных данных канала, сдвинутыми на каждой последующей строке на одну позицию относительно предыдущей [4]. Число строк определяется параметром сдвига  $V < NL/2$ ,  $V > d$ .

Для совместного обнаружения и оценивания частоты и УК ИРИ требуется сформировать такие матрицы для каждого  $m$ -го канала:

$$ZT_m = \begin{bmatrix} (xt_m)_1 & (xt_m)_2 & \dots & (xt_m)_{NL-V+1} \\ (xt_m)_2 & (xt_m)_3 & \dots & (xt_m)_{NL-V} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (xt_m)_V & (xt_m)_{V+1} & \dots & (xt_m)_{NL} \end{bmatrix},$$

$$m = \overline{0, M-1}.$$

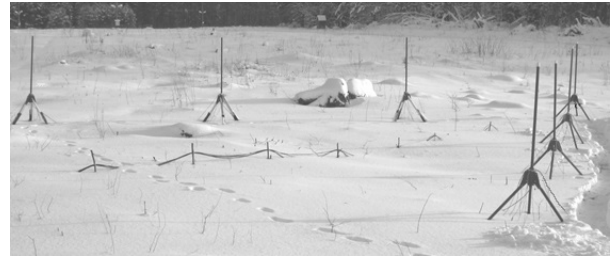


Рис. 9

Для получения оценок азимута и угла места формируется матрица

$$\mathbb{Z}_m = [ZT_0 \ \dots \ ZT_{M-1}]^T,$$

образованная матрицами  $ZT_m$ ,  $m = \overline{0, M-1}$ . Вы-

числяется корреляционная матрица  $R = \mathbb{Z}_m \mathbb{Z}_m^H$ , которая раскладывается по собственным векторам и числам. Количество значимых собственных чисел, превысивших установленный порог, определенный заданным уровнем вероятности ложной тревоги, определяет общее число ИРИ в рассматриваемой полосе. При уголкового АР, образованной двумя линейными АР, расположенными под углом друг к другу (рис. 9), в случае  $M = 3$  (треугольная АР) на одной частоте можно сформировать оценки только одного ИРИ, при  $M = 5$  – двух, при  $M = 7$  – трех ИРИ.

Оценки азимута, угла места и частоты формируются на основе матричных преобразований векторов сигнального подпространства, состоящего из собственных векторов, которым соответствуют собственные числа, превысившие порог [11].

Разработаны и исследованы по реальным записям сигналов алгоритмы при  $M = 3$  и 5.

На рис. 10, а представлен фрагмент спектра записи реальных сигналов на частоте 18 537 кГц<sup>1</sup> в зоне перекрытия спектров сигналов двух ИРИ.

Частотно-азимутальная панорама, полученная алгоритмом на основе сигнального подпространства при  $M = 7$ , приведена на рис. 10, б, при  $M = 3$  – на рис. 10, в, а алгоритмом на основе методов с частотной селекцией при  $M = 3$  – на рис. 10, г.

Рис. 10, б и в убедительно демонстрируют наличие двух ИРИ, перекрывающихся по спектру. Оценки азимута и угла места сформированы во всей полосе частот сигналов без разрывов.

Средние значения и среднеквадратические отклонения оценок азимута алгоритма на основе выделения сигнального подпространства при  $M = 7$

<sup>1</sup> На рис. 10–12 по оси абсцисс отложено отклонение частоты  $\Delta f_k$  от центральной частоты 18 537 кГц.

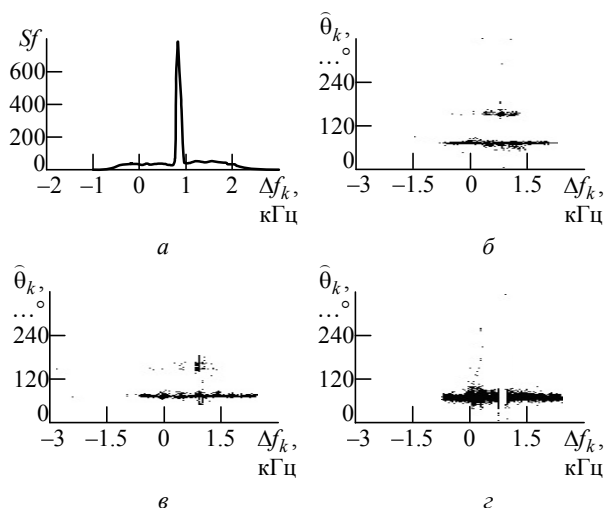


Рис. 10

составляют для первого ИРИ  $72^\circ$  и  $1.3^\circ$  соответственно, а для второго –  $152.8^\circ$  и  $2.8^\circ$ ; при  $M = 3$  для первого ИРИ  $72^\circ$  и  $1.7^\circ$ , а для второго –  $148^\circ$  и  $4.7^\circ$ . Оценка азимута второго ИРИ имеет смещение  $4^\circ$ .

Средние значения и среднеквадратические отклонения оценок, сформированные на основе оценок, полученных алгоритмом с частотной селекцией (рис. 10, г), при  $M = 3$  составляют для первого ИРИ  $72^\circ$  и  $2.7^\circ$  соответственно. В зоне перекрытия оценки обоих ИРИ не сформированы. Если бы в алгоритме отсутствовала проверка наличия составляющих двух сигналов в ЧО, то в зоне перекрытия формировалась бы недостоверная оценка азимута ИРИ  $145^\circ$  и  $4.1^\circ$ , не соответствующая ни одному ИРИ.

Алгоритмы на основе сигнального подпространства позволяют также сформировать квадратурные составляющие сигналов, принадлежащих разным ИРИ, перекрывающимся по частоте. Амплитудные спектры оценок сигналов обоих ИРИ, сформированные алгоритмом при  $M = 7$ , приведены на рис. 11, а и б, а при  $M = 3$  – на рис. 12, а и б.

Сравнение рис. 11 и 12 показывает, что обоими алгоритмами сформированы практически одинаковые оценки сигнала от первого ИРИ (азимут  $72^\circ$ ). На рис. 12, б спектр сигнала второго ИРИ в области перекрытия со спектром первого ИРИ имеет провал, наличие которого обусловлено плохой разделимостью векторов сигнального подпространства, относящихся к первому и второму ИРИ, при  $M = 3$ .

На рис. 11, б спектр оценки второго ИРИ провала не содержит, поскольку  $M = 7$ .

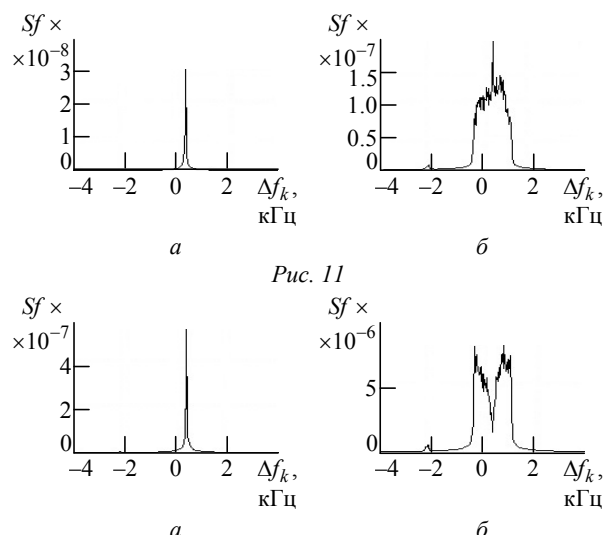


Рис. 11

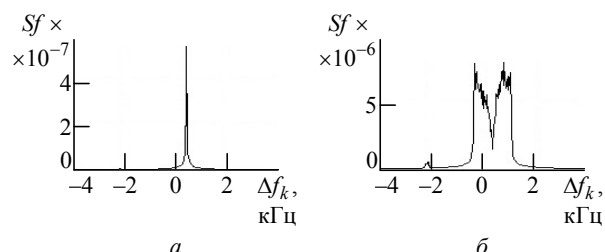


Рис. 12

Результаты экспериментального исследования статистическим имитационным моделированием и по реальным записям сигнала свидетельствуют о том, что алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования на основе выделения сигнального подпространства:

- при одинаковой АР обеспечивают более высокую точность пеленгования, чем алгоритмы, синтезированные на основе метода с частотной селекцией;
- позволяют сформировать оценки квадратурных составляющих сигнала ИРИ;
- требуют больших вычислительных ресурсов, чем алгоритмы, синтезированные на основе метода с частотной селекцией.

В настоящей статье представлены основные методы и реализованные на их основе алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования, предназначенные для панорамного радиомониторинга. Алгоритм при трехэлементной АР на основе метода с частотной селекцией успешно реализован и применяется на практике.

Анализ баз данных оценок УК ИРИ показывает наличие 10 % аномальных оценок. Появляющиеся аномальные измерения обусловлены в основном многолучевым распространением. Разработка алгоритма пеленгования при многолучевом распространении и реализация в реальном времени являются сложной задачей. Поэтому сейчас активно ведутся исследования по вторичной обработке результатов измерений УК ИРИ.

Проводится реализация алгоритма четырехэлементной АР в реальном времени с учетом перекрытия спектров двух сигналов и алгоритма при коммутируемой круговой АР.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. 2-е изд., испр. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. 320 с.
2. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. А. П. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
3. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. on Acoust., Speech, and Sign. Proc. 1989. Vol. ASSP-37, № 7. P. 984–995.
4. Lemma A. N., Van der Veen A. J. Analysis of Joint Angle-Frequency Estimation Using ESPRIT // IEEE Trans. on Sign. Proc. 2003. Vol. SP-51, № 5. P. 1264–1283.
5. Богданович В. А., Стенюков Н. С., Шевченко М. Е. Алгоритмы обнаружения сигналов в системах частотного радиомониторинга // Конф. "Научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля", СПб., 31 мая–2 июня 2005 г. СПб.: Изд-во СПбИИ РАН "Нестор-История", 2005. С. 33.
6. Lemma A. N., Deprettere E. F., Veen A. J. Experimental analysis of antenna coupling for high-resolution DOA estimation algorithms // Proc. of 2<sup>nd</sup> IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Annapolis, 9–12 May 1999. Piscataway: IEEE, 1999. P. 362–365.
7. Гутин В. С., Шевченко М. Е. Возникновение аномальных оценок направлений источников радиоизлучения в условиях многолучевого распространения // 3-я Всерос. конф. "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации" (РСПОВИ-2013), Смоленск, 26–28 июня 2013 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2013. С. 166–169.
8. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.
9. Шевченко М. Е., Задирако Д. О. Совместное обнаружение и пеленгование источников радиоизлучения с помощью четырехэлементной антенной решетки при перекрытии спектров соседних сигналов // 5-я Всерос. конф. (с междунар. участием) "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации" (РСПОВИ-2015). М., 28–30 окт. 2015 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2015. С. 73–77.
10. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 5. С. 33–38.
11. Шевченко М. Е. Алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования на основе методов сигнальных подпространств. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 160 с.

M. E. Shevchenko, D. O., Zadirako, D. N. Faizullina, V. N. Malyshev  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

N. S. Stenyukov, M. S. Shmyrin  
JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg)

### Methods and Algorithms of Wide Band Radiomonitoring under Small Element Antenna Arrays

*Methods of panoramic radiomonitoring and developed on their basis algorithms for joint detection and direction finding in a wide band of frequencies are presented. The block diagrams and panoramas illustrating the results of the algorithms are given.*

Antenna array, joint detection and direction finding, azimuth and elevation angle estimation, KV-VHF-band, radio sources, overlapping spectra, phase direction finding

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2016 г.

УДК 519.718.2

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

## Функциональное диагностирование узлов радиосистем со статическими нелинейностями

*Рассмотрена задача функционального диагностирования узлов, входящих в состав радиотехнических систем, имеющих статическую нелинейность и допускающих декомпозицию на компоненты со скалярными входами и выходами. Показано, что в этом случае можно построить средства функционального диагностирования в виде банка наблюдателей, позволяющего решить задачу не только обнаружения, но и локализации ошибок с максимально возможной глубиной. Предложен алгоритм синтеза средств диагностирования, работа которого проиллюстрирована примером.*

**Объект диагностирования, средства диагностирования, обнаружение и локализация ошибок, наблюдатель состояний, вектор состояния, матрица соответствия**

Современные радиотехнические системы, как правило, имеют в своем составе электромеханические и механические узлы, предназначенные, к примеру, для поворота антенн радиолокаторов, вращения гониометров в пеленгаторах и т. п. Надежностные характеристики таких узлов обычно хуже, чем у электронных блоков, а потеря работоспособности хотя бы одним из них нередко вызывает полный отказ системы. Указанное обстоятельство заставляет при проектировании радиосистем использовать технические решения, позволяющие существенным образом повысить надежность упомянутых узлов, оставаясь при этом в рамках допустимых затрат. Одним из наиболее эффективных мероприятий, позволяющим повысить надежность восстанавливаемых систем, принято считать введение в их состав средств диагностирования, в частности средств функционального диагностирования (ФД). Последние позволяют в режиме штатной работы производить мониторинг технического состояния систем в реальном масштабе времени, а также в любом случае повышают достоверность их функционирования.

Применительно к электромеханическим и механическим узлам радиосистем решение задачи ФД обладает определенной спецификой. С одной стороны, с точки зрения теории они являются частным случаем динамических систем, следовательно, решение необходимо искать в классе либо неполноразмерных, либо полноразмерных диагностических моделей [1]. Упомянутые модели обычно реализуются на базе компонентов, составляющих объект диагностирования (ОД). Однако такой подход неприемлем для механических

и электромеханических узлов по причинам экономического и энергетического характера. Другой вариант реализации предполагает построение средств ФД в виде программных модулей, реализуемых на компьютерах. В этом случае в ОД вводятся датчики для отслеживания поведения его компонентов, векторов состояний и выхода. При этом средства ФД могут иметь размерность (порядок), равную размерности ОД или даже превышающую ее. Ввиду относительно малой стоимости и экономичности современных компьютеров высокий порядок реализованных с их помощью диагностических моделей не приводит к существенному росту экономических и энергетических затрат.

Рассматриваемые ОД обладают свойством, существенно облегчающим ФД: их можно подвергнуть декомпозиции на ряд звеньев, имеющих скалярные входы и выходы, т. е. каждое звено имеет один вход и один выход. Техническая реализация ОД, как правило, является совокупностью таких звеньев, связанных между собой в соответствии с некоторой структурной схемой. Элементы (звенья) схемы могут иметь статическую нелинейность, их выходы  $z_i$  являются компонентами вектора состояний  $\mathbf{z}$  ОД, причем поведение этого вектора может быть задано во временной области системой интегральных уравнений или в области комплексных частот системой изображений по Лапласу. В последнем случае линейные узлы описываются передаточной функцией  $W$ , а нелинейные – некоторой нелинейной функцией  $\varphi$ . На структурной схеме комплексная переменная  $p$  обычно опускается (рис. 1).

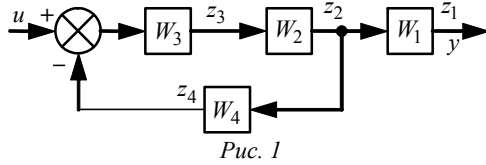


Рис. 1

Структурная схема на рис. 1 описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} y(p) = z_1(p); \\ z_1(p) = W_1(p)z_2(p); \\ z_3(p) = W_3(p)u(p) - W_3(p)z_4(p); \\ z_4(p) = W_4(p)z_2(p), \end{cases}$$

в которой все переменные представляют собой изображения по Лапласу входных и выходных сигналов отдельных звеньев.

Изложенные положения позволяют поставить задачу ФД следующим образом.

Пусть узел радиотехнической системы (ОД) задан структурной схемой, представляющей собой совокупность звеньев со скалярными входами и выходами, причем законы функционирования звеньев в области комплексных частот известны. Необходимо построить для такого ОД устройство ФД (УФД) в виде совокупности средств ФД отдельных звеньев (банка наблюдателей), обеспечивающее обнаружение произвольных ошибок в паре ОД–УФД и их локализацию с максимально возможной глубиной, в идеальном случае – с точностью до звена.

Будем считать, что ОД состоит из  $n$  узлов, а его вектор управления  $\mathbf{u}$  имеет размер  $l$ . Тогда в соответствии с [2] и [3] после перехода в область комплексных частот его поведение в пространстве состояний определяется матричным уравнением вида

$$\mathbf{z}(p) = F(p, \mathbf{\Theta})\mathbf{z}(p) + G(p)\mathbf{u}(p), \quad (1)$$

где компоненты вектора  $\mathbf{z}$  размера  $n$  представляют собой сигналы на выходах отдельных звеньев;  $F$  и  $G$  – матрицы с размерами  $n \times n$  и  $n \times l$  соответственно, содержащие передаточные функции (ПФ) отдельных звеньев и статические нелинейности (СН);  $\mathbf{\Theta} = \{\Theta_i\}$ ,  $\Theta_i \in 0, 1$  – вектор, фиксирующий наличие ошибок в ПФ и СН: если в  $i$ -й ПФ или СН возник дефект, породивший ошибку на ее выходе, то его  $i$ -й компонент  $\Theta_i = 1$ , в противном случае  $\Theta_i = 0$ .

Ненулевые элементы матрицы  $F$  связывают между собой компоненты вектора  $\mathbf{z}$ , получаемые на выходах одних звеньев и подаваемые на входы каких-либо других звеньев структурной схемы.

Отметим, что в (1) компоненты матричного произведения  $F(p, \mathbf{\Theta})\mathbf{z}(p)$  интерпретируются нетривиальным образом: если элемент  $F_{ij}$  матрицы  $F$ , стоящий на пересечении  $i$ -й строки и  $j$ -го столбца, – передаточная функция, компонента  $F_{ij}z_j(p)$  понимается как обычное произведение ПФ  $F_{ij}(p)$  на переменную  $z_j(p)$ , если же  $F_{ij}$  – статическая нелинейность, то  $F_{ij}z_j(p)$  – нелинейная функция  $F_{ij}$  с аргументом  $z_j(p)$ , где  $z_j$  –  $j$ -я компонента вектора  $\mathbf{z}$ .

Как уже указывалось, для наблюдения за состояниями ОД в него вводятся датчики, формирующие некоторый вектор выхода  $\mathbf{y}$ . В результате задача ФД решается путем анализа векторов  $\mathbf{u}$  и  $\mathbf{y}$ . При этом  $j$ -я компонента  $\mathbf{y}$  связывается с  $k$ -й компонентой  $\mathbf{z}$  функцией  $h_j$ , которая может быть нелинейной, но, как правило, монотонна [4]. В последнем случае существует обратная функция  $h_j^{-1}$ : если  $y_j(p) = h_j[z_k(p)]$ , то  $z_k(p) = h_j^{-1}[y_j(p)]$ .

Трактуя матричное произведение так же, как в (1), получим  $\mathbf{y}(p) = H_y\mathbf{z}(p)$  и  $\mathbf{z}^*(p) = H_y^{(-1)}\mathbf{y}(p)$ , где  $H_y$  – матрица с размерами  $m \times n$  ( $m \leq n$  – размер вектора выхода  $\mathbf{y}$ ),  $j$ -я строка которой содержит  $h_j$  в  $k$ -й позиции и нули во всех остальных;  $\mathbf{z}^*(p)$  – вектор, составленный из наблюдаемых компонент вектора  $\mathbf{y}(p)$ ;  $H_y^{(-1)}$  – матрица с размерами  $m \times m$ , псевдообратная к  $H_y$ : ее ненулевые элементы  $h_{jj}^{-1}$  находятся только в главной диагонали, каждый из них равен  $h_j^{-1}$  ( $j$  – номер строки).

Поскольку  $h_j h_j^{-1} = 1$ , справедливо соотношение

$$H_y^{(-1)} H_y \mathbf{z}(p) = H \mathbf{z}(p) = \mathbf{z}^*(p), \quad (2)$$

где  $H$  – матрица с размерами  $m \times n$ , в которую переходит  $H_y$  после замены ненулевых элементов на 1.

Если  $m = n$  и  $j = k$ , то  $H_y$  и  $H_y^{(-1)}$  взаимно обратны, а  $H$  – единичная матрица  $E$ .

Задачу построения УФД в виде наблюдателя состояний для линейного ОД можно решить преобразованием исходной системы в каноническую форму Кронекера, содержащую  $m$  подсистем, сумма раз-

меров которых равна размеру исходной системы. Алгоритм такого преобразования изложен, в частности, в [4]. При этом каждая компонента вектора состояния преобразованной системы в общем случае может представлять собой линейную комбинацию аналогичных компонент исходной системы.

В рассматриваемом случае ОД содержит нелинейности, поэтому переход к канонической форме Кронекера, где компоненты вектора состояния подвергаются нетривиальным линейным преобразованиям, может оказаться некорректным. В принятой постановке задачи, где УФД представляет собой банк, состоящий из  $m$  наблюдателей, сумма их размеров может превышать размер ОД, причем задача синтеза такого банка в первую очередь включает в себя задачу построения некоторой матрицы соответствия  $T$ , устанавливающей связь между компонентами векторов состояния ОД и наблюдателей. Эта матрица должна выделять из исходной системы (т. е. ОД) необходимую подсистему, поэтому каждая ее строка будет содержать только один ненулевой элемент, равный единице, в некоторой позиции. Справедливость данного положения следует из того, что наличие в составе любой строки матрицы  $T$  хотя бы двух ненулевых элементов приводит к тому, что соответствующая компонента вектора состояния УФД становится комбинацией двух компонент вектора  $\mathbf{z}$ . Это, в свою очередь, приведет к преобразованию выражения  $F_{ij}(z_k) + F_{ij}(z_l)$  в описании ОД к виду  $F_{ij}(z_k + z_l)$ , что при нелинейности  $F_{ij}$  недопустимо.

Найдем матрицу  $T$  и УФД, считая, что каждый наблюдатель из банка задан уравнениями вида

$$\begin{cases} \mathbf{z}^*(p) = F^*(p)\mathbf{z}^*(p) + \\ + G^*(p)\mathbf{u}(p) + S(p)\mathbf{y}(p); \\ \mathbf{y}^*(p) = H^*\mathbf{z}^*(p), \end{cases} \quad (3)$$

в которых символом "\*" отмечены описывающие его матрицы и векторы, а матрица  $S$  определяет вклад вектора выхода  $\mathbf{y}$  в формирование наблюдателя и подлежит определению. При отсутствии ошибок в ОД должно выполняться равенство

$$\mathbf{r}(p) = \mathbf{y}^*(p) - R\mathbf{y}(p) = 0, \quad (4)$$

где  $\mathbf{r}(p)$  – вектор ошибки (невязки), на основе анализа которого принимается решение о наличии или отсутствии дефектов в ОД;  $R$  – постоянная матрица-строка.

Потребуем, чтобы при отсутствии ошибок для искомой матрицы соответствия  $T$  с размерами  $k \times n$  ( $k \leq n$ ) выполнялось равенство

$$T\mathbf{z}(p) = \mathbf{z}^*(p). \quad (5)$$

Положив, что все матрицы в (4) и (5) содержат только передаточные функции, можно, исходя из соотношений (1), (3)–(5), получить известные матричные уравнения [4]:

$$T \cdot F = F^* \cdot T + S \cdot H; \quad G^* = T \cdot G; \quad R \cdot H = H^* \cdot T. \quad (6)$$

При наличии в (1) статических нелинейностей для обоснования справедливости первого из уравнений (6) заметим, что из соотношений (1), (3) и (5) следует равенство  $(T \cdot F)\mathbf{z} = (F^* \cdot T)\mathbf{z} + (S \cdot H)\mathbf{z}$ . Если  $(T \cdot F)_{ij}^1$  – статическая нелинейность, то, как отмечено ранее, произведение  $(T \cdot F)_{ij} z_j(p)$  понимается как нелинейная функция  $(T \cdot F)_{ij}$  с аргументом  $z_j(p)$ . Тогда согласно правилам определения разности двух нелинейных функций:

$$(T \cdot F)_{ij} z_j - (F^* \cdot T)_{ij} z_j = (T \cdot F - F^* \cdot T)_{ij} z_j.$$

Таким образом, из равенства  $(T \cdot F)\mathbf{z} = (F^* \cdot T)\mathbf{z} + (S \cdot H)\mathbf{z}$  следует  $T \cdot F = F^* \cdot T + S \cdot H$ , т. е. соотношение (5) справедливо и при рассматриваемом типе нелинейности.

Искомый наблюдатель строится в два этапа:

1. Анализируется возможность реализации его в виде, когда на вход наблюдателя поступает только вектор  $\mathbf{u}$ , а вектор выхода ОД используется лишь для генерации невязки согласно (4). В этом случае ОД и наблюдатель связаны отношением гомоморфизма [1].

2. При невозможности такой реализации производится доработка наблюдателя.

На первом этапе этой процедуры матрица  $S$  принимается равной нулю и выражение для определения матрицы  $F^*$  принимает вид

$$T \cdot F = F^* \cdot T. \quad (7)$$

Для определения матрицы  $F^*$  воспользуемся тем обстоятельством, что в каждой строке матрицы  $T$ , как отмечено ранее, содержится не более одного ненулевого элемента, равного единице. Этот факт, а также соотношение между числом строк и столбцов матрицы  $T$  ( $k \leq n$ ) приводят к

<sup>1</sup> Здесь, как и ранее,  $(T \cdot F)_{ij}$  – элемент произведения  $(T \cdot F)$ , стоящий на пересечении  $i$ -й строки и  $j$ -го столбца.

справедливости выражения  $T \cdot T^T = E$ , где  $^T$  – операция транспонирования;  $E$  – единичная матрица. Таким образом, матрица  $T^T$  является правой обратной для  $T$ . Исходя из этого, выражение (7) преобразуется следующим образом:

$$F^* = T \cdot F \cdot T^T. \quad (8)$$

Для выяснения возможности варианта реализации наблюдателя с полученной матрицей  $F^*$  необходимо проверить справедливость равенства (7). На практике оно выполняется достаточно редко, поэтому, как правило, приходится возвращаться к общему случаю, когда справедливо первое равенство в (6). Перепишем его в виде

$$S \cdot H = T \cdot F - F^* \cdot T.$$

Для определения матрицы  $S$  воспользуемся формулой для правой псевдообратной матрицы  $H^+$  [5]. Формула для ее определения вида  $H^+ = H^T (H \cdot H^T)^{-1}$  справедлива, если матрица  $H$  вещественна, имеет полный ранг и число ее строк меньше числа столбцов. Поскольку матрица  $H$  имеет специальный вид (см. (2)), то все эти условия соблюдаются.

Таким образом, окончательно получим:

$$S = (T \cdot F - F^* \cdot T) \cdot H^+. \quad (9)$$

Из второго равенства в (6) по известной матрице  $R$  находится  $H^*$ :

$$H^* = R \cdot H \cdot T^T. \quad (10)$$

Таким образом, для построения наблюдателя необходимо определить матрицы  $T$  и  $R$ , а затем, используя выражения (6), (8)–(10), получить матрицы описания УД.

Если  $j$ -й датчик имеет нелинейную характеристику, т. е.  $y_j = h_j(z_k)$ , а  $Ry = y_j$ , то соотношение  $y^* = H^* z^*$  примет вид  $y^* = h_j(H^* z^*) = h_j(z_1^*)$ , поскольку при выбранном способе определения матрицы  $H^*$  (10) произведение  $H^* z^*$  выделяет первую компоненту вектора  $z_1^*$ . Кроме того, все вхождения компоненты  $y_j$  в наблюдатели, построенные в предположении линейности характеристики этого датчика, заменяются на  $h_j^{-1}(y_j)$ ,  $j = \overline{1, m}$ .

Для определения матриц  $T$  и  $R$  предлагается алгоритм, построенный по аналогии с известным

в теории линейных систем разложением системы на  $m$  подсистем в соответствии с инвариантами Кронекера. В отличие от известного алгоритма предложенный не предполагает нетривиальных линейных преобразований вектора состояния. Считается, что выход каждой из определенных подсистем совпадает с некоторым выходом ОД, а ее входами являются входы и выходы исходной системы. Известно [6], что инварианты Кронекера для линейных систем могут быть получены на основе матриц управляемости и наблюдаемости. Для задачи, рассмотренной в настоящей статье, воспользуемся аналогом матрицы наблюдаемости.

Алгоритм включает следующие операции:

1. Для каждой строки матрицы  $H$  определяется номер столбца, содержащего ненулевой элемент. Этот номер вносится во множество  $N$ . Положить  $j = 1$ .

2. Для  $j$ -й строки матрицы  $H$  определяются номера ненулевых элементов. Эти номера включаются во множество  $M$ .

3. Вводится матрица  $H_0 = H \cdot F$ .

4. Для  $j$ -й строки матрицы  $H_0$  образуется множество  $M_0$  из номеров столбцов, содержащих ненулевые элементы.

5. Определяются совпадающие элементы множеств  $M_0$  и  $N$ .

6. В  $j$ -й строке матрицы  $H_0$  обнуляются элементы, соответствующие найденным совпадающим элементам.

7. Из множества  $M_0$  исключаются элементы, совпадающие с элементами множества  $N$ .

8. Определяются совпадающие элементы множеств  $M_0$  и  $M$ .

9. В  $j$ -й строке матрицы  $H_0$  обнуляются элементы, соответствующие найденным в п. 8 совпадающим элементам.

10. Из множества  $M_0$  исключаются элементы, совпадающие с элементами множества  $M$ .

11. Если  $H_{0j} \neq 0$ , множество  $M$  дополняется элементами из множества  $M_0$ . Выполняются перепределение  $H_0 = H_0 \cdot F$  и переход к п. 5.

12. Если  $H_{0j} = 0$ , определяются матрицы  $T$  и  $R$ . Матрица-строка  $R$  имеет число столбцов, равное количеству выходов системы, и содержит единицу в  $j$ -й позиции, в остальных – нули. Количество строк матрицы  $T$  равно мощности множе-

ства  $M$ , количество столбцов – числу  $n$ ;  $i$ -я строка этой матрицы содержит единицу в позиции, номер которой равен  $i$ -му элементу множества  $M$ , остальные элементы строки – нули.

13. Согласно выражениям (6), (8)–(10) рассчитываются матрицы описания наблюдателя  $G^*$ ,  $F^*$ ,  $S$ ,  $H^*$ .

14. Если  $j = m$  – конец процедуры. Иначе положить  $j = j + 1$  и перейти к п. 2.

Алгоритм выполняется для каждой строки отдельно до обнуления элементов строк.

Поясним отдельные шаги алгоритма. Множество  $N$  содержит номера компонент вектора  $z$ , совпадающих с компонентами вектора выхода системы; будем называть их измеряемыми компонентами.

Операция определения совпадающих элементов множеств  $M_0$  и  $N$  позволяет выяснить, какие компоненты вектора  $z$ , выделенные на текущем шаге алгоритма, являются измеряемыми. Обнуление элементов  $j$ -й строки матрицы  $H_0$  исключает из дальнейшей процедуры поиска такие компоненты.

Операция определения совпадающих элементов множеств  $M_0$  и  $M$  позволяет выяснить, какие компоненты вектора  $z$ , выделенные на текущем шаге алгоритма, уже выбраны для построения текущего наблюдателя. Исключение этих компонент позволяет построить наблюдатели для систем, содержащих ненаблюдаемые петли обратной связи. Как и в предыдущей операции, обнуление элементов  $j$ -й строки матрицы  $H_0$  исключает из дальнейшей процедуры поиска такие компоненты и препятствует закликиванию алгоритма.

Если  $H_{0j} = 0$ , то выделенная в результате работы алгоритма  $j$ -я подсистема в качестве входов имеет только входы и выходы ОД и, следовательно, может быть использована в качестве  $j$ -го наблюдателя. Аналогичный результат получен в [7] для линейных динамических систем, заданных в пространстве состояний.

На основе блок-схемы предложенного алгоритма (рис. 2) разработана программная реализация с использованием пакета Matlab + Simulink фирмы "MathWork Inc".

В качестве примера построим УФД для азимутального канала электросилового следящего привода (ЭСП) антенного устройства радиотелескопа в режиме "автосопровождение" (рис. 3). Аппаратура ЭСП обеспечивает наведение антенного устройства по азимуту с заданной скоростью и ускорением.

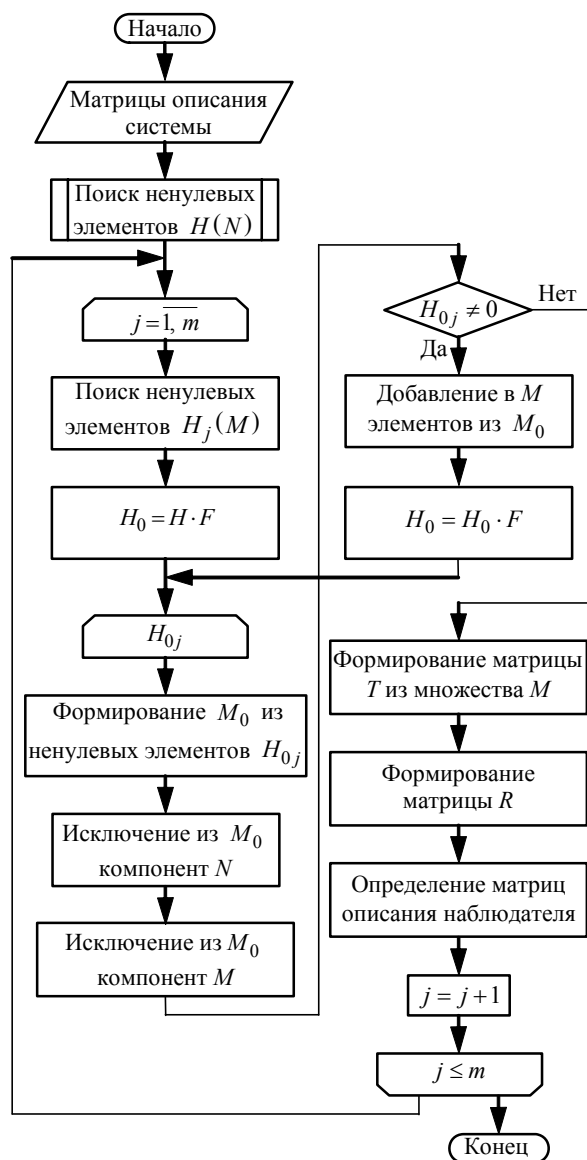


Рис. 2

Схема содержит 19 динамических элементов и 7 замкнутых контуров обратной связи. Динамические свойства объекта диагностирования описываются следующими передаточными функциями:

$$W_1 = \frac{1}{0.0013p^2}; \quad W_2 = 0.000798p + 0.208; \quad W_3 = \frac{1}{p};$$

$$W_4 = \frac{125}{p}; \quad W_5 = 0.12; \quad W_6 = \frac{0.667}{0.046p + 1};$$

$$W_7 = \frac{1}{0.02p^2 + 0.2p + 1}; \quad W_8 = 100; \quad W_9 = 1.7;$$

$$W_{10} = \frac{0.6p + 0.26}{p}; \quad W_{11} = 120; \quad W_{12} = 1.2;$$

$$W_{13} = 1.4p + 0.7; \quad W_{14} = 0.0015; \quad W_{15} = 270;$$

$$W_{16} = \frac{0.74p}{3p + 1}; \quad W_{17} = 0.955; \quad W_{18} = 0.053;$$

$$W_{19} = 0.001.$$



Эти множества содержат номера компонент вектора  $\mathbf{z}$ , ошибочные значения которых обнаружит разрабатываемый наблюдатель.

На основе множеств  $M_1 - M_{10}$  по описанной методике получим матрицы, задающие составляющие банка наблюдателей (3), а затем и их структурные схемы (рис. 4).

Для оценки способности УД к различению неисправностей составим на основе множеств  $M_i$  таблицу значений индикаторов (табл. 1) и таблицу соответствия неисправностей различным значениям индикаторов (табл. 2). Индикаторы принимают значения 1, в случае если  $i$ -й наблюдатель чувствителен к неисправности рассматриваемого звена, и 0 – в противном случае.

Полученные таблицы характеризуют достигну-  
тую в результате решения задачи диагностирования  
глубину поиска. Из анализа таблиц следует, что уда-  
ется различить неисправности в звеньях 1, 10, 11, 12,  
14, 15, 17, 19; неисправности в группах {2, 3, 4, 5},  
{6, 7, 13}, {8, 16}, {9, 18} остались неразличимы.  
Таким образом, для рассматриваемого примера  
построенное УФД позволяет различить 12 клас-  
сов дефектов для ОД, состоящего из 19 звеньев.

Диагностическое моделирование азимутально-го канала ЭСП антенного устройства радиотеле-скопа с построенным банком наблюдателей произ-водилось с помощью пакета Matlab + Simulink фирмы "MathWork Inc". Для него были использо-ваны номинальные параметры, соответствующие исправному объекту диагностирования. Неисправ-ность вводилась как событие, вызывающее в мо-мент времени  $t = 1$  скачкообразное изменение па-раметров объекта на 10 %, что вызывало соответ-ствующую реакцию банка наблюдателей. Так, при указанной неисправности звена  $W_6$  возникала не-вязка между выходами первого ( $r_1$ ), шестого ( $r_6$ ),

$$\begin{aligned} H_{1,1} &= 1; \quad H_{2,8} = 1; \quad H_{3,9} = 1; \quad H_{4,10} = 1; \quad H_{5,11} = 1; \\ H_{6,12} &= 1; \quad H_{7,14} = 1; \quad H_{8,15} = 1; \quad H_{9,17} = 1; \\ H_{10,19} &= 1. \end{aligned}$$

В результате реализации предложенного алгоритма получим набор множеств:

21

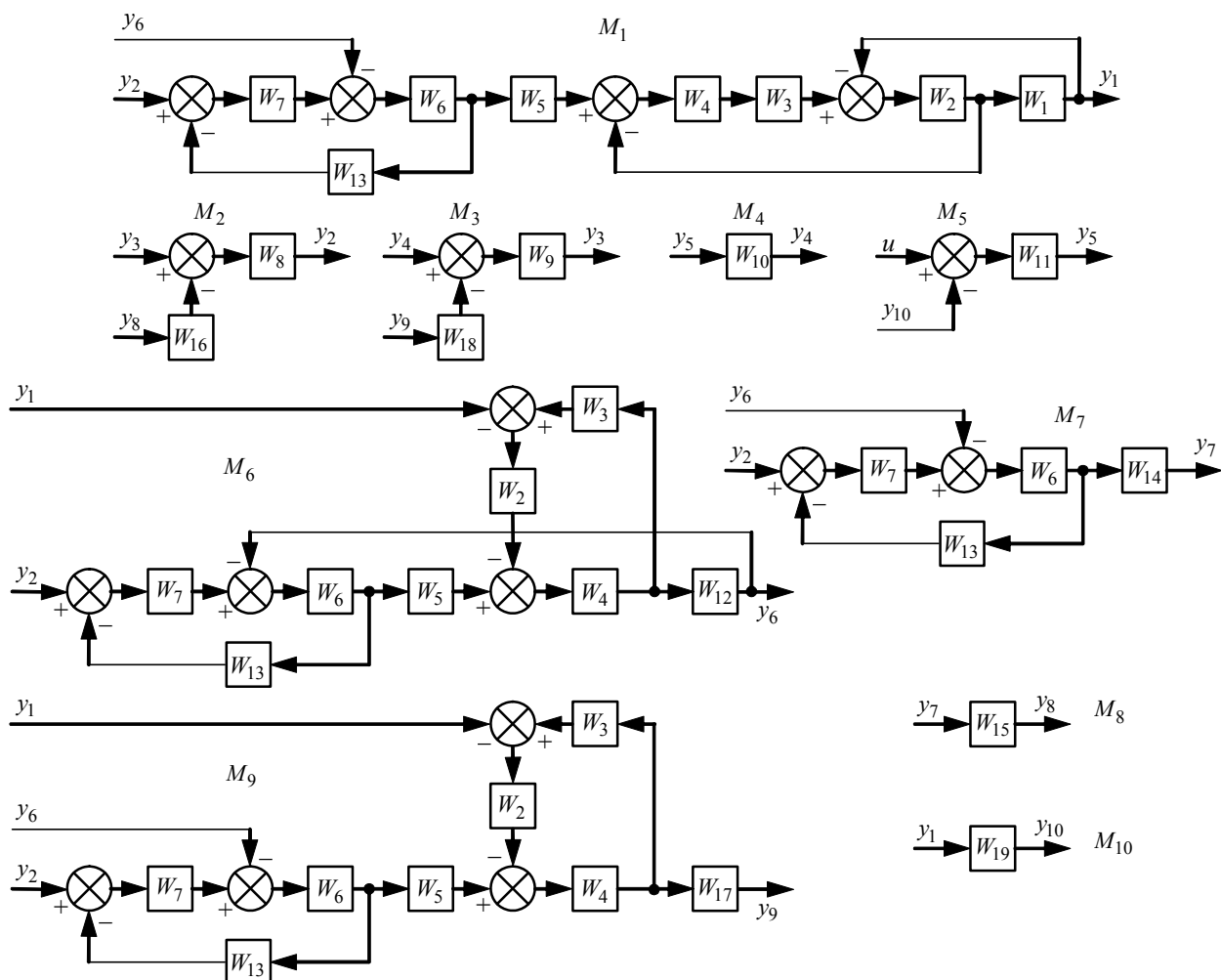


Рис. 4

Таблица 1

| Наблюдатели | Звенья объекта диагностирования |       |       |       |       |       |       |       |       |          |          |          |          |          |          |          |          |          |          |
|-------------|---------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
|             | $W_1$                           | $W_2$ | $W_3$ | $W_4$ | $W_5$ | $W_6$ | $W_7$ | $W_8$ | $W_9$ | $W_{10}$ | $W_{11}$ | $W_{12}$ | $W_{13}$ | $W_{14}$ | $W_{15}$ | $W_{16}$ | $W_{17}$ | $W_{18}$ | $W_{19}$ |
| 1           | 1                               | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 0     | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 2           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        |
| 3           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        |
| 4           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 5           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 6           | 0                               | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 0     | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 7           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 0     | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 8           | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 9           | 0                               | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 0     | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        |
| 10          | 0                               | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        |

Таблица 2

| № | Индикатор  | Звенья               | № | Индикатор  | Звенья        | №  | Индикатор  | Звенья   |
|---|------------|----------------------|---|------------|---------------|----|------------|----------|
| 1 | 1000000000 | $W_1$                | 5 | 0010000000 | $W_9, W_{18}$ | 9  | 0000001000 | $W_{14}$ |
| 2 | 1000010010 | $W_2, W_3, W_4, W_5$ | 6 | 0001000000 | $W_{10}$      | 10 | 0000000100 | $W_{15}$ |
| 3 | 1000011010 | $W_6, W_7, W_{13}$   | 7 | 0000100000 | $W_{11}$      | 11 | 0000000010 | $W_{17}$ |
| 4 | 0100000000 | $W_8, W_{16}$        | 8 | 0000010000 | $W_{12}$      | 12 | 0000000001 | $W_{19}$ |

седьмого ( $r_7$ ) и девятого ( $r_9$ ) наблюдателей и соответствующими выходами ОД (рис. 5). Вторым, третьим, четвертым, пятым, восьмым и десятым наблюдателями к такой ситуации инвариантны.

Преобразование полученного десятикомпонентного вектора невязки, переводящее его из метрики Евклида в метрику Хэмминга, формирует третий индикатор ошибки (табл. 2), соответ-

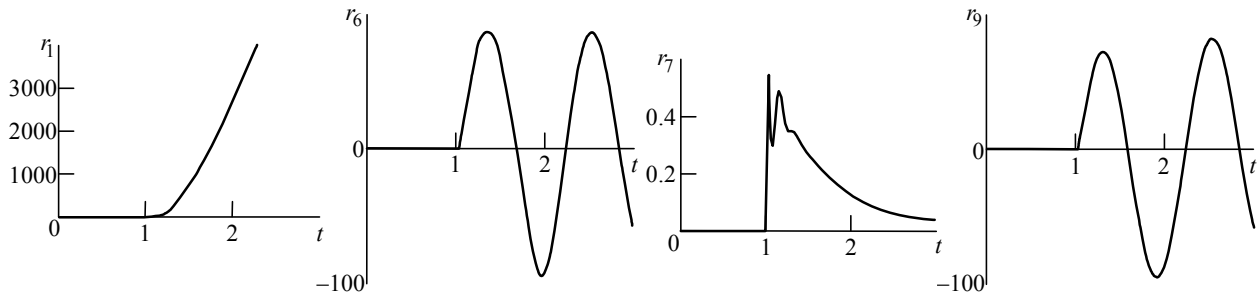


Рис. 5

ствующий наличию неисправности в хотя бы одном из трех звеньев  $W_6$ ,  $W_7$  или  $W_{13}$ .

В заключение отметим, что предложенный в настоящей статье метод позволяет, используя однотипные преобразования, построить УФД как для линейных, так и нелинейных объектов при условии их реализации в виде совокупности ком-

понентов, входы и выходы которых скалярны, и статическом характере нелинейностей. Поскольку механические и электромеханические узлы радиосистем указанным условиям соответствуют, результаты работы, по мнению авторов, могут быть использованы при решении прикладных задач в области диагностики таких систем.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Подкопаев Б. П. Алгебраическая теория функционального диагностирования динамических систем: в 2 ч. Ч. 2: Системные алгебры, алгебраическая модель функционального диагностирования, реализация модели функционального диагностирования. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 132 с.
2. Мироновский Л. А. Функциональное диагностирование динамических систем. М.; СПб.: Изд-во МГУ-ГРИФ, 1998. 256 с.
3. Жирабок А. Н., Якшин А. С. Диагностирование технических систем, заданных структурными схема-

ми с нелинейными звеньями // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 9. С. 36–44.

4. Андреев Ю. Н. Управление конечномерными линейными объектами. М.: Наука, 1976. 424 с.

5. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984. 320 с.

6. Мироновский Л. А. Аналоговое и гибридное моделирование. Многомерные системы. Л.: Изд-во ЛИАП, 1986. 87 с.

7. Бритов, Г. С., Мироновский Л. А. Критерии избыточности динамических систем // Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика. 1980. № 1. С. 149–155.

В. Р. Podkopaev, А. S. Yakshin  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### The Diagnosis of Functional Nodes of Radio Systems with Static Nonlinearities

*The problem of diagnosis of functional nodes that are part of radio systems with a static nonlinearity and allowing for the decomposition into components with scalar inputs and outputs. It is shown that in this case it is possible to construct means of functional diagnosis in the form of a Bank of observers, allowing to solve the task not only of detection but also the localization of errors to the maximum possible depth. Offered an appropriate synthesis algorithm means of diagnosis, which is illustrated by an example*

Object of diagnosis, means of diagnosis, detection and localization errors, the observer States, state vector, matrix of compliance

Статья поступила в редакцию 23 апреля 2016 г.

УДК 621.391(681.325:535)

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

## Спектроанализатор на основе волоконно-оптических дисперсионных элементов

*Рассмотрен принцип функционирования анализатора спектра радиосигналов на основе алгоритма ЛЧМ-преобразования в оптическом диапазоне. Для создания указанного устройства используются оптические элементы, обладающие частотной дисперсией. Приведена схема и потенциально достижимые характеристики устройства.*

### Преобразование Фурье, спектральный анализ, дисперсионные элементы, ЛЧМ-преобразование

Развитие оптоволоконных систем передачи информации привело к появлению устройств генерации, модуляции и регистрации света, обладающих рекордными техническими характеристиками. Одновременно появилась широкая номенклатура оптических волокон с низким погонным затуханием. Все это привело к возможности обработки радиосигналов средствами волоконной оптики (ВО). Такое направление называется радиофотоникой. Сущность этого подхода заключается в переносе радиосигнала на оптическую несущую, обработке радиосигнала средствами ВО и преобразовании выходного оптического сигнала в электрический. Такой подход позволяет надеяться на расширение диапазона обрабатываемых частот, увеличение быстродействия, снижение энергопотребления и массогабаритных характеристик устройств.

Существуют различные схемы спектроанализаторов, осуществляющих спектральный анализ радиосигналов средствами фотоники [1]. В настоящей статье рассмотрен спектроанализатор, реализующий алгоритм ЛЧМ-преобразования в оптическом диапазоне (ЛЧМ – линейная частотная модуляция). Алгоритм ЛЧМ-преобразования предусматривает перенос исследуемого сигнала на ЛЧМ-несущую, затем полученный радиосигнал поступает на дисперсионную линию задержки (ДЛЗ) с линейной частотной дисперсией. Ампли-

туда радиосигнала на выходе ДЛЗ пропорциональна амплитудному, а фаза – фазовому спектру исследуемого радиосигнала. Ранее алгоритм ЛЧМ-преобразования реализовывался средствами акустоэлектроники [2] и акустооптики [3], однако полосы обрабатываемых частот в силу технологических причин ограничены в первом случае значением 200 МГц, во втором – 1 ГГц. Освоение миллиметрового диапазона частот вызывает потребность спектрального анализа в значительно большей полосе частот. В [4] описан спектроанализатор, реализующий ЛЧМ-преобразование в оптическом диапазоне. Перенос радиосигнала на оптическую несущую позволяет надеяться на значительное расширение полосы анализа по сравнению с акустоэлектроникой и акустооптикой. Схема спектроанализатора представлена на рис. 1.

Устройство работает следующим образом. Короткий световой импульс от полупроводникового лазерного диода ЛД поступает на первый дисперсионный элемент ДЭ1. На выходе ДЭ1 образуется оптический сигнал с линейно изменяющейся частотой (оптический ЛЧМ-сигнал – ОЛЧМ). ОЛЧМ поступает на электрооптический модулятор ЭОМ на основе интегрально-оптического интерферометра Маха–Цандера. На управляющий электрод ЭОМ поступает исследуемый радиосигнал  $S(t)$ , в результате на выходе ЭОМ формируется ОЛЧМ,

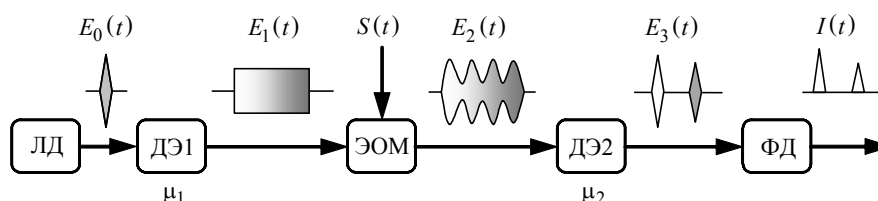


Рис. 1

промодулированный по амплитуде исследуемым радиосигналом. Оптический сигнал с выхода ЭОМ поступает на второй дисперсионный элемент ДЭ2 с дисперсией, обратной дисперсии ДЭ1. На выходе ДЭ2 образуется оптический сигнал, промодулированный комплексным спектром исследуемого сигнала. Этот сигнал детектируется фотодиодом ФД, на выходе которого формируется электрический сигнал, пропорциональный спектру мощности исследуемого радиосигнала.

Характеристики такого устройства в значительной степени зависят от характеристик используемых для его реализации оптических элементов. Для оценки предельных характеристик устройства рассмотрим подробнее преобразование сигналов в оптической схеме.

ЛД вырабатывает короткий световой импульс  $\dot{E}_0(t)$ . Пусть для определенности комплексный сигнал имеет вид

$$\dot{E}_0(t) = \frac{2}{\tau_0 \sqrt{\pi}} e^{-(2t/\tau_0)^2} e^{j\omega_0 t}, \quad (1)$$

где  $\tau_0$  – длительность импульса;  $\omega_0$  – средняя частота света.

Определим комплексный коэффициент передачи дисперсионного элемента ДЭ1 как

$$\dot{H}_1(\omega) = \dot{A} \exp(-j\omega T) \exp\left[-j(\mu_1/2)(\omega - \omega_0)^2\right],$$

где  $\dot{A}$  – константа;  $T$  – задержка сигнала на средней частоте диапазона;  $\mu_1$  – наклон дисперсионной характеристики. Импульсная характеристика ДЭ1  $\dot{h}_1(t)$  может быть получена обратным преобразованием Фурье  $\dot{H}_1(\omega)$ :

$$\dot{h}_1(t) = \dot{C} \exp\left[j \frac{(t-T)^2}{2\mu_1}\right] e^{j\omega_0 t},$$

где  $\dot{C}$  – произвольная константа. Не нарушая общности, положим  $\dot{C} = 1$ .

Определим импульсную характеристику последовательного соединения ДЭ1–ЭОМ–ДЭ2. Для этого подадим на вход ДЭ1  $\delta$ -функцию. Тогда оптический сигнал  $\dot{E}_1(t)$  на выходе первого дисперсионного элемента определится интегралом свертки:

$$\dot{E}_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t') \dot{h}_1(t-t') dt' = \exp\left[j \left(\omega_0 t + \frac{t^2}{2\mu_1}\right)\right].$$

Таким образом, сигнал на входе ЭОМ представляет собой оптический ЛЧМ-сигнал.

На управляющий электрод ЭОМ поступает исследуемый радиосигнал  $S(t)$ . Тогда оптический сигнал на выходе ЭОМ  $\dot{E}_2(t) = \dot{S}(t) \dot{E}_1(t)$ . Оптический сигнал на выходе ДЭ2 определяется сверткой входного сигнала  $\dot{E}_2(t)$  и импульсной характеристики ДЭ2

$$\dot{h}_2(t) = \exp\left[j \frac{(t-T)^2}{2\mu_2}\right] e^{j\omega_0 t};$$

$$\dot{E}_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t') \dot{E}_1(t') \dot{h}_2(t-t') dt'. \quad (2)$$

Для того чтобы на выходе устройства сформировался спектр исследуемого радиосигнала, необходимо, чтобы  $\mu_2 = -\mu_1 = -\mu$ . Проинтегрировав (2) с учетом последнего условия, получим оптический сигнал на выходе ДЭ2:

$$\dot{E}_3(t) = \exp\left[j \left(\omega_0 t - \frac{t^2}{2\mu}\right)\right] F_S\left(\frac{t}{\mu}\right), \quad (3)$$

где

$$F_S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \exp(-j\omega t) dt$$

– спектр анализируемого сигнала. Таким образом, оптический сигнал на входе фотодиода представляет собой ОЛЧМ (первый сомножитель в (3)), промодулированный по амплитуде и фазе комплексным спектром анализируемого сигнала (второй сомножитель в (3)). В том случае, когда на вход устройства поступает реальный световой импульс  $\dot{E}_0(t)$ , вместо спектра радиосигнала в (3) нужно подставить спектр радиосигнала, свернутый с огибающей импульса ЛД:

$$\begin{aligned} \dot{E}_3(t) = \\ = \exp\left[j \left(\omega_0 t - \frac{t^2}{2\mu}\right)\right] \left\{ F_S\left(\frac{t}{\mu}\right) * \exp\left[-\left(\frac{2t}{\tau_0}\right)^2\right] \right\}, \end{aligned}$$

где "\*" – символ операции свертки. Таким образом, огибающая импульса ЛД выступает в качестве аппаратной функции спектроанализатора.

Ток на выходе фотодетектора пропорционален оптической мощности  $P_0$ :

$$I(t) = S_\lambda P_0(t) = \frac{S_\lambda |E_3(t)|^2}{W_0} \approx \frac{S_\lambda}{W_0} \left| F_S\left(\frac{t}{\mu}\right) \right|^2,$$

где  $W_0$  – импеданс свободного пространства;  $S_\lambda$  – токовая монохроматическая чувствительность фотоприемника. Следовательно, ток на выходе фотоприемника пропорционален спектру мощности анализируемого сигнала. Спектр сигнала развернут во времени с масштабом  $\Omega = t/\mu$ .

Основными характеристиками спектроанализатора являются полоса анализа, разрешение по частоте и динамический диапазон.

Определим разрешение по частоте  $\delta F$  как ширину аппаратной функции спектроанализатора на уровне 0.25 [3]. При этом провал между аппаратными функциями, соответствующими откликам спектроанализатора на 2 сигнала, разнесенных по частоте на  $\delta F$ , составит –3 дБ.

Если лазерный импульс является гауссовским (1), разрешение по частоте

$$\delta F = \frac{\sqrt{\ln 2} \tau_0}{2\pi \mu} \quad (4)$$

прямо пропорционально длительности лазерного импульса и обратно пропорционально наклону дисперсионной характеристики. Длительность лазерного импульса  $\tau_0$  может быть менее 1 пс. Наклон дисперсионной характеристики  $\mu$  согласно [5] может достигать значения  $17\,000 \text{ пс}^2/\text{км}$ . Приняв  $\tau_0 = 1 \text{ пс}$ ,  $\mu = 10^4 \text{ пс}^2/\text{км}$  и длину отрезка волокна 1 км, получим разрешение по частоте  $\delta F = 13.2 \text{ МГц}$ .

Полученный результат справедлив для безынерционного фотодиода. Реальные фотодиоды обладают конечной полосой рабочих частот. Представим реальный фотодиод в виде последовательного соединения безынерционного ФД и низкочастотного фильтра с частотой среза  $B$ . При этом импульсный отклик фотодиода можно аппроксимировать функцией  $h_{\text{ФД}}(t) = \text{sinc}(2\pi Bt)$ .

Ток на выходе фотодиода представляет собой свертку тока на выходе безынерционного ФД с импульсным откликом низкочастотного фильтра:

$$I(t) \approx (S/W_0) |F_S(t/\mu)|^2 * \text{sinc}(2\pi Bt).$$

Поскольку длительность отклика фотодиода, равная  $1/B$ , существенно больше длительности лазерного импульса  $\tau_0$ , функция  $\text{sinc}(2\pi Bt)$  выступает в качестве аппаратной функции спектроанализатора и определяет его частотное разрешение:

$$\delta F = 0.39/(\pi\mu B),$$

обратно пропорциональное произведению  $\mu B$ .

Полоса рабочих частот фотодиода может превышать 100 ГГц [6]. При прежних значениях  $\mu$  и длины волокна разрешение по частоте анализатора спектра  $\delta F = 124 \text{ МГц}$ . Этот результат значительно хуже, чем полученный из (4), но ближе к реально достижимым значениям.

Полоса анализа  $\Delta F$  определяется полосой рабочих частот ЭОМ в силу существенного различия значений анализируемых частот и частоты света. По данным [6] полоса рабочих частот ЭОМ может достигать значения 110 ГГц.

Еще одним важным параметром спектроанализатора является динамический диапазон. Определим его как отношение максимального сигнала на входе устройства к минимальному уровню сигнала, который может быть обнаружен устройством, выраженное в децибелах:  $DR = 10 \lg(P_{\max}/P_{\min})$ , где  $P_{\max}$  и  $P_{\min}$  – минимальная и максимальная мощности входного сигнала, при которых сохраняется работоспособность устройства.

Поскольку для регистрации сигнала используется фотоприемник, минимальный уровень сигнала определяется уровнем его шумов. Шумы фотоприемника складываются из дробовой и тепловой составляющих. Будем считать, что дробовая составляющая значительно превышает тепловую, что справедливо при значительном уровне оптического сигнала [7]. Тогда дисперсия шума на выходе фотоприемника

$$\langle I \rangle^2 = 2eI_{\text{ср}}B, \quad (5)$$

где  $e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$  – заряд электрона;  $I_{\text{ср}}$  – средний ток фотодиода.

Радиосигнал вводится в оптический тракт с помощью ЭОМ на основе интерферометра Маха–Цандера, поэтому мощность оптического сигнала на выходе ЭОМ можно записать как

$$P_S = P_0 \sin[m S(t)/S_{\max}],$$

где  $P_0$  – мощность света на входе модулятора;  $m$  – индекс фазовой модуляции;  $S_{\max}$  – максимальное значение сигнала.

В силу того, что в ЭОМ модуляция сигнала осуществляется за счет преобразования фазовой модуляции в амплитудную, возникают специфические нелинейные искажения. Будем считать, что на вход ЭОМ поступают 2 гармонических сигнала одинаковой амплитуды и разных частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ . Тогда средняя мощность света на выходе ЭОМ согласно методике из [8] составит:

$$P_{\pm} = P_0 |J_0(m) J_1(m)|^2, \quad (6)$$

где  $J_0(\cdot)$ ,  $J_1(\cdot)$  – функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков соответственно.

Средний ток фотодиода получим в следующем виде:

$$I_{\pm} = S_{\lambda} P_{\pm}. \quad (7)$$

Мощность полезного сигнала на частоте  $\Omega_1$

$$\text{или } \Omega_2: P_S = (0.5) P_0 |J_0(m) J_1(m)|^2.$$

Мощность интермодуляционных составляющих третьего порядка на частоте  $2\Omega_1 - \Omega_2$  или  $2\Omega_2 - \Omega_1$ :  $P_{\text{им}} = 0.5 P_0 |J_1(m) J_2(m)|^2$ , где  $J_2(\cdot)$  – функция Бесселя первого рода второго порядка.

Подставив (6) в (7) и (5), получим:

$$\langle I \rangle = \sqrt{2eBS_{\lambda}P_0} |J_0(m) J_1(m)|. \quad (8)$$

Минимальное значение дисперсии шумов на выходе фотоприемника достигается при равенстве дробовых шумов и интермодуляционных составляющих. Это позволяет определить максимальный индекс фазовой модуляции в ЭОМ. Учитывая асимптотику функций Бесселя при  $m \ll 1$ , получим:

$$m = 2 \left[ 8eB / (S_{\lambda} P_0) \right]^{1/6}. \quad (9)$$

В качестве минимального сигнала примем сигнал, мощность которого превышает уровень шумов в 2 раза (на 3 дБ). С учетом (8) получим динамический диапазон устройства:

$$DR = 10 \lg \left[ \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt[3]{\left( \frac{S_{\lambda} P_0}{8eB} \right)^2} \right]. \quad (10)$$

Значение выходного тока фотодиода ограничено значением  $I_{\text{max}}$ , которое не может превышать амплитуды отклика полезного сигнала. Добавив это условие к (9), получим:

$$DR = 10 \lg \left( \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{I_{\text{max}}}{eB} \right).$$

Индекс модуляции, обеспечивающий такой динамический диапазон:

$$m = 2 \left( \sqrt[4]{\frac{2eB}{I_{\text{max}}}} \right).$$

Выражение (10) показывает, что динамический диапазон устройства определяется параметрами фотодиода: максимальным выходным током и

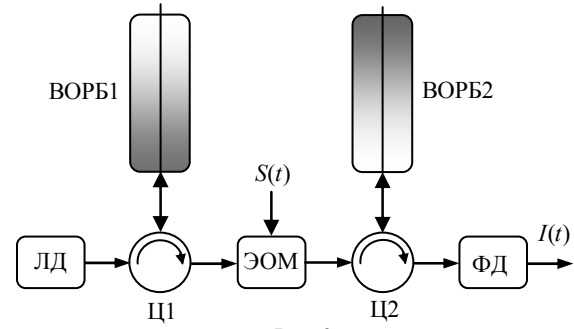


Рис. 2

полосой обрабатываемых частот. В частности, для полосы частот 100 ГГц и максимального тока фотодиода 1 мА получим  $DR = 40$  дБ и  $m = 0.15$  рад.

Описанный спектроанализатор может быть выполнен на основе оптических волокон с положительной и отрицательной дисперсиями (см. рис. 1) и на основе волоконно-оптических отражательных решеток Брэгга [4] (рис. 2). Устройство на рис. 2 работает следующим образом. Короткий световой импульс от лазерного диода ЛД поступает на оптический циркулятор Ц1 и далее в отражательную волоконно-оптическую решетку Брэгга ВОРБ1. Отраженный сигнал через циркулятор направляется в электрооптический модулятор ЭОМ. Волоконно-оптическая решетка обладает линейно изменяющимся по длине периодом отражательной структуры, в результате сигнал на входе ЭОМ представляет собой ОЛЧМ-импульс. В ЭОМ свет модулируется по амплитуде сигналом  $S(t)$  и поступает на второй циркулятор Ц2, а затем на вторую решетку Брэгга ВОРБ2, развернутую встречно по отношению к ВОРБ1. В результате сигнал, поступающий на фотодиод ФД, представляет собой световой импульс, промодулированный по амплитуде амплитудным спектром анализируемого сигнала  $S(t)$ . Ток на выходе фотодиода пропорционален спектру мощности анализируемого радиосигнала.

Рассмотренное устройство представляет собой спектроанализатор параллельного типа, работающий в реальном времени. Спектроанализатор позволяет анализировать сигналы с полосой частот до 100 ГГц и разрешением по частоте 100...200 МГц. Число элементов разрешения в спектре может составлять несколько сотен. Динамический диапазон устройства 40...50 дБ. Такой спектроанализатор может быть применен при параллельном спектральном анализе радиосигналов миллиметрового диапазона в реальном времени. Применение средств фотоники к спектральному анализу радиосигналов позволяет получить характеристики устройств, не достижимые другими способами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 11–15.
2. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов / под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. В. Дмитриева. М.: Радио и связь, 1985. 176 с.
3. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
4. Chao Wang. Dispersive Fourier Transformation for Versatile Microwave // Photonics. 2014. Vol. 1, iss. 4. P. 586–612.
5. Photonic Approach for Microwave Spectral Analysis based on Fourier Cosine Transform / Yun Wang, Hao Chi, Xianmin Zheng, Xiaofeng Jin // Optics let. 2011. Vol. 36, № 19. P. 3897–3899.
6. Применение элементов фотоники в специальной аппаратуре / И. Ю. Денисюк, Л. Н. Аснис, М. И. Фокина, Н. О. Собошук. СПб.: Изд-во СПбГУИТМО, 2008. 122 с.
7. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие для вузов / под. ред. В. Н. Ушакова. 2-е изд. испр. и доп. М.: Радиотехника, 2009. 264 с.
8. Бондаренко В. С., Зоренко В. П., Чкалова В. В. Акустооптические модуляторы света. М.: Радио и связь, 1988. 136 с.

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

### Spectrum Analyzer Based on Dispersive Fiber

*Functioning of spectrum analyzer based on optical chirp-transform is observed. Optical elements with frequency dispersion are used to perform spectrum analysis. Scheme and attainable characteristics are presented.*

Fourier transform, spectrum analysis, dispersive elements, chirp-transform

Статья поступила в редакцию 14 марта 2016 г.

---

УДК 621.391

В. П. Климентьев, А. Б. Сергиенко  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Оценка состояния восходящего канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием

*Рассмотрено влияние ошибки оценки состояния восходящего канала с неселективными блоковыми замираниями на помехоустойчивость некодированной и кодированной систем множественного доступа с разреженным кодированием, относящихся к неортогональным системам множественного доступа. Приведены результаты исследования дисперсии ошибки оценки канала по неортогональным пилот-сигналам. Результаты моделирования свидетельствуют о том, что требуемая точность оценки канала зависит от длины кодового блока. Выполнено сравнение полученных результатов с границей Крамера–Рао.*

### Система мобильной связи, неортогональный множественный доступ, множественный доступ с разреженным кодированием, оценка канала, турбокод, пилот-сигналы

К требованиям будущих стандартов мобильной связи пятого поколения (5G) относятся повышение спектральной эффективности, увеличение скорости передачи данных, уменьшение задержек, а также обеспечение работы с огромным числом одновременно находящихся в сети пользователей [1]. Так, 5G-системы должны поддерживать до 100 млрд одновременных соединений, скорость передачи данных порядка нескольких десят-

ков мегабит в секунду в расчете на одного пользователя и очень малые задержки (порядка 1 мс). Одним из применений данной технологии является Интернет вещей (Internet of Things – IoT). Коммерческое внедрение систем пятого поколения намечено к 2020 г., поэтому в настоящее время проводится множество исследований, направленных на решение перечисленных проблем.

Системы неортогонального множественного доступа (НМД) по сравнению с классическими системами ортогонального разделения частотно-временных ресурсов, такими, как временная, частотная, кодовая, позволяют увеличить количество пользователей, одновременно использующих выделенные ресурсы. Отношение числа пользователей  $J$  к числу занимаемых ортогональных ресурсов  $K$  называется коэффициентом перенасыщения  $\lambda = J/K$ . Перенасыщение приводит к интерференции между сигналами пользователей, однако за счет увеличения вычислительной сложности алгоритмов возможен прием с требуемым качеством.

Системы НМД подразделяются на 2 типа: системы, основанные на разделении мощности между пользователями (примером является NOMA [2]), и системы, основанные на кодовом разделении (в частности, системы множественного доступа с разреженным кодированием (МДРК) [3]). В основе ортогональных систем с кодовым разделением лежит объединение модуляции и расширения спектра с применением разреженных (содержащих нулевые элементы) кодовых слов. Благодаря такому объединению удастся получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости за счет многомерности кодовых слов по сравнению с другими системами НМД, такими, как LDS [4] и MUSA [5]. Особенно привлекательна возможность использования данной системы в восходящем канале благодаря сравнительно низкой вычислительной сложности передатчика и, что самое главное, возможности организации передачи без дополнительной служебной информации (grant-free), что повышает спектральную эффективность системы [6]. Таким образом, МДРК является хорошим кандидатом для использования в стандарте пятого поколения.

Одной из проблем когерентного приема сигналов является оценка состояния канала, без которой демодуляция принятого сигнала невозможна. Для традиционных систем с ортогональным множественным доступом указанная задача достаточно хорошо изучена, однако для МДРК исследования этой проблемы находятся на начальной стадии. В [6] наряду со слепым обнаружением активных пользователей в восходящем канале рассмотрены 2 алгоритма оценки состояния канала (Focal Underdetermined System Solver и Expectation Maximization), а в [7] представлен алгоритм оценки канала на основе разреженного байесовского обучения.

В настоящей статье проанализировано влияние ошибки оценки состояния канала на вероятность битовой ошибки в рэлеевском канале с не-

селективными замираниями для некодированной и кодированной систем МДРК в восходящем канале. Ошибка для всех систем и алгоритмов оценки характеризуется ее дисперсией. Проведено моделирование для двух различных множеств кодовых книг. Выполнено сравнение характеристик систем с канальным перемежением и без него. Рассмотрен алгоритм оценки состояния канала по неортогональным пилот-сигналам, которыми являются кодовые слова МДРК; получена зависимость дисперсии ошибки оценки канала от отношения "сигнал/шум". Полученные результаты сравниваются с границей Крамера–Рао.

### Формирование и прием сигнала МДРК.

*Формирование сигнала МДРК.* Процедура кодирования в системе МДРК происходит преобразованием  $m$  бит в  $K$ -мерное комплексное кодовое слово из кодовой книги размера  $M = 2^m$  [3].  $K$ -мерные кодовые слова содержат  $N < K$  ненулевых элементов. Пользователю с номером  $j$  назначается одна из  $J$  кодовых книг. Таким образом,  $J$  пользователей могут одновременно передавать информацию, используя  $K$  ортогональных ресурсов. На рис. 1 приведены примеры кодовых книг двух множеств для  $J = 6$  и  $K = 4$ , взятых из [8] и [9], именуемых в дальнейшем CS1 (рис. 1, а) и CS2 (рис. 1, б), где  $CB_j$  – кодовые книги  $j$ -го пользователя. Для CS2  $a = \sqrt{2/3}$ . Таким образом, средняя мощность сигналов CS1 и CS2 равна 1.

Столбцы кодовых книг являются кодовыми словами. Каждые  $m = 2$  бит пользователя отображаются в одно из четырехмерных кодовых слов ( $M = 4$ ).

Кодовые слова МДРК передаются с использованием  $K$  ортогональных ресурсов, которыми могут являться, например, поднесущие системы множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access – OFDMA). Размещение кодовых слов пользователей на данных ресурсах можно задать с помощью фактор-графа. Эта структура эквивалентна представлению кодов с малой плотностью проверок на четность (Low-Density Parity-Check Code – LDPC). Для кодовых множеств, рассматриваемых в статье, фактор-граф изображен на рис. 2 [8].

Круги соответствуют пользователям, прямоугольники – ортогональным ресурсам. На рис. 2  $J = 6$  и  $K = 4$ , откуда  $\lambda = 1.5$ .

$$\begin{aligned}
 \text{CB}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1815-0.1318j & 0.6351-0.465j & 0.6351+0.465j & 0.1815+0.1318j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \end{bmatrix}; & \text{CB}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & -a \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & -a & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_2 &= \begin{bmatrix} 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1815-0.1318j & -0.6351-0.465j & 0.6351+0.465j & 0.1815+0.1318j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; & \text{CB}_2 &= \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & -a \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & -a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_3 &= \begin{bmatrix} -0.6351+0.4615j & 0.1815-0.1318j & -0.1815+0.1318j & 0.6351-0.4615j \\ 0.1392-0.1759j & 0.4873-0.6156j & -0.4873+0.6156j & -0.1392+0.1759j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; & \text{CB}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & a & -a & 0 \\ a & 0 & 0 & -a \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ -0.0055-0.2242j & -0.0193-0.7848j & 0.0193+0.7848j & 0.0055+0.2242j \end{bmatrix}; & \text{CB}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & -a \\ 0 & a & -a & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_5 &= \begin{bmatrix} -0.0055-0.2242j & -0.0193-0.7848j & 0.0193+0.7848j & 0.0055+0.2242j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.6351+0.4615j & 0.1815-0.1318j & -0.1815+0.1318j & 0.6351-0.4615j \end{bmatrix}; & \text{CB}_5 &= \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & -a \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & -a & 0 \end{bmatrix}; \\
 \text{CB}_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7851 & -0.2243 & 0.2243 & -0.7851 \\ 0.1392-0.1759j & 0.4873-0.6156j & -0.4873+0.6156j & -0.1392+0.1759j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. & \text{CB}_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & -a \\ 0 & a & -a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

a б

Рис. 1

Помимо фактор-графа структура МДРК может быть представлена в виде матрицы фактор-графа  $F$ . Для рассматриваемых множеств кодовых книг она выглядит следующим образом:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

*Прием МДРК.* Сигнал после прохождения рэлевого канала с неселективными блоковыми замираниями определяется выражением:

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{x}_j = (x_{1j}, \dots, x_{Kj})^T$  – кодовое слово  $j$ -го пользователя;  $\mathbf{h}_j = (h_{1j}, \dots, h_{Kj})^T$  – вектор канальных коэффициентов  $j$ -го пользователя;  $\mathbf{n}$  – отсчеты комплексного "белого" гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ ; опера-

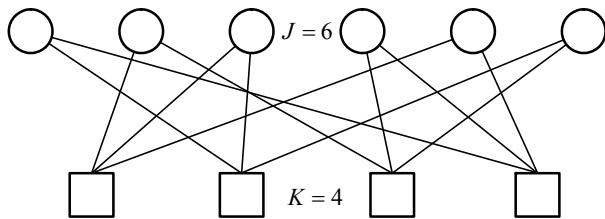


Рис. 2

тор  $\text{diag}(\cdot)$  формирует квадратную матрицу с заданным набором элементов на главной диагонали; "т" – символ транспонирования.

Декодирование МДРК по максимуму правдоподобия в приложениях реального времени практически неосуществимо из-за высокой вычислительной сложности  $O(M^J)$ . Вычислительная сложность полиномиально возрастает с увеличением количества кодовых слов в кодовой книге и экспоненциально – при увеличении числа пользователей. Однако благодаря разреженности кодовых слов возможно декодирование при помощи субоптимального итерационного алгоритма обмена сообщениями (Message Passing Algorithm – MPA). При этом сложность декодирования одной итерации пропорциональна  $O(KM^d)$ , где  $d$  – число пользователей, совместно использующих один ортогональный ресурс. Для множеств CS1 и CS2  $d=3$ . Более разреженные кодовые книги CS2 позволяют снизить вычислительную сложность до  $O(K3^d)$  [10]. Они получены уменьшением числа проекций на ортогональный ресурс (или размерность комплексного пространства). Все кодовые слова могут принимать только 3 возможных значения:  $-a$ ,  $0$ ,  $a$ . В общем случае, обозначив количество проекций комплексного созвездия кратности  $M$  на ортогональный ресурс

как  $M_{\text{pr}}$ , можно записать вычислительную сложность алгоритма МРА как  $O(KM_{\text{pr}}^d)$ . Выигрыш в вычислительной сложности пропорционален  $(M/M_{\text{pr}})^d$ . Он особенно ощутим при увеличении коэффициента перенасыщения  $\lambda$  и, как следствие, числа пользователей, совместно использующих ортогональный ресурс. Например, для типичного значения коэффициента перенасыщения  $\lambda = 3$  и  $M = 4$  параметр  $d = 6$  ( $K = 8$ ,  $N = 2$ ,  $J = 24$ ). В этом случае вычислительная сложность приемника системы с более разреженными кодовыми книгами снижается примерно в 5.6 раза. Платой за уменьшение вычислительной сложности приемника является незначительное ухудшение помехоустойчивости.

Получение оптимального множества комплексных кодовых книг (особенно для большого числа пользователей) практически неосуществимо из-за огромной вычислительной сложности процедуры оптимизации. Кодовое множество CS1 получено субоптимальным алгоритмом со множеством допущений и упрощений.

Необходимо отметить, что кодовые книги CS2 могут применяться только в восходящем канале с замираниями и вызванными ими фазовыми сдвигами. В канале с аддитивным "белым" гауссовским шумом эти кодовые книги дают чрезвычайно высокую вероятность битовых ошибок, что является следствием малого минимального евклидова расстояния между кодовыми словами. В каналах с замираниями вследствие случайного распределения фаз кодовых слов возможен их успешный прием.

#### Модель канала.

**Неселективные блочные замирания.** В настоящей статье рассмотрен прием сигналов МДРК в восходящем канале. На первом этапе исследовано размещение кодовых слов, при котором все символы расположены в пределах одного блока ресурсов, размеры которого в соответствии со стандартом Long-Term Evolution (LTE) [11] составляют 12 поднесущих по частоте и 7 символов ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) по времени. Из 84 элементов частотно-временной области 12 заняты пилот-символами, а на 72 передаются данные (18 кодовых слов МДРК). На рис. 3 изображена модель блока ресурсов: SCMA – кодовое слово из четырех символов; P – пилот-символы. В рассматриваемой модели комплексный вектор коэффициентов передачи канала по-

стоянен в пределах одного блока ресурсов и независимо меняется от блока к блоку. Предполагается, что оценка канала производится по пилот-символам, однако их конкретная структура не рассматривается. В конце статьи приведены результаты оценки состояния канала по конкретным неортогональным пилот-сигналам, в качестве которых использованы кодовые слова МДРК.

Помимо структуры, представленной на рис. 3, рассмотрена схема с разнесением, в которой кодовые символы одного кодового слова размещаются в различных блоках ресурсов.

Разреженная матрица, содержащая каналные коэффициенты  $\mathbf{h}_j$  для всех пользователей, состоит из  $K$  строк (они соответствуют ортогональным ресурсам) и  $J$  столбцов (соответствующих пользователям). При  $K = 4$  и  $J = 6$  матрица содержит 12 ненулевых элементов. В случае расположения всех символов кодового слова в одном блоке ресурсов 2 каналных коэффициента одинаковы для каждого пользователя (в исследуемой схеме МДРК каждый пользователь передает данные на двух ортогональных ресурсах). Таким образом, должна осуществляться оценка только шести различных коэффициентов в пределах одного блока ресурсов. Если кодовое слово распределено

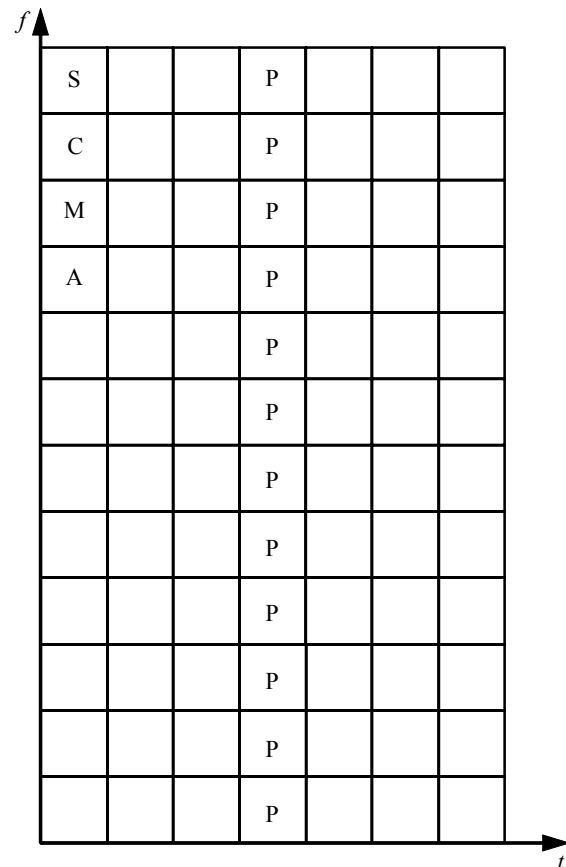


Рис. 3

по четырем блокам, каждый блок, являющийся ортогональным ресурсом, содержит символы от трех различных пользователей (согласно строкам матрицы  $F$ ). Первый блок содержит первые символы кодовых слов МДРК, второй – вторые и т. д. Таким образом, в пределах одного блока ресурсов необходима оценка трех канальных коэффициентов. Для корректного сравнения двух способов размещения кодовых слов на частотно-временной плоскости необходимо определить общее число коэффициентов, которые следует оценить в четырех последовательных блоках ресурсов. В случае расположения всех символов кодового слова в пределах одного блока число различных коэффициентов равно 24, а при размещении в четырех блоках – 12. Таким образом, в случае разнесения число коэффициентов, необходимых для оценки состояния канала, в 2 раза меньше.

*Оценка канала.* Для приема сигналов МДРК необходимо получить в приемнике оценку состояния канала, т. е. матрицу канальных коэффициентов  $H$ . Существует множество способов получения указанной оценки: оценка по пилот-сигналам, полуслепые и слепые алгоритмы оценки, а также всевозможные их комбинации. В рассматриваемом канале системы LTE оценка производится по пилот-сигналам.

Ошибка оценки канала определена как  $e = \hat{h}_{ij} - h_{ij}$ , где  $\hat{h}_{ij}$  – оценка канала для  $i$ -го ресурса  $j$ -го пользователя. Все 3 величины имеют комплексное нормальное распределение с дисперсиями  $\sigma_e^2$ ,  $\sigma_{\hat{h}}^2$  и  $\sigma_h^2$  соответственно. Считая, что оценка и ошибка оценки независимы [12], получим дисперсию ошибки оценки состояния канала в виде:  $\sigma_e^2 = \sigma_{\hat{h}}^2 - \sigma_h^2$ .

При моделировании, результаты которого представлены далее, полагалось  $\sigma_h^2 = 1$ . Поэтому полученные значения дисперсии ошибки оценки нормированы к среднему квадрату модуля коэффициента передачи канала связи.

*Оценка канала по неортогональным пилот-сигналам.* Далее рассмотрена и протестирована процедура оценки состояния канала по неортогональным пилот-сигналам, являющимся кодовыми словами МДРК. Проанализированы две структуры блока ресурсов в некодированной системе без разнесения (когда все символы кодового слова расположены в пределах одного блока ресурсов) – с 8 и с 12 пилот-символами. Таким образом, из 84 элементов частотно-временной области

в первой структуре для передачи данных используются 76 элементов (19 кодовых слов МДРК), во второй – 72 элемента (18 кодовых слов).

В качестве пилот-сигналов использовались кодовые слова  $C_k$ , взятые из CS1. При восьми пилот-символах:

$$C_1 = [\mathbf{CB}_1(3) \quad \mathbf{CB}_2(2) \quad \mathbf{CB}_3(4) \quad \mathbf{CB}_4(3) \quad \mathbf{CB}_5(4) \quad \mathbf{CB}_6(2)];$$

$$C_2 = [\mathbf{CB}_1(2) \quad \mathbf{CB}_2(4) \quad \mathbf{CB}_3(3) \quad \mathbf{CB}_4(1) \quad \mathbf{CB}_5(4) \quad \mathbf{CB}_6(4)].$$

При 12 пилот-символах:

$$C_1 = [\mathbf{CB}_1(1) \quad \mathbf{CB}_2(1) \quad \mathbf{CB}_3(1) \quad \mathbf{CB}_4(1) \quad \mathbf{CB}_5(1) \quad \mathbf{CB}_6(1)];$$

$$C_2 = [\mathbf{CB}_1(3) \quad \mathbf{CB}_2(1) \quad \mathbf{CB}_3(4) \quad \mathbf{CB}_4(2) \quad \mathbf{CB}_5(2) \quad \mathbf{CB}_6(3)];$$

$$C_3 = [\mathbf{CB}_1(2) \quad \mathbf{CB}_2(4) \quad \mathbf{CB}_3(3) \quad \mathbf{CB}_4(1) \quad \mathbf{CB}_5(4) \quad \mathbf{CB}_6(4)],$$

где  $\mathbf{CB}_j(n)$  –  $n$ -е кодовое слово пользователя  $j$ .

Поскольку разнесение отсутствует, вектор канальных коэффициентов каждого пользователя состоит из одинаковых элементов:

$$h_{1j} = h_{2j} = \dots = h_{Kj} = h_j.$$

Таким образом, в каждом блоке необходимо оценивать 6 коэффициентов передачи (по одному коэффициенту  $h_j$  для каждого пользователя). Принятый сигнал в рассматриваемом случае имеет вид

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J h_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{X}$  – матрица, столбцами которой являются кодовые слова всех пользователей;  $\mathbf{h} = (h_1 \dots h_J)^T$  – вектор, содержащий коэффициенты передачи  $h_j$ .

Кодовое слово состоит из четырех символов, таким образом, для оценки состояния канала необходимо как минимум 2 кодовых слова. Оценкой будет являться вектор, минимизирующий невязку  $\mathbf{y}_{\text{pilot}} - \mathbf{C}\mathbf{h}$ :

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{y}_{\text{pilot}},$$

где  $\mathbf{C}$  – матрица с размерами  $8 \times 6$  или  $12 \times 6$ , составленная из приведенных ранее наборов пилот-символов:

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \text{ или } C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix};$$

$U_{\text{pilot}}$  – принятый вектор пилот-символов длиной 8 или 12 элементов; "н" – символ эрмитава сопряжения.

#### Модель исследуемой системы.

**Некодированная система.** Целью моделирования являлось исследование влияния ошибки оценки канала на помехоустойчивость приема сигналов в восходящем канале системы МДРК. Моделировалось формирование сигналов МДРК из битовых потоков  $J$  пользователей, их распространение по  $J$  независимым каналам  $h_j$  с неселективными блоковыми замираниями и прием на базовой станции.

Рассмотрено две системы МДРК – с разнесением и без него. Параметры системы МДРК:  $K = 4$ ,  $N = 2$ ,  $J = 6$ ,  $M = 4$ . Использовались кодовые книги из множеств CS1 и CS2.

**Кодированная система.** Для кодированной системы использовался турбокод стандарта LTE [13] скорости 1/3 с короткими и длинными кодовыми блоками размером 40 бит и 1024 бит соответственно. Для обеих длин кодовых блоков рассмотрены 2 способа расположения символов кодовых слов. Кроме того, в случае длинных блоков проанализировано влияние на помехоустойчивость системы канального перемежения. В качестве канального рассмотрен случайный перемежитель, который случайным образом переставляет биты в блоке, для чего емкость перемежителя соответствует длине блока после кодирования турбокодом.

**Результаты моделирования.** Компьютерное моделирование проведено для некодированной и кодированной систем МДРК при шести пользователях. Предполагается, что все пользователи постоянно передают информацию, т. е. необходимость в обнаружении активных пользователей от-

сутствует. Временная, частотная и фазовая синхронизации выполнены абсолютно точно.

В качестве меры отношения "сигнал/шум" использовано отношение "сигнал/шум" на бит для отдельного пользователя (в децибелах):

$$E_b/N_0 = \text{SNR} - 10 \lg 3,$$

где SNR – отношение "сигнал/шум" по мощности; 3 бит на ортогональный ресурс – спектральная эффективность рассматриваемой системы МДРК (12 бит, приходящихся на 4 ортогональных ресурса).

Для приема МДРК использован алгоритм Log-MPA с пятью итерациями, для декодирования турбокода – алгоритм Log-MAP с четырьмя итерациями.

Критерий остановки процесса моделирования – достижение 500 ошибок или  $10^7$  обработанных бит (для каждого пользователя). При моделировании оценки канала по неортогональным пилот-сигналам количество ошибок, при котором заканчивается процесс, увеличено до  $10^4$ .

Все представленные далее характеристики помехоустойчивости являются усредненными по всем шести пользователям, поскольку значения вероятности битовой ошибки для них практически идентичны.

**Некодированная система.** На рис. 4 представлены графики вероятности битовой ошибки для некодированной системы без разнесения (кодовые множества CS1 – сплошные линии, CS2 – штриховые), а на рис. 5 – для некодированной системы с разнесением (кодовое множество CS1). Для кодового множества CS2 разнесение организовать невозможно, так как каждое кодовое слово содержит только один ненулевой символ.

В некодированном случае без разнесения набор кодовых книг CS2 при большой энергетике и малой ошибке оценки канала проигрывает набору CS1 не более 1 дБ за счет худших свойств дистанционного спектра. Разнесение приводит к улучшению помехоустойчивости системы. МДРК

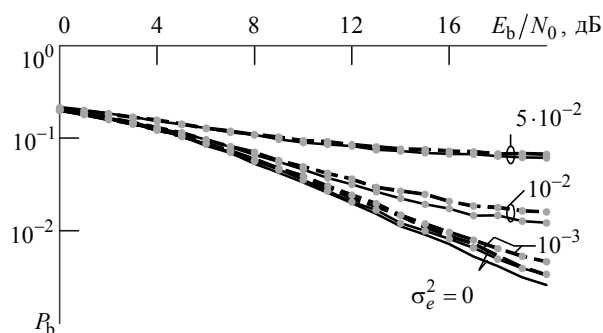


Рис. 4

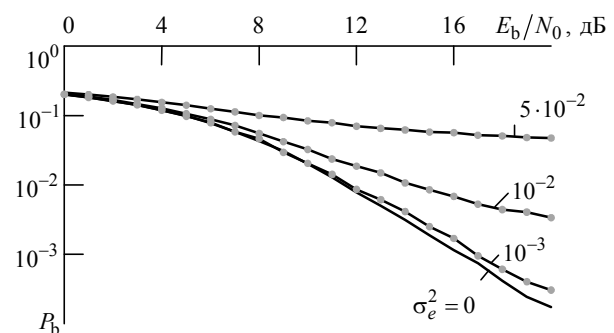


Рис. 5

с размещением кодовых слов по четырем блокам ресурсов выигрывает порядка 2 дБ при  $R_b = 10^{-2}$  и полностью известном состоянии канала ( $\sigma_e^2 = 0$ ). Из этого следует, что точность оценки канала при заданных вероятности битовой ошибки и отношении сигнал/шум в системе с разнесением может быть уменьшена. Так, в схеме с разнесением для  $R_b = 10^{-2}$  при  $\sigma_e^2 = 10^{-2}$  требуется отношение  $E_b/N_0 = 14$  дБ, в то время как система без разнесения при той же дисперсии ошибки оценки канала требует  $E_b/N_0 = 20$  дБ. По результатам моделирования требуемая дисперсия ошибки оценки канала для обоих множеств кодовых книг должна быть не более  $10^{-3}$ . Для  $\sigma_e^2 = 10^{-2}$  потери в отношении "сигнал/шум" оказываются велики (более 6 дБ при  $R_b = 10^{-2}$ ).

Результаты, полученные для некодированной системы, интересны с теоретической точки зрения, однако для практического применения более интересны системы с помехоустойчивым кодированием, поскольку оно применяется во всех современных телекоммуникационных стандартах.

*Кодированная система.* Зависимости вероятности битовой ошибки от  $E_b/N_0$  для коротких блоков (40 бит) представлены на рис. 6 (кодирование CS1) и 7 (кодирование CS2). Результаты в системе МДРК без разнесения для CS1 (рис. 6,

сплошные линии) и CS2 (рис. 7) практически идентичны. Система с разнесением с кодовым множеством CS1 (рис. 6, штриховые линии) обладает худшей помехоустойчивостью – энергетический проигрыш порядка 1 дБ. Требуемая дисперсия ошибки оценки канала для обеспечения максимального использования корректирующей способности турбокода во всех случаях составляет порядка  $10^{-3}$ .

Зависимости вероятности битовой ошибки от  $E_b/N_0$  для длинных блоков (1024 бит) представлены на рис. 8–10. Как и в случае с короткими блоками, результаты для CS1 (рис. 8, сплошные линии) и CS2 (рис. 9) практически идентичны. Стоит отметить, что в схеме с разнесением (рис. 8, штриховые линии) помехоустойчивость системы ухудшается. Это объясняется большим числом одинаковых канальных коэффициентов (72 одинаковые матрицы канальных коэффициентов  $H$  вместо 18 матриц в системе без разнесения), что эквивалентно появлению корреляции в канале. Оценки с дисперсией  $\sigma_e^2 = 10^{-2}$  достаточно для обеспечения хорошей помехоустойчивости системы. В этом случае энергетический проигрыш по сравнению с абсолютно точной оценкой составляет порядка 0.5 дБ при  $R_b = 5 \cdot 10^{-3}$  и не более 0.6...0.7 дБ при меньших вероятностях битовой ошибки. При  $E_b/N_0 < 7$  дБ кривая для схемы с разнесением при  $\sigma_e^2 = 0$  практически идентична кривой для схемы без разнесения с  $\sigma_e^2 = 10^{-2}$  (рис. 8).

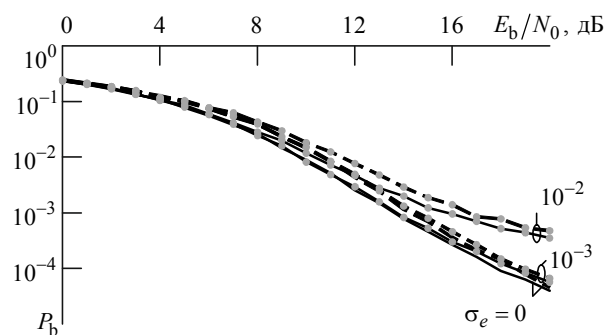


Рис. 6

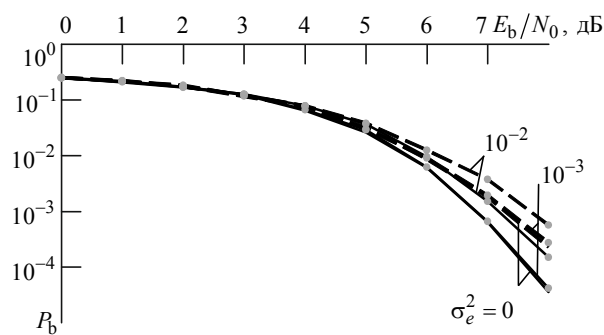


Рис. 8

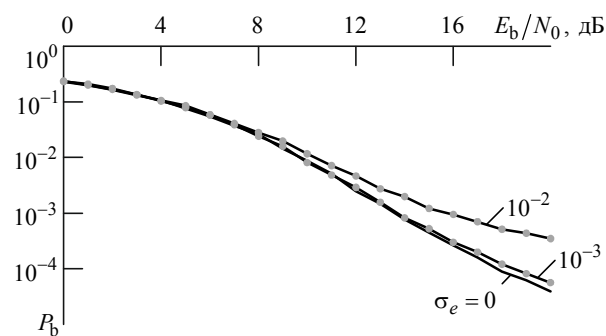


Рис. 7

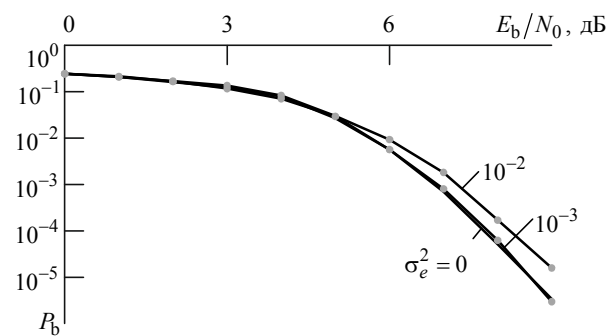


Рис. 9

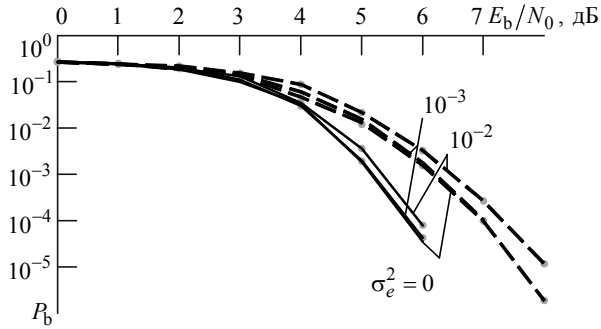


Рис. 10

Канальное перемежение позволяет устранить эффект корреляции в канале. Результаты моделирования представлены на рис. 10 для длинных кодовых блоков. Перемежение улучшает помехоустойчивость обеих систем – как с разнесением (штриховые линии), так и без него (сплошные линии). Для схемы без разнесения выигрыш от перемежения составляет порядка 2 дБ, а для схемы с разнесением – 1.25 дБ при  $P_b = 10^{-4}$ . Таким образом, несмотря на перемежение, помехоустойчивость схемы с разнесением не превосходит помехоустойчивость системы с расположением всех символов кодового слова в одном блоке ресурсов.

*Оценка канала по неортогональным пилот-сигналам.* На рис. 11 показаны кривые помехоустойчивости некодированной системы МДРК от отношения "сигнал/шум", усредненные по пользователям (результаты для всех пользователей почти идентичны). На рис. 12 и 13 представлены зависимости дисперсии ошибки оценки канала по двум и трем кодовым словам МДРК соответственно. Увеличение числа пилот-символов приводит к уменьшению  $\sigma_e^2$ . В рассматриваемом случае энергетический выигрыш при увеличении числа пилот-символов составляет порядка 1 дБ.

Нижняя граница дисперсии ошибки оценки канала определяется границей Крамера–Рао для оценки неизвестной амплитуды сигнала. При оценке состояния канала по  $P$  пилот-символам мини-

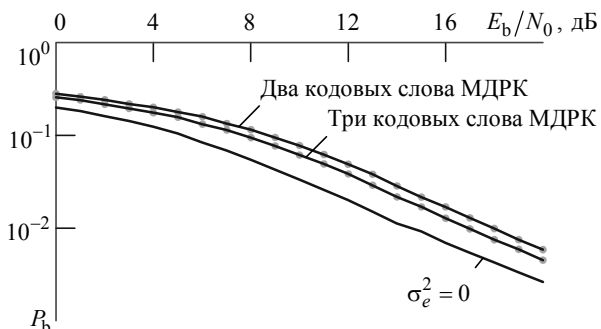


Рис. 11

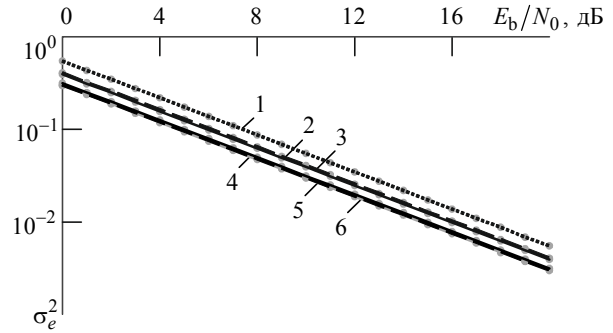


Рис. 12

мальная дисперсия определяется как  $D_e = 1/(Pq^2)$ , где  $q^2$  – энергетическое отношение "сигнал/шум". Для получения дисперсии ошибки оценки канала, равной  $10^{-2} \dots 10^{-3}$ , требуется большое отношение "сигнал/шум" и/или большое число пилот-символов. Например, при  $q^2 = 10$  и  $P = 12$  дисперсия  $D_e = 0.83 \cdot 10^{-2}$ . Однако в случае неортогонального доступа пилот-сигналы отдельных пользователей, как и кодовые слова МДРК, накладываются друг на друга, что приводит к увеличению дисперсии ошибки оценки канала. Ортогональное расположение пилот-символов при выделенном спектральном ресурсе сократит их число для каждого пользователя, что также увеличит дисперсию. Увеличение же числа ортогональных пилот-символов приведет к снижению спектральной эффективности системы.

В настоящей статье рассмотрено влияние ошибки оценки состояния канала на помехоустойчивость системы МДРК. Рассмотрены 2 множества кодовых книг и 2 способа размещения кодовых слов на частотно-временной плоскости для некодированной и кодированной систем. Проведено сравнение схем с канальным перемежением и без него. Для некодированной системы требуемая дисперсия ошибки оценки канала должна быть не больше  $10^{-3}$ . Эффект разнесения улучшает помехоустойчивость системы, что мо-

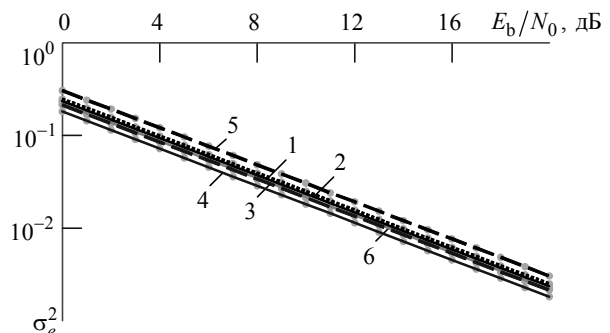


Рис. 13

жет являться ресурсом для уменьшения требуемой точности оценки канала. Для кодированной системы требуемая точность оценки зависит от длины кодового блока. Кодирование с короткими блоками требует такой же точности, как и в случае некодированной системы. В случае длинных блоков дисперсия ошибки оценки канала может быть на порядок выше:  $10^{-2}$  или несколько больше. В кодированной системе разнесение ухудшает ее помехоустойчивость, что требует большей точности оценки канала. Подобное утверждение особенно характерно для длинных кодовых блоков. Канальное перемежение приводит к улучшению помехоустойчивости, однако схема с разнесением все равно не превосходит систему, в которой все кодовые символы одного слова располагаются в одном блоке ресурсов. Следовательно, система с разнесением по-прежнему требует более точной оценки канала при заданной вероятности битовой ошибки и энергетике канала связи.

С практической точки зрения наибольший интерес представляют результаты, полученные для

кодированной системы. Из них следует, что для обеспечения меньшей вычислительной сложности приема сигналов МДРК без существенных потерь в помехоустойчивости следует использовать кодовые книги множества CS2. Так, в случае длинных кодовых блоков в системе без разнесения и канального перемежения при  $\sigma_e^2 = 10^{-2}$  и  $E_b/N_0 = 9$  дБ вероятность битовой ошибки для CS2 больше, чем для CS1, всего лишь на  $0.5 \cdot 10^{-5}$ .

Согласно границе Крамера–Рао при небольшом отношении "сигнал/шум" и малом числе пилот-символов требования, предъявляемые к точности оценки канала, недостижимы.

Направлением дальнейших исследований может являться нахождение оптимальных пилот-сигналов, обеспечивающих минимальную дисперсию ошибки оценки состояния канала, одинаковую для всех пользователей. Также вызывает интерес исследование оценки состояния канала в многоантенных системах.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. What Will 5G Be? / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, J. C. Zhang // IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32, № 6. P. 1065–1082.
2. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I, Z. Wang // IEEE Commun. Mag. 2015. Vol. 53, № 9. P. 74–81.
3. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access // Proc. IEEE 24<sup>th</sup> Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 332–336.
4. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel // IEEE Trans. Signal Proc. 2008. Vol. 56, № 4. P. 1616–1626.
5. Yuan Z., Yu G., Li W. Multi-User Shared Access for 5G // Telecommun. Network Technology. 2015. Vol. 5, № 5. P. 28–30.
6. Blind detection of SCMA for uplink grant-free multiple-access / A. Bayesteh, E. Yi, H. Nikopour, H. Baligh // IEEE Int. Symp. on Wireless Commun. Systems, Barcelona, 26–29 Aug. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 853–857.
7. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems / Y. Wang, S. Zhou, L. Xiao, X. Zhang // Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15), Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–5.
8. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". URL: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (Дата обращения 02.04.2016).
9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems // IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 2918–2923.
10. SCMA codebook design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh // Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC Fall), Vancouver, 14–17 Sept. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 1–5.
11. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 11.5.0 Release 11) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2014. 121 p.
12. Stojanovic M., Proakis J. G., Catipovic J. A. Analysis of the impact of channel estimation errors on the performance of a decision-feedback equalizer in fading multipath channels // IEEE Trans. on Comm. 1995. Vol. 43, № 2–4. P. 877–886.
13. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011. 73 p.

V. P. Klimentyev, A. B. Sergienko  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Channel Estimation in Uplink SCMA System

*The effect of channel estimation error on bit error probability of uncoded and coded sparse code multiple access (SCMA) system in uplink channel with block fading is considered. SCMA is a variety of non-orthogonal multiple access based on code division. The variance of channel estimation error is investigated for channel estimation based on non-orthogonal pilot signals. The results obtained by computer simulation show that required accuracy of the channel estimation depends on the code block length. These results are compared with Cramer–Rao bound.*

Mobile communications, non-orthogonal multiple access, sparse code multiple access, channel estimation, turbo code, pilot signals

Статья поступила в редакцию 21 марта 2016 г.

УДК 537.86.029

М. И. Мартынов, Ан. А. Никитин, А. Б. Устинов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Исследование СВЧ-свойств активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки<sup>1</sup>

*Теоретически описан комплексный коэффициент передачи активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки. Экспериментально получены передаточные характеристики и проведено сравнение с теоретическими результатами. Рассмотрено влияние параметров линии задержки на передаточные характеристики активной колебательной системы. Показано, что резонансные частоты, определяющие положение полос пропускания, зависят от толщины ферритовой пленки и расстояния между спин-волновыми антеннами. Эти зависимости дают возможность реконфигурации передаточной характеристики, что вместе с магнитным управлением обеспечивает гибкость применения на СВЧ.*

### Активная колебательная система, спиновая волна, феррит

За последние двадцать лет резко возрос интерес к исследованию активных кольцевых систем [1], [2]. В настоящее время указанные системы используются для изучения таких физических явлений, как солитоны, хаос и модуляционная неустойчивость, а также для формирования различных сигналов и их обработки [3].

Управляемые СВЧ кольцевые колебательные системы или резонаторы могут быть построены на основе ферритовых линий задержки, таких как эпитаксиальные пленки железиттриевого граната (ЖИГ). Отличительными свойствами этих устройств являются низкие потери на распространение спиновых волн и возможность широкополосной магнитной перестройки передаточных характеристик. Рабочие характеристики активных кольцевых систем на пленках ЖИГ определяются свойствами рабочих волн, а именно их дисперсией. Указанная особенность позволяет

применять пленки ЖИГ в миниатюрных СВЧ-устройствах. В частности, такими устройствами могут быть узкополосные и согласованные фильтры [4]–[6], генераторы гармонических и хаотических сигналов на основе активных кольцевых резонаторов (АКР) [7]–[10]. Однако СВЧ-свойства АКР, в частности влияние различных параметров спин-волновой линии задержки (СВЛЗ), остаются малоизученными. В связи с этим настоящая статья посвящена теоретическому и экспериментальному изучению СВЧ-свойств АКР на пленках ЖИГ.

Схема типичного АКР представлена на рис. 1, а. СВЛЗ 1, аттенюатор 3 и СВЧ-усилитель 2 образуют замкнутый контур. СВЛЗ служит для задержки СВЧ-сигнала. Широкополосный СВЧ-усилитель используется для усиления сигнала и компенсации потерь, вносимых линией задержки, а переменный аттенюатор обеспечивает контроль и управление коэффициентом усиления СВЧ-сиг-

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда (№ 14-12-01296).

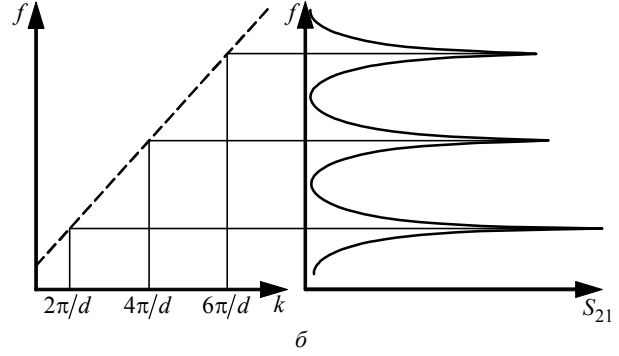
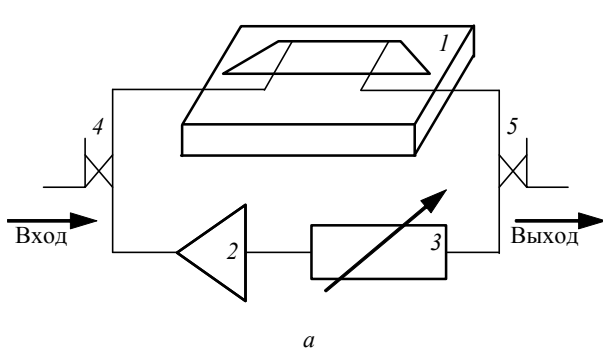


Рис. 1

нала. Сигнал вводится через направленный ответвитель 4 и выводится через направленный ответвитель 5. Коэффициент усиления  $G$  является частотно-независимым.

Рассмотрим формирование коэффициента передачи АРК (рис. 1, б). Особенностью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) является многополосность. Резонансные волновые числа  $k(f_{\text{res}}) = 2\pi n/d$  ( $n$  – номер циркулирующей моды;  $d$  – длина линии задержки) определяют резонансные частоты через закон дисперсии рабочих волн в линии задержки. Фазовый набег циркулирующего СВЧ-сигнала на этих частотах кратен  $2\pi$ . Отметим, что время задержки СВЧ-сигнала в электронных цепях пренебрежимо мало по сравнению с временем задержки в линии задержки.

Рассмотрим входной монохроматический сигнал

$$\dot{A}_{\text{in}}(\omega) = A_0 \exp(i\omega t).$$

Если указанный сигнал циркулирует по кольцу, на выходе АРК возникает суперпозиция бесконечно-го количества циркулирующих и затухающих волн:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{\text{out}}(\omega) = & \\ = A_0 \left[ \sum_{m=1}^{\infty} \left( \exp \left\{ -i[k(\omega) - i\alpha(\omega)md + mg] \right\} \right) \right] \times & \\ \times \exp(i\omega t), & \end{aligned}$$

где  $\alpha(\omega)$  – декремент затухания;  $g$  – коэффициент усиления усилителя.

Комплексный коэффициент передачи активного колебательного контура можно найти как отношение комплексных амплитуд на входе и выходе из кольца:

$$\dot{H}(\omega) = \dot{A}_{\text{out}}(\omega) / \dot{A}_{\text{in}}(\omega) = \sqrt{H_P(\omega)} \exp[i\varphi(\omega)],$$

где

$$H_P(\omega) = \frac{1}{2} \frac{\exp[g - \alpha(\omega)d]}{\cosh[g - \alpha(\omega)d] - \cos[k(\omega)d]}$$

– коэффициент передачи по мощности;

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) = \arctg \left\{ \frac{\sin[k(\omega)d]}{\exp[g - \alpha(\omega)d] - \cos[k(\omega)d]} \right\} \pm R\pi, \\ R = 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

– фазочастотная характеристика АРК [11].

Волновые числа рабочих волн рассчитываются по дисперсионному уравнению. Для поверхностных спиновых волн, рассмотренных в настоящей статье, закон дисперсии имеет вид [12]

$$\begin{aligned} k_{\text{sw}}(\omega) = & \\ = -\ln \left\{ \frac{1 - 4[\omega^2 - \omega_H(\omega_H + \omega_M)]}{\omega_M^2} \right\} / (2L), & (1) \end{aligned}$$

где  $\omega_H = |g|\mu_0 H_0$ ;  $\omega_M = |g|\mu_0 M_0$ , причем  $|g| = 1.76 \cdot 10^{11}$  рад/(с·Тл) – гиромагнитное отношение;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – проницаемость вакуума;  $H_0$  – внешнее магнитное поле;  $M_0$  – намагниченность насыщения;  $L$  – толщина пленки ЖИГ.

Пространственный декремент затухания для поверхностных спиновых волн определяется следующим образом:

$$\alpha_{\text{sw}}(\omega) = \frac{2\pi|g|\omega\Delta H L^{-1}}{\{[\omega_H + \omega_M/2]^2 - \omega\}},$$

где  $\Delta H$  – полуширина ферромагнитного резонанса.

Для экспериментального исследования использовался макет АРК, основными элементами которого являлись СВЧ-усилитель, СВЛЗ и переменный аттенюатор для управления коэффициентом усиления в кольце.

СВЛЗ была изготовлена из монокристаллической пленки ЖИГ на подложке гадолиний-галлиевого граната. Для изготовления СВЛЗ использовались пленки ЖИГ шириной 2 мм, длиной 40 мм с намагниченностями насыщения 1750, 1660 и 1780 Гс и толщинами 5.7, 9.64, и 13.6 мкм соответственно.

Две короткозамкнутые микрополосковые антенны шириной 50 мкм и длиной 2 мм использовались для возбуждения спиновых волн в линии задержки и вывода колебаний с нее. В эксперименте исследовалось влияние расстояния между микрополосковыми антеннами  $d$  на коэффициент передачи АКР. Измерения проводились при расстояниях между спин-волновыми антеннами 3, 6 и 9 мм. Линия задержки располагалась на антеннах так, чтобы пленка ЖИГ находилась в контакте с ними.

СВЛЗ размещались между полюсами постоянного магнита с напряженностью магнитного поля  $H_0 = 1226$  Э. Поле прикладывалось параллельно плоскости пленки ЖИГ и перпендикулярно направлению распространения спиновой волны. Указанная ориентация пленки относительно магнитного поля обеспечивает возбуждение поверхностных спиновых волн в линии задержки.

Принцип действия АКР основан на суперпозиции бегущих волн в кольце. СВЧ-сигнал вводится с помощью направленного ответвителя и циркулирует в кольце. Затухание сигнала  $\Lambda$  в ферритовой линии задержки компенсируется СВЧ-услителем. Общий коэффициент усиления кольца  $G$  контролируется переменным аттенуатором. АКР может использоваться как пассивный фильтр при  $G > \Lambda$  или как генератор сигнала при  $G < \Lambda$ . Значение коэффициента усиления  $G$ , при котором достигается порог автогенерации АКР, может быть использовано в качестве нулевой реперной точки.

На рис. 2 представлено сравнение экспериментальной передаточной характеристики (сплошная линия), измеренной при  $G = -1.5$  дБ,  $L = 9.64$  мкм и  $d = 6$  мм, и теоретически рассчитанной зависимости коэффициента передачи от частоты (пунктирная линия). Четко выраженные пики (полосы пропускания) соответствуют резонансным частотам. Из рис. 2 видно, что результаты численного расчета с высокой точностью совпадают с экспериментальной характеристикой.

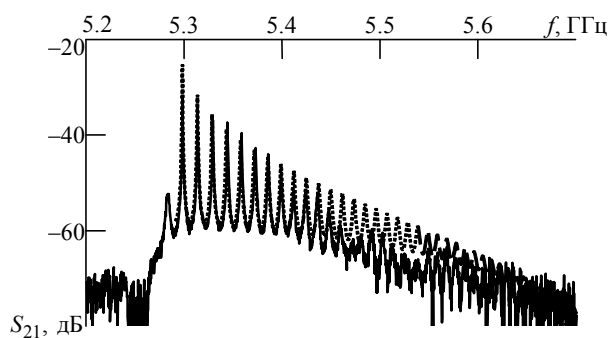


Рис. 2

Из приведенного ранее теоретического рассмотрения следует, что форма передаточной характеристики определяется фазовым набегом сигнала в кольце  $\varphi = k(\omega)d$ , который связан с временем задержки  $\tau = d\varphi/d\omega$ . В дальнейшем будем использовать время задержки для описания свойств АКР. Этот параметр СВЛЗ определяется двумя факторами: расстоянием между микрополосковыми антеннами (эффективной длиной линии задержки)  $d$  и толщиной пленки ЖИГ  $L$ .

На рис. 3 приведены передаточные характеристики активной колебательной системы для различных расстояний между микрополосковыми антеннами. Как видно, форма передаточной характеристики (расстояние между резонансными пиками  $\Delta f$  и их положение  $f_r$ ) меняется в зависимости от расстояния между микрополосковыми антеннами  $d$ . Увеличение этого расстояния приводит к сближению соседних резонансных пиков, что показано на рис. 4, где линиями представлены теоретические

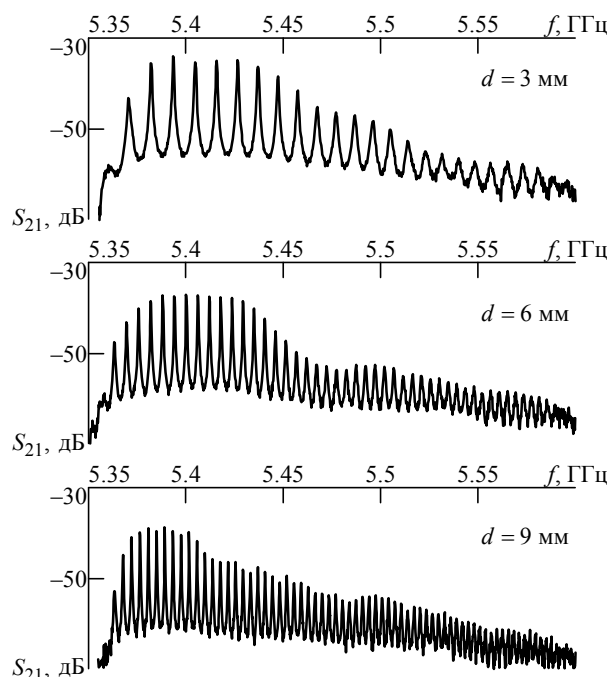


Рис. 3

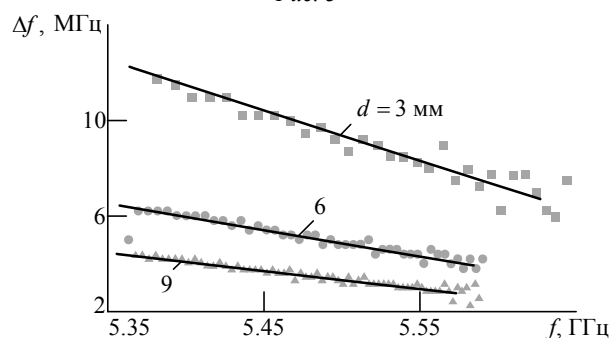


Рис. 4

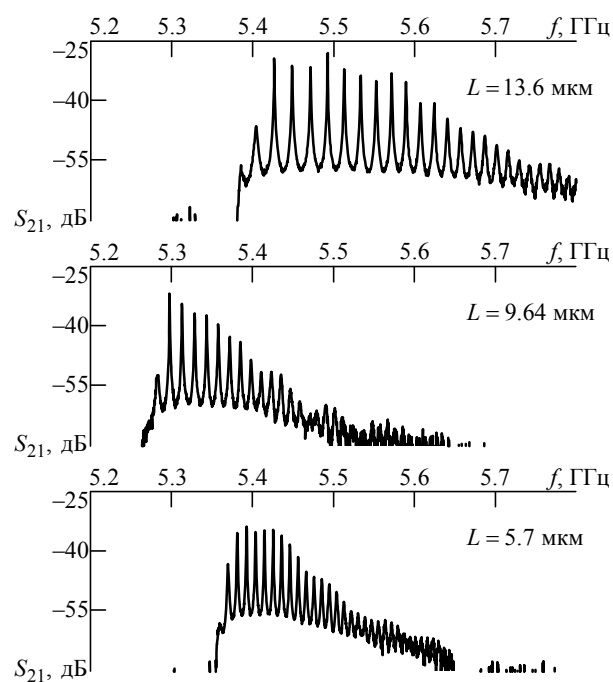


Рис. 5

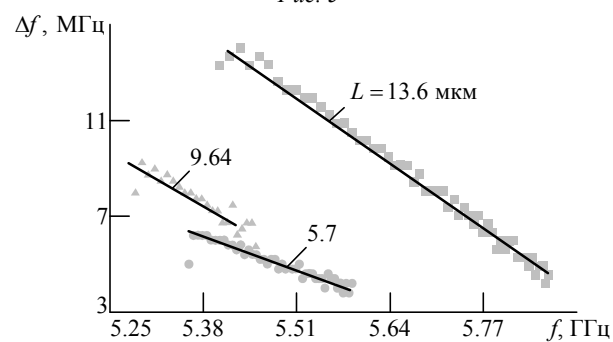


Рис. 6

зависимости, полученные на основе (1), а маркерами даны результаты экспериментальных измерений. Эта особенность позволяет управлять формой АЧХ, что обеспечивает плавную реконфигурацию передаточных характеристик.

Вторым фактором, определяющим положение резонансных частот, как следует из (1), является толщина пленки ЖИГ. Проведено исследование влияния толщины пленки феррита  $L$  на передаточные характеристики. На рис. 5 представлены передаточные характеристики для пленок толщиной 5.7, 9.64, и 13.6 мкм при фиксированном расстоянии  $d = 6$  мм. Различия в положении начала полосы пропускания объясняются различной намагниченностью насыщения 1750, 1660 и 1780 Гс соответственно. Как видно, резонансные частоты сближаются с уменьшением толщины, что также обусловлено увеличением времени задержки. Теоретические зависимости  $\Delta f$  от частоты, рассчитанные по (1), показаны на рис. 6 сплошными ли-

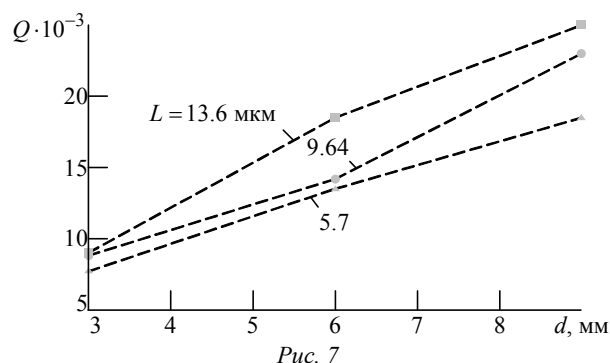


Рис. 7

ниями, экспериментальные зависимости отмечены маркерами.

Таким образом, из рис. 3–6 следует, что АКР обладают конструктивной гибкостью, что позволяет создавать фильтры с необходимой формой АЧХ. Дополнительным преимуществом исследуемых систем является возможность широкополосной перестройки передаточных характеристик. Так, согласно закону дисперсии спиновых волн увеличение напряженности магнитного поля на 1 кЭ приводит к сдвигу резонансной частоты на 2.8 ГГц.

Добротность одиночного резонансного пика определяется коэффициентом усиления в кольце и достигает максимальных значений при  $G = 0$ . С другой стороны, добротность зависит от времени задержки, увеличение которого стабилизирует резонансную частоту. Увеличение расстояния между микрополосковыми антеннами  $d$  и уменьшение толщины пленки феррита  $L$  вносят одинаковый вклад в значение времени задержки. Однако вследствие большей плотности мощности в тонких пленках возрастает влияние нелинейных явлений, что приводит к снижению добротности. Экспериментальные зависимости добротности от расстояния между антеннами при различных толщинах пленок для наиболее выраженных резонансных пиков показаны на рис. 7. Максимальная добротность была измерена на пленке толщиной 13.6 мкм при расстоянии между микрополосковыми антеннами 9 мм и достигала 25 000. Полученное значение ограничено нелинейными явлениями в СВЛЗ.

Таким образом, в настоящей статье приведен анализ комплексного коэффициента передачи для активной колебательной системы на основе ферритовой линии задержки. Показано, что результаты расчета соответствуют экспериментально измеренным характеристикам. Рассмотрено влияние параметров линии задержки на вид передаточной характеристики активного кольца. Рассчитана добротность для экспериментальных АЧХ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kivshar Yu., Agrawal G. Optical Solitons: from Fibers to Photonic Crystals. Amsterdam: Academic Press, 2005. 540 p.
2. Wu M. Nonlinear Spin Waves in Magnetic Film Feedback Rings // Solid State Physics. 2011. Vol. 62. P. 163–224.
3. Self-Generation of Chaotic Dissipative Soliton Trains in Active Ring Resonator With 1-D Magnonic Crystal / S. V. Grishin, Y. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov, E. N. Beginin, S. E. Sheshukova // IEEE Trans. on Magnetics. 2011. Vol. 47, iss. 10. P. 3716–3719.
4. Active Narrowband Magnetostatic Wave Filter / V. E. Demidov, B. A. Kalinikos, N. G. Kovshikov, P. Edenhofer // Electron. Lett. 1999. Vol. 35, iss. 21. P. 1856–1857.
5. Ustinov A. B., Srinivasan G., Kalinikos B. A. High-Q Active Ring Microwave Resonators based on Ferrite-Ferroelectric Layered Structures // Appl. Phys. Lett. 2008. Vol. 92, iss. 19. P. 193512(1–3).
6. Optimum Filtration of Microwave Signals by a Multiband Spin-Wave Ring Resonator / A. A. Porokhnyuk, A. B. Ustinov, N. G. Kovshikov, B. A. Kalinikos // Tech. Phys. Lett. 2009. Vol. 35, iss. 9. P. 843–846.
7. Demidov V. E., Kovshikov N. G. Some Special Features of the Transition to Chaos in the Self-Modulation of Surface Spin-Waves // J. of Experim. and Theor. Phys. Lett. 1997. Vol. 66, iss. 4. P. 261–265.
8. Scott M. M., Kalinikos B. A., Patton C. E. Self-Generation of Bright Microwave Magnetic Envelope Soliton Trains in Ferrite Films Through Frequency Filtering // Appl. Phys. Lett. 2001. Vol. 78, iss. 7. P. 970–972.
9. Self-Generation of Dissipative Solitons in Magnonic Quasicrystal Active Ring Resonator / S. V. Grishin, E. N. Beginin, M. A. Morozova, Yu. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov // J. of Appl. Phys. 2014. Vol. 115, iss. 5. P. 053908.
10. Kondrashov A. V., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Controlled Chaotic Microwave Generation Under Conditions of Four-Wave Parametric Interaction of Surface Spin Waves // Tech. Phys. Lett. 2010. Vol. 36, iss. 3. P. 224–227.
11. Theoretical Investigation of the Resonance Properties of an Active Ring Made of a Ferrite-Ferroelectric Layered Structure / A. A. Nikitin, A. B. Ustinov, A. A. Semenov, B. A. Kalinikos // J. of Tech. Phys. 2012. Vol. 82, iss. 7. P. 98–101.
12. Stancil D. D., Prabhakar A. Spin Waves: Theory and Applications. Springer: Heidelberg, 2009. 348 p.

M. I. Martynov, An. A. Nikitin, A. B. Ustinov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Investigation of the Active Oscillation System Microwave Properties Based on a Ferrite Time Delay Line

*The complex transmission coefficient of the active ring resonators based on the spin-wave delay lines was investigated both theoretically and experimentally. Influence of the parameters of the delay line on the transmission coefficients was studied and analyzed. It was shown that the resonant frequencies that define the passbands of the ring resonator depend on the ferrite film thickness and the distance between spin-wave antennae. These dependences give possibility to reconfigure the transmission coefficient that in combination with magnetic tuning provide flexibility for microwave applications.*

Active oscillation system, spin wave, ferrite film

Статья поступила в редакцию 29 марта 2016 г.



УДК 615.47:616-072.7

Н. А. Обухова, А. А. Мотыко  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Цифровая обработка изображений в экспертно-консультирующей системе для дифференциальной диагностики состояний шейки матки<sup>1</sup>

*Рассмотрены новые методы обработки и анализа изображений для экспертно-консультирующей системы дифференциальной диагностики состояний тканей шейки матки. Предложенный метод обработки кольпоскопических изображений позволяет синтезировать специальное изображение, имитирующее применение зеленого оптического фильтра для визуализации сосудов и обеспечивающее более эффективный анализ сосудистых структур врачом. Отличительной особенностью разработанного метода анализа изображений с целью дифференциальной диагностики является использование совокупности признаков, рассчитанных по изображениям разных типов, и формирование решающих правил, основанных на технологиях "data mining". Многопризнаковый анализ обеспечивает для границы дифференциальной диагностики CIN/CNI чувствительность 87 % и специфичность 75 %. Важной составляющей многопризнакового анализа является анализ изображений, полученных в белом свете. В статье подробно рассмотрены алгоритмы классификации изображений, полученных в белом свете на основе цветовых, яркостных и текстурных признаков.*

### Обработка мультиспектральных изображений, анализ изображений по признаку цвета, текстурный анализ, обработка и классификация медицинских изображений, системы поддержки клинических решений

Современной тенденцией развития медицинских систем является переход от устройств, решающих конкретные частные задачи, к экспертно-консультирующим системам поддержки клинических решений (clinical decision support system – CDSS).

Цель современных CDSS заключается в оказании помощи врачу в момент обследования пациента и при выборе лечения. На предыдущем этапе медицинские диагностические системы реализовывали функцию клинициста, ставящего конечный диагноз. При применении этих систем предполагалось, что врач будет вводить информацию и ждать "правильного" ответа системы.

Принципы построения и использования CDSS предполагают помощь врачу на основе его взаимодействия с системой и использование ее клинических знаний. Это взаимодействие должно обеспечить чувствительность и специфичность диагностики выше, чем в случае постановки диагноза самостоятельно врачом или самостоятельно CDSS.

Существенную роль в CDSS играют анализ и обработка изображений исследуемого органа, направленные на решение следующих задач:

– визуализацию полученных данных, обеспечивающую наиболее эргономичное представление информации, и, как следствие, высокую эффективность ее анализа врачом;

– максимально полное извлечение невидимой информации из полученных медицинских изображений.

CDSS весьма востребованы при проведении кольпоскопических обследований. Это связано, прежде всего, с выраженной необходимостью повышения эффективности кольпоскопического обследования за счет дифференциальной диагностики в условиях высокой вариативности исходного материала (медицинские изображения, в частности кольпоскопические, существенно различаются у конкретных пациентов, что обусловлено разным возрастом, менопаузой и другими особенностями физического состояния женщины).

В настоящей статье рассмотрены новые методы обработки и анализа изображений для CDSS дифференциальной диагностики следующих состояний тканей шейки матки: норма, CNI (chronic

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 15-07-00188.

nonspecific inflammation – воспалительный процесс), CIN I, II, III (cervical intraepithelial neoplasia – онкологические изменения различной степени тяжести). Методы позволяют сформировать карту патологии (изображение, разбитое на области с определенным диагнозом Norm/CNI/CIN), карту биопсий, помогающих врачу при постановке кольпоскопического диагноза, а также формируют изображения со специальными свойствами для визуального анализа.

### Обработка и синтез изображений в CDSS.

Цель обработки изображений в CDSS – сформировать высококачественное изображение, удобное для визуального анализа с повышенной информативностью. Для CDSS дифференциальной диагностики рака шейки матки это означает сформировать высококонтрастное изображение исследуемого органа с высоким разрешением по всей плоскости кадра и корректной цветопередачей, а также с выделенными сосудистыми структурами. Для решения сформулированной задачи обработка исходных кольпоскопических изображений должна предусматривать:

- стандартные процедуры повышения качества изображений: гамма-коррекцию, подавление шумов, цветокоррекцию, увеличение контраста и т. д.;
- специальные процедуры обработки медицинских изображений: совмещение медицинских снимков, снятых в различных условиях освещения, автоматическую сегментацию зоны интереса – участка на изображении, для которого целесообразно проводить дальнейший анализ, удаление бликов на изображениях и интерполяцию изображений в них;
- процедуры синтеза изображений, обладающих особыми свойствами, например изображений, имитирующих применение зеленого оптического фильтра для визуализации сосудов.

Наиболее характерным видом обработки изображений для CDSS является формирование специальных изображений с повышенной информативностью. Для кольпоскопической системы это, прежде всего, имитация зеленого фильтра.

Кольпоскопический осмотр всегда включает в себя осмотр сосудов при разном увеличении и с использованием зеленого фильтра. При использовании цветных фильтров возможна более полноценная оценка характера ветвления сосудов, выявление особых сосудистых структур, например структур типа "мозаики" и "пунктуации".

CDSS должна предусматривать возможность имитации применения зеленого фильтра для любого указанного врачом фрагмента изображения.

Для реализации этой функции предложен следующий алгоритм:

1. Линейное контрастирование в зеленом канале:

$$SG_{ij} = \frac{G_{ij} - G_{\min}}{G_{\max} - G_{\min}}(g_{\max} - g_{\min}) + g_{\min},$$

где  $SG_{ij}$ ,  $G_{ij}$  – координаты  $G$  для пиксела  $(i, j)$  после растяжки гистограммы и в исходном изображении соответственно;  $[G_{\min}, G_{\max}]$  – диапазон изменения координаты в исходном изображении;  $g_{\min} = 0$ ,  $g_{\max} = 255$  – максимальное и минимальное значения координаты  $G$  в модифицированном изображении.

2. Обнуление координат канала  $B$  всех пикселей:  $SB_{ij} = 0$ ,  $\forall i, j$ . Координаты канала  $R$  не изменяются.

3. Синтез изображения с координатами пикселей  $(SG_{ij}, SR_{ij}, 0)$ .

Результаты имитации зеленого фильтра на участке исходного изображения (рис. 1, *а*) показаны на рис. 1, *б*.

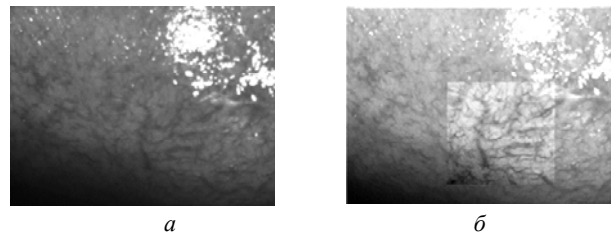


Рис. 1

Алгоритм позволяет сформировать изображение, в котором присутствует зеленый фон и красно-коричневые сосуды. Такое изображение гораздо удобнее для визуального анализа, чем обычное изображение, полученное в белом свете, в котором темно-красные сосуды расположены на красном фоне. Эффективность предложенного алгоритма имитации зеленого фильтра подтверждена экспертной оценкой врачей, реализованной в рамках клинических испытаний.

**Анализ изображений в CDSS.** Для эффективного извлечения не визуальной информации из кольпоскопических изображений в CDSS, предназначенной для дифференциальной диагностики рака шейки матки, необходимо реализовать:

- одновременный анализ изображений, полученных в белом свете и свете флуоресценции, по совокупности признаков яркости, цвета и текстуры;
- построение решающего правила на основе методов, характерных для систем искусственного

интеллекта: теории нечетких множеств и нечеткой логики, интеллектуального анализа данных (data mining) [1], теории машинного обучения и рассуждений в условиях неопределенности, теории распознавания образов.

С учетом сформулированных требований предложен метод, позволяющий построить дифференциальную карту патологии, используя результаты анализа по совокупности признаков кольпоскопических изображений, полученных в белом свете и в свете флуоресценции при возбуждении с длинами волны 360 и 390 нм.

1. Разбиение исходных изображений на локальные фрагменты – блоки с размерами  $20 \times 20$  пикселей.

2. Определение для каждого блока вектора признаков, состоящего из следующих компонент:

- средних значений координат Cr, Cb (система YCrCb) и b (система Lab) в блоке флуоресцентного изображения, полученного при длине волны возбуждающего излучения 360 нм;

- средних значений этих же координат, рассчитанных в блоке флуоресцентного изображения, полученного при длине волны возбуждающего излучения 390 нм;

- средних значений координат a, b (Lab), рассчитанных в блоке изображения, полученного в белом свете.

3. Предварительная классификация блоков изображений с целью выделения для дальнейшего анализа зоны плоскостного эпителия и удаления зоны цилиндрического эпителия, областей кровления и входа в цервикальный канал. Стратегия классификации – Random Decision Forest (RDF) [2], [3]. Вектор признаков для классификации – средние значения координат a и b (Lab) в блоках изображений, полученных в белом свете и свете, и координата b (Lab) в блоках, полученных в свете флуоресценции с длиной волны возбуждения 360 нм.

4. Для каждого блока, соответствующего плоскостному эпителию, решение задачи классификации с целью его отнесения к одному из трех классов: 1 – ткани без патологии; 2 – ткани, имеющие CIN; 3 – ткани, имеющие CIN. Стратегия классификации – RDF. Вектор признаков для классификации – средние значения Cr, Cb (YCrCb) и b (Lab) в блоках изображений, полученных в свете флуоресценции с длинами волны возбуждения 360 и 390 нм. Результатом классификации являются степени принадлежности блока к классам  $P_{\text{норм}}$ ,  $P_{\text{CNI}}$  и  $P_{\text{CIN}}$ .

Анализ флуоресцентных изображений, полученных при возбуждающих излучениях с длинами волны 360 и 390 нм, позволяет выявлять следующие состояния тканей шейки матки – норма, CNI, CIN. Для границы CIN/CNI метод обеспечивает чувствительность 87 % и специфичность 71 % [4], [5].

Повысить чувствительность и специфичность при построении карт патологии можно, учтя дополнительную информацию, полученную при анализе изображений в белом свете, т. е. реализовав многопризнаковый анализ.

Существует две группы признаков для анализа кольпоскопических изображений, полученных в белом свете [6]. Первая группа – цветовые и яркостные изменения в изображениях, обусловленные эффектом ацетобелого – побелением тканей после применения раствора уксусной кислоты. Вторая группа связана с изменениями текстуры и сосудов, которые также соответствуют патологическим изменениям в тканях шейки матки.

Методы сегментации ацетобелых областей можно разделить на две группы. Первая группа основана на процедурах цифровой обработки изображений (математической морфологии, линейной фильтрации и т. д.). Вторая группа состоит из методов, основанных на использовании математического аппарата классификации. На основании экспериментов был сделан вывод о низкой эффективности методов первой группы в рамках решаемой задачи. Основными причинами являются низкая контрастность и высокая изменчивость областей ацетобелого в исходных изображениях (рис. 2).

Для оценки степени соответствия фрагмента изображения эффекту ацетобелого разработан алгоритм, основанный на методе классификации RDF. В качестве признаков для классификации были выбраны координаты L, a, b (Lab), рассчитываемые по блоку изображения  $20 \times 20$  пикселей. Сформированы 2 класса: "ацетобелое" и "другое". Построен и обучен двухклассовый RDF-классификатор. При обучении классификатора в тестовый набор входило более 350 образцов класса "другое" и более 250 образцов класса "ацетобелое" (рис. 2), выбранных из 50 изображений с различными вариантами ацетобелого эффекта.

После обучения классификатора определение степени соответствия  $\hat{f}$  нового фрагмента изображения  $x'$  эффекту ацетобелого формируется



Рис. 2

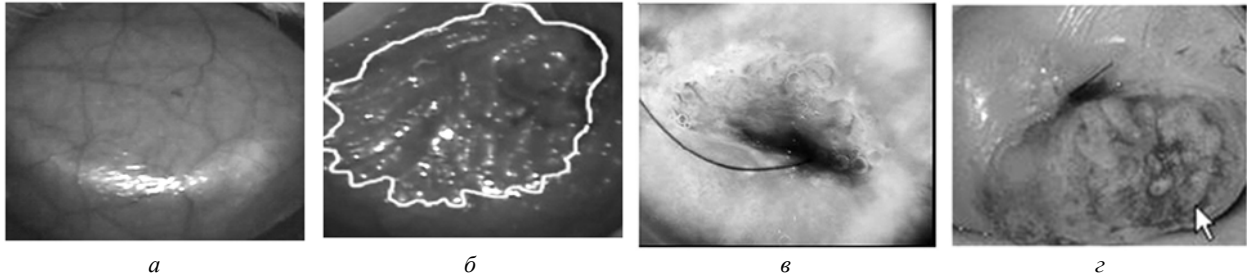


Рис. 3

усреднением решений индивидуальных деревьев леса RDF  $\hat{f}_b(x')$ :

$$\hat{f} = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B \hat{f}_b(x') \quad (1)$$

или на основе большинства голосов, поданных за принадлежность образца к классу "ацетобелое".

В дальнейшем анализе оценка (1) рассматривается как степень соответствия анализируемого блока классу "ацетобелое"  $P_W$ .

Дополнительно реализована бинарная классификация на основе признака текстуры, позволяющая выявить неоднородные области ткани на шейке матки. Рис. 3 демонстрирует выраженные текстурные изменения и соответствующий им значительный уровень высокочастотной энергии на изображениях шейки матки в области патологии (рис. 3, б, г) и практически однородную структуру (и низкий уровень высокочастотной энергии) для здоровых тканей (рис. 3, а, в).

Алгоритм бинарной классификации изображений на основе признака текстуры предусматривает введение количественной оценки текстурного признака, выбор стратегии классификации и построение решающего правила.

Для формирования количественной оценки уровня текстурованности локальных фрагментов изображения использована мера Розенфельда–Троя:

$$D(x_k, y_l) = \left[ \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \Lambda(x_{k+n}, y_{l+m}) \right] / (NM), \quad (2)$$

где  $\Lambda(x, y)$  – яркость пиксела в препарате, полученном из исходного изображения  $L(x, y)$  в результате предобработки с целью подчеркивания высокочастотной составляющей;  $x_k, y_l$  – координаты левого верхнего угла фрагмента (блока) изображения;  $k, l$  – номер блока по горизонтали и вертикали соответственно;  $N, M$  – число пикселей фрагмента по горизонтали и вертикали соответственно.

Для повышения чувствительности рассмотренной меры при определении количественной оценки текстурного признака введена предобработка изображения, подчеркивающая его высокочастотную составляющую. Предобработка реализована с помощью многомасштабного морфологического градиента:

$$MG(L) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 [(L \oplus S_i) - (L \ominus S_i)] \ominus S_{i-1}, \quad (3)$$

где  $\oplus$  и  $\ominus$  – морфологические операции наращивания и эрозии соответственно;  $S_i, 1 \leq i \leq 3$  – квадратные маски фильтра с размерами  $(2i+1) \times (2i+1)$  пикселей. Согласно (3) значения градиентов рассчитывают трижды используя маски с размерами  $3 \times 3, 5 \times 5, 7 \times 7$ , а затем результаты складывают.

Операцию подчеркивания высоких частот в изображении следует предварять обработкой изображения каким-либо фильтром для уменьшения влияния шумов, например медианным. Поэтому предварительная обработка изображения для получения количественной оценки признака текстуры предусматривает сглаживающую медианную фильтрацию и морфологический многомасштабный градиент.

Количественная оценка уровня текстурованности фрагмента изображения на основе меры Розенфельда–Троя зависит от уровня шума в изображении. Для уменьшения влияния шумов оценка была модифицирована введением ее нормировки на оценку текстурованности в блоке, обусловленную шумами:

$$D_M = D(x_k, y_l) / D_{\min}, \quad (4)$$

где

$$D_{\min} = \text{moda} \{D(x_k, y_l)\}, \quad k = \overline{1, K}, \quad l = \overline{1, L}, \quad (5)$$

– мода распределения оценок текстуры, обусловленная шумами, причем  $K, L$  – количество блоков изображения в горизонтальном и вертикальном направлениях соответственно.

Таким образом, основными шагами получения количественной оценки текстурного признака являются:

- предварительная обработка изображений с целью подчеркивания высокочастотной энергии с помощью морфологического многомасштабного градиента (после применения медианного фильтра);
- разбивка изображения на квадратные блоки;
- определение оценки детальности (текстурированности) для каждого блока в соответствии с мерой Розенфельда–Троя (2);
- оценка  $D_{\min}$  (5);
- определение модифицированной оценки детальности (4) для каждого блока анализируемого изображения.

На рис. 4, а, в представлены исследуемые изображения, для которых построены карты оценок детальности (рис. 4, б, г соответственно). Области светло-серого цвета на картах соответствуют областям изображения с низкими значениями оценок детальности, области белого цвета – блокам изображения с высокими оценками.

Для решения задачи бинарной классификации было использовано расстояние Махаланобиса,

предполагающее нахождение линейной комбинации переменных, которая наилучшим образом разделяет 2 класса [7]. Правило классификации формулируется следующим образом: новый объект принадлежит классу  $k$ , к которому он ближе в соответствии с расстоянием Махаланобиса:

$$L_k = (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}) \boldsymbol{\Sigma}^{-1} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T,$$

где  $\mathbf{x}$  – вектор признаков;  $\boldsymbol{\mu}$  – вектор средних значений признаков;  $\boldsymbol{\Sigma}$  – ковариационная матрица; "Т" – символ транспонирования.

Алгоритм бинарной классификации на основе текстурного признака включает в себя следующие шаги:

- оценку признака текстуры в изображениях обучающей выборки;
- обучение классификатора на основе текстурного признака и расстояния Махаланобиса;
- оценку признака текстуры для каждого блока анализируемого изображения;
- классификацию изображения на основе расстояния Махаланобиса и формирование степени

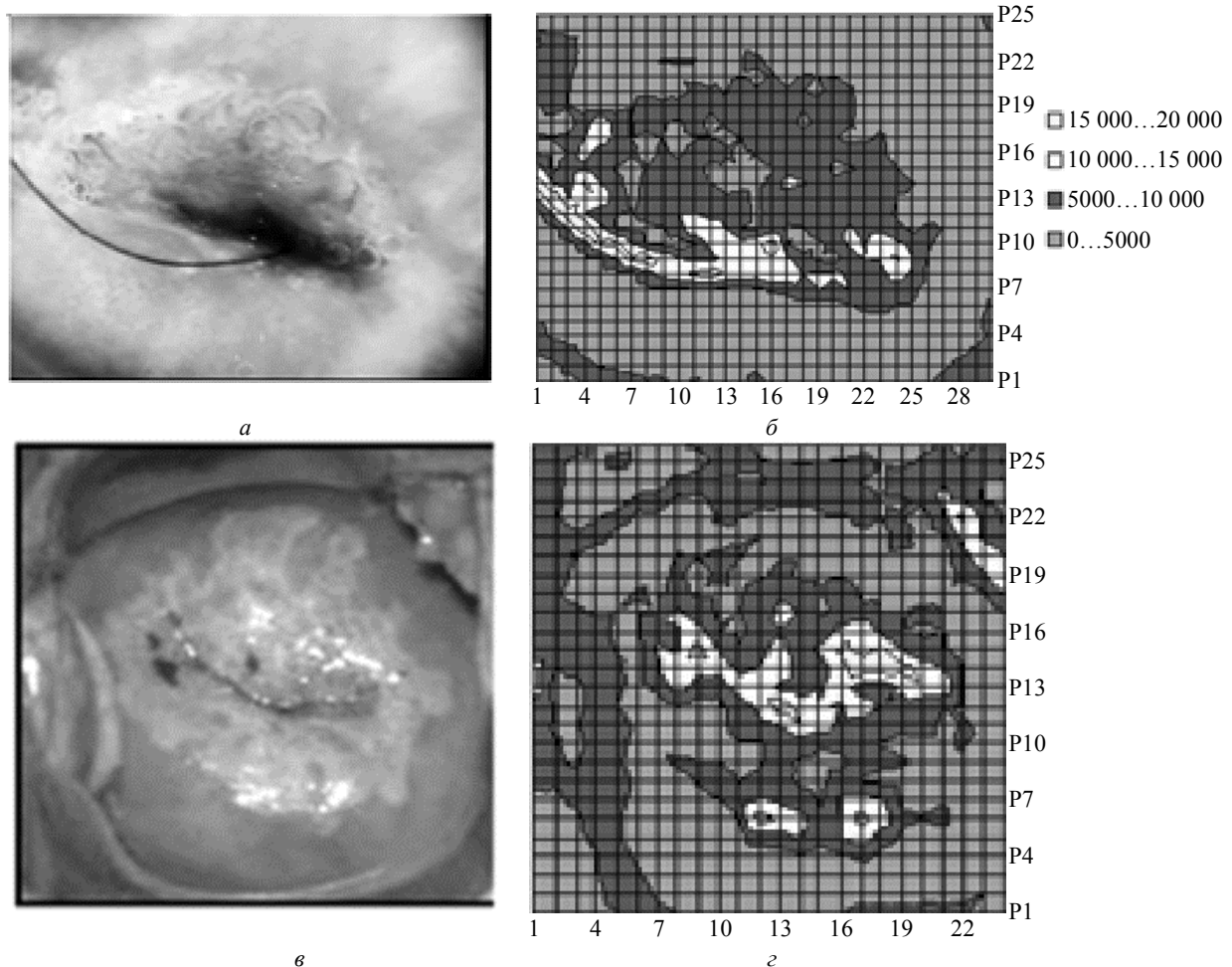


Рис. 4

принадлежности фрагмента изображения к классу "текстурированная область":

$$P_t = L_t / (L_t + L_{nt}),$$

где  $L_t$ ,  $L_{nt}$  – расстояния Махаланобиса до класса "текстурированная область" и до класса "область без текстуры" соответственно.

Для формирования дифференциальной карты патологии использованы:

– результаты анализа флуоресцентных изображений – степени принадлежности анализируемого блока классам Norm, CNI и CIN  $P_{\text{norm}}$ ,  $P_{\text{CNI}}$  и  $P_{\text{CIN}}$ ;

– оценки эффекта ацетобелых и текстурных изменений в изображениях, полученных в белом свете, – степень соответствия блока эффекту ацетобелого  $P_W$  (1);

– результаты классификации по текстурному признаку – степень соответствия фрагмента изображения выраженным текстурным изменениям по Махаланобису  $P_t$ .

Указанные оценки использованы для формирования степени выраженности патологии  $P_{\text{pt}}$ . Проведенные исследования показали, что анализ флуоресцентных изображений обеспечивает очень высокую чувствительность при умеренной специфичности [4], [5]. Оценки  $P_{\text{norm}}$ ,  $P_{\text{CNI}}$  и  $P_{\text{CIN}}$  использовались в качестве основных при формировании степени выраженности патологии, а  $P_W$  и  $P_t$  – как дополнительная информация для улучшения характеристики специфичности.

В результате алгоритм определения степени патологии  $P_{\text{pt}}$  имеет следующий вид:

$$P_{\text{add}} = P_W P_t;$$

$$\text{if } P_{\text{CIN}} \geq 0.75 \text{ then } P_{\text{pt}} = P_{\text{CIN}} \text{ else}$$

$$\text{if } P_{\text{add}} \geq 0.5 \text{ then}$$

$$P_{\text{pt}} = P_{\text{add}} + P_{\text{CIN}} - P_{\text{add}} P_{\text{CIN}}$$

$$\text{else } P_{\text{pt}} = P_{\text{add}} P_{\text{CIN}}.$$

**Экспериментальное исследование.** Для разработки и тестирования предложенного метода многопризнакового анализа проведены специальные клинические исследования на базе клиники Отта (Санкт-Петербург, Россия), а также ряда клиник Сеула (Южная Корея).

В исследовании принимали участие пациентки в возрасте старше 18 лет, не беременные, с положительным откликом Пап-теста или с выяв-

ленным вирусом HPV. Было получено письменное согласие всех участников.

Для получения изображений шейки матки в белом свете и флуоресцентных изображений при различном возбуждающем излучении разработан мультиспектральный цифровой кольпоскоп LuxCol со специальным программным обеспечением RSS-Colpo [7].

Для каждой пациентки, принимавшей участие в клиническом исследовании были получены:

- Набор изображений, сформированных прибором LuxCol: изображения в белом свете и флуоресцентные изображения, полученные при возбуждающих излучениях 360 и 390 нм. Все типы изображений получены до и после применения 6 %-го раствора уксусной кислоты.

- Результаты Пап-теста и вирусной диагностики, а также кольпоскопический диагноз, поставленный врачом.

- Изображение шейки с указанными врачом местами взятия биопсий и результаты их гистологического анализа.

Общее число пациентов, принявших участие в клиническом исследовании, – 151, среди них с установленным гистологически диагнозом CNI – 89, с диагнозом CIN – 62.

На основе полученной информации создана специальная база данных по следующей методике: на всех изображениях, полученных с помощью прибора LuxCol, в специальном программном пакете проставлялись маркеры в соответствии с изображением, на котором врач указывал места взятия биопсий. Вокруг каждого маркера автоматически формировалась область с размерами  $20 \times 20$  пикселей, в которой высчитывался вектор признаков, содержащих яркостно-цветовые и текстурные характеристики. Полученный вектор признаков и соответствующий ему диагноз заносились как единая запись в формируемую базу данных.

Полученная база данных использовалась для обучения классификаторов, формирования и проверки карт патологии.

Экспериментальное исследование метода состояло из получения и проверки корректности карт патологии для каждого пациента. Основные шаги методики проверки:

1. Из базы данных исключались записи, соответствующие изображению, для которого будет строиться карта патологии. По оставшимся записям проводилось обучение классификаторов.

2. На основе анализа флуоресцентных изображений и изображений, полученных в белом свете, строилась карта патологии.

3. Карта патологии проверялась на соответствие результатам биопсии. Если результаты классификации соответствовали результатам биопсии, то карта считалась корректной.

Шаги 1–3 повторялись для всех имеющихся изображений. На основании полученных данных определены оценки чувствительности и специфичности. Для границы CNI/CIN чувствительность составила 0.87, специфичность – 0.74. Это достаточно высокие значения, превышающие аналогичные характеристики для карт патологий, полученных только на основе анализа флуоресцентных изображений [4].

Получение достаточно высоких характеристик чувствительности и специфичности обусловлено, прежде всего, использованием совокупности признаков, найденных по изображениям различного типа. Приведенные значения чувствительности и специфичности получены на границе CNI/CIN (воспаление/онкология) – наиболее сложной границе при проведении диагностики, так как визуальные свойства тканей в этом случае очень близки.

Разработанный метод позволяет сформировать степень соответствия фрагмента изображения патологии, учитывая цветовые, яркостные и текстурные изменения, в отличие от традиционной бинарной классификации "норма/патология".

Сформированные оценки, представленные картой патологии, являются основой для постановки диагноза и имеют безусловную диагностическую ценность, что подтверждено клиническими испытаниями.

Дополнительно к сформированной карте патологии предложенные методы обработки позволяют врачу получить информацию об изменениях сосудов, используя возможность анализа специального изображения с подчеркнутыми сосудистыми структурами. Это повышает эффективность анализа сосудистых структур, а также дает возможность объединить результаты автоматического и визуального анализа. Такое объединение возможностей системы и опыта врача увеличивает чувствительность и специфичность диагностики в целом и позволяет сделать вывод о целесообразности и высокой эффективности применения разработанных методов в экспертно-консультующих системах (CDSS).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Han J., Kamber M. Data mining: concepts and techniques. 2nd. ed. San Francisco: Morgan Kaufmann, Elsevier Science, 2006. 137 p.
2. Breiman L. Random Forests // J. Machine Learning. 2001. Vol. 45, iss. 1. P. 5–32.
3. Meinshausen N. Quantile Regression Forest // J. Machine Learning Research. 2006. Vol. 7, iss. 6. P. 983–999.
4. Обухова Н. А., Мотыко А. А. Автоматический метод анализа мультиспектральных кольпоскопических изображений для телевизионной системы диагностики рака шейки матки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 6. С. 24–33.
5. Обухова Н. А., Мотыко А. А. Автоматический анализ мультиспектральных изображений шейки матки с

целью выявления онкологических изменений // Фотодинамическая терапия и фотодиагностика. Спец. вып. 2015. С. 775.

6. Xiong J. L., Wang J. Gu. Image Segmentation of the Acetowhite region in Cervix Images Based on Chromaticity // Proc. of 9 Intern. Conf. on Information Technology and Applications in Biomedicine (ITAB 2009), Larnaca, Cyprus, 5–7 Nov. 2009. P. 140–144.

7. Комплекс для флуоресцентной диагностики и фотодинамической терапии заболеваний шейки матки / Г. В. Папаян, Н. А. Обухова, А. А. Мотыко, В. Б. Березин, Д. П. Плохих, С. А. Слободенко, U. Kang, S. J. Bae, D. S. Lee, M. W. Jung // Опт. журн. 2015. Т. 82, № 12. С. 47–59.

N. A. Obukhova, A. A. Motyko  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Digital Image Processing in Clinical Decision Support System for the Cervix Differential Diagnosis

*New methods of image processing and analysis for clinical decision support system of differential diagnosis of conditions of the cervix tissues are reviewed. The proposed method of colposcopic images processing allows to synthesize a special image that simulates the application to visualize vessels and to provide better analysis of vascular structures by the physician.*

Multispectral Images Processing, Color Based Images Analysis, Texture Analysis, Medical Images Processing and Classification, Clinical Decision Support Systems

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2016 г.

УДК 621.397.6

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

## Оптимизация отношения радиуса кружка рассеяния объектива к размеру пиксела для повышения точности оценки координат изображений малоразмерных объектов

*Определено оптимальное отношение кружка рассеяния объектива к размеру пиксела, обеспечивающее максимум точности оценки координат центров изображений малоразмерных объектов для широкого круга начальных условий – уровней сигнала и шума считывания. Проанализировано влияние начального смещения центра изображения малоразмерного объекта относительно центра пиксела на точность определения его положения. Показано, что если отношение кружка рассеяния объектива к размеру пиксела составляет менее 0,8, то ошибка оценки координат центра изображения малоразмерного объекта сильно зависит от начального смещения.*

**Кружок рассеяния, метод центра тяжести, малоразмерный объект, точность оценки координат**

Задача точного определения координат центров изображений малоразмерных объектов, световая энергия от которых концентрируется в пределах нескольких пикселей, актуальна для таких областей техники, как астроориентация (звездные датчики) [1], [2], наземные телескопы с адаптивной оптикой (датчики гидирования) [3], системы анализа волнового фронта [4] и т. п.

Если угловой размер малоразмерного объекта исчезающе мал, его оптическое изображение в плоскости фотоприемника (ФП) определяется кружком рассеяния объектива (КРО), который в свою очередь задается функцией рассеяния точки (ФРТ).

Оптимизации соотношения между радиусом КРО и размером пиксела ФП, обеспечивающей максимальную точность оценки координат центров изображений малоразмерных объектов, посвящен целый ряд работ [5], [6].

В известных работах [1], [5], [6] не учитывается случайное смещение центра изображения малоразмерного объекта относительно центра пиксела ФП, что может привести к ошибке вычисления оптимального отношения радиуса КРО к размеру пиксела.

В настоящей статье для определения координат центра изображения малоразмерного объекта использован метод центра тяжести. В [7] показано, что ошибка определения центра изображения данным методом зависит от его смещения относительно пиксела ФП. В то же время в [7] не уточняется, при каком отношении радиуса КРО к размеру пиксела проводилось моделирование.

Целью настоящей статьи является определение оптимального отношения радиуса КРО к размеру пиксела по критерию минимума ошибки определения координат центра изображения с учетом его начального смещения относительно пиксела ФП.

Как правило, в качестве первого приближения к реальной ФРТ объектива принимается гауссовское распределение [1], [8], а для определения положения центра изображения малоразмерного объекта используется метод определения центра тяжести, характеризующийся высокой точностью и малыми вычислительными затратами [1], [6], [7].

Для дальнейшего анализа проведем нормировку геометрических величин на размер пиксела  $\Delta$  и положим единичным максимальное значение сигнала. Пусть изображение малоразмерного объекта в плоскости ФП описывается двумерным гауссовским распределением

$$S(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}{2\sigma^2}},$$

где  $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение;  $x, y$  – текущие координаты в плоскости ФП;  $x_0, y_0$  – начальное смещение центра изображения малоразмерного объекта в пределах пиксела (рис. 1, а). При этом считается, что начало координат  $x$  и  $y$  совпадает с центром пиксела. На рис. 1, б изображено сечение распределения изображения  $S(x, y)$  вдоль оси  $x$ . Согласно [9], [10] радиус кружка гауссовского распределения определяется по

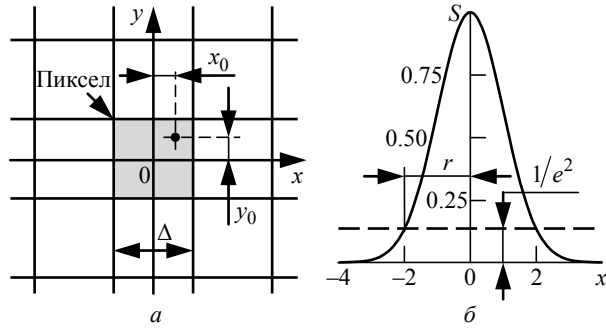


Рис. 1

уровню  $1/e^2$  ( $r=2\sigma$ ), при этом в нем концентрируется примерно 86.5 % энергии.

Поскольку ФП производит дискретизацию изображения, а также его интегрирование в пределах пиксела, то для произвольного пиксела с позициями  $(i, j)$  значение сигнала в зависимости от начального смещения  $(x_0, y_0)$  определяется как

$$\alpha_{i,j}(x_0, y_0) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{i-1}{2}}^{\frac{2i+1}{2}} \int_{\frac{j-1}{2}}^{\frac{2j+1}{2}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}} e^{-\frac{(y-y_0)^2}{2\sigma^2}} dx dy. \quad (1)$$

После математических преобразований (1) примет вид

$$\alpha_{i,j}(x_0, y_0) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{Erf}\left(\frac{1+2i+2x_0}{2\sqrt{2}\sigma}\right) + \operatorname{Erf}\left(\frac{1-2i+2x_0}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \right] \times \left[ \operatorname{Erf}\left(\frac{1+2j+2y_0}{2\sqrt{2}\sigma}\right) + \operatorname{Erf}\left(\frac{1-2j+2y_0}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \right], \quad (2)$$

где  $\operatorname{Erf}(\cdot)$  – функция ошибок.

Значения  $\alpha_{i,j}(x_0, y_0)$  определяют долю полезного оптического сигнала при заданном начальном смещении  $(x_0, y_0)$ , приходящуюся на пиксел  $(i, j)$ .

Введем в рассмотрение радиус КРО  $r=2\sigma$ . Тогда выражение (2) примет следующий вид:

$$\alpha_{i,j}(x_0, y_0) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{Erf}\left(\frac{1+2i+2x_0}{\sqrt{2}r}\right) + \operatorname{Erf}\left(\frac{1-2i+2x_0}{\sqrt{2}r}\right) \right] \times \left[ \operatorname{Erf}\left(\frac{1+2j+2y_0}{\sqrt{2}r}\right) + \operatorname{Erf}\left(\frac{1-2j+2y_0}{\sqrt{2}r}\right) \right].$$

Помимо сигнала от изображения малоразмерного объекта при моделировании необходимо

учитывать сигнал фона. При этом среднее число образовавшихся в пикселе  $(i, j)$  фотоэлектронов определяется следующим образом:

$$N_{i,j}(x_0, y_0) = N_s \alpha_{i,j}(x_0, y_0) + N_b,$$

где  $N_s$  – общее число электронов, образовавшихся от точечного объекта заданной интенсивности;  $N_b$  – среднее значение числа накопленных электронов от фона (background). Фон при этом считаем локально постоянным.

Также необходимо учитывать шумы считывания ФП  $\bar{N}_{\text{rd}}$ , фотонные шумы сигнала  $\bar{N}_s = \sqrt{N_{i,j}}$  и фотонные шумы фона  $\bar{N}_b = \sqrt{N_b}$ .

В [7] предложен новый метод, повышающий точность оценки координат центров малоразмерных объектов, а также показано, что использование метода взаимной корреляции (оптимальный прием) и метода центра тяжести приводит к ошибке в определении координат центра изображения, форма зависимости которой от начального смещения близка к синусоиде. Указанные результаты требуют дополнительного анализа.

В настоящей статье для оценки координат центра изображения малоразмерного объекта использован указанный ранее метод центра тяжести [1], [5]–[7]:

$$\hat{x} = \frac{\sum_i \sum_j i U_{i,j}}{\sum_i \sum_j U_{i,j}}; \quad \hat{y} = \frac{\sum_i \sum_j j U_{i,j}}{\sum_i \sum_j U_{i,j}}.$$

Процедура получения оценок координат по центру тяжести не зависит ни от вида, ни от масштаба реакции оптической системы на излучение точечного источника [11].

Ошибки оценок определения центра изображения малоразмерного объекта определим как

$$\varepsilon_x = |x_0 - \hat{x}|, \quad \varepsilon_y = |y_0 - \hat{y}|.$$

Рассмотрим зависимости ошибок от начального смещения. На рис. 2, а приведены сигналы при радиусах КРО  $r=0.2$  (1, 3) с координатами  $x_0=2$  и  $x_0=4.8$  соответственно. Кривые 2, 4 отображают сигналы на выходе ФП. Как следует из рис. 2, а, при указанном радиусе выходные сигналы локализируются полностью в пределах пикселей, в которых расположены центры изображений. Таким образом, если изображение малоразмерного объекта локализовано в пикселе,

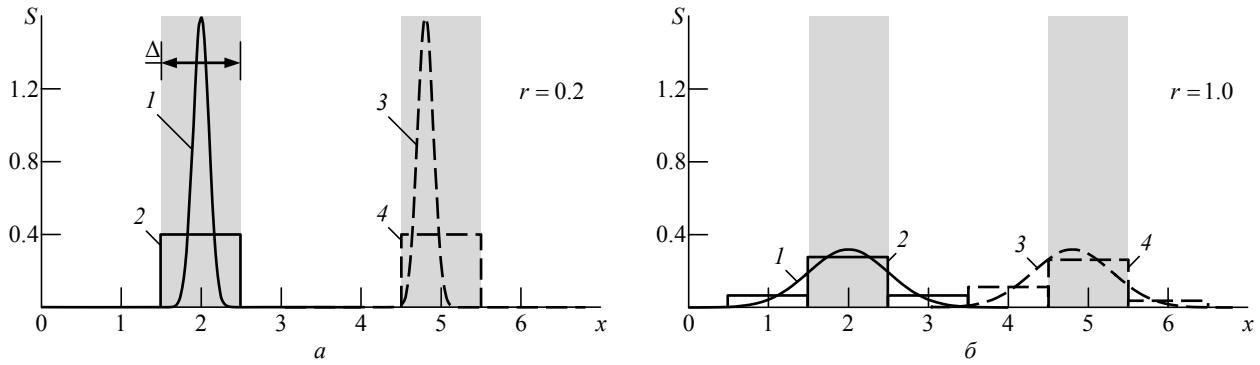


Рис. 2

его смещение не может быть зафиксировано с субпиксельной точностью.

Иная ситуация складывается, если нормированный радиус КРО соизмерим с размером пиксела (рис. 2, б,  $r = 1.0$ ). При этом выходные сигналы присутствуют не только в ближайшем к центру оптического сигнала пикселе, но и в нескольких соседних, и по их соотношению становится возможным определение положения центра малоразмерного объекта с субпиксельной точностью.

На рис. 3 приведены результаты моделирования при  $N_s = 10\,000$ ,  $\bar{N}_{\text{rd}} = 0$ ,  $N_b = 0$  оценки точности определения координат центра малоразмерного объекта методом центра тяжести при различных значениях  $r$  в зависимости от смещения центра изображения относительно центра пиксела в пределах  $0 \dots 0.5$  пиксела.

На рис. 3 приведены одномерные сечения результатов, полученных при двумерном моделировании. Значения ошибки приведены после операции сглаживания низкочастотным фильтром.

Как следует из результатов моделирования, при увеличении радиуса КРО  $r$  неравномерность ошибки определения центра в зависимости от начального смещения оптического сигнала значительно снижается. По результатам [7] можно сделать предположение, что моделирование сигнала на ФП выполнялось при  $r \approx 0.5$  и привело к синусоидальной форме зависимости ошибки от смеще-

ния. В результате для повышения точности был разработан метод аппроксимации ФРТ функций более высокого порядка, нежели (1), что потребовало значительных вычислительных ресурсов.

При  $r > 1.0$  ошибка практически постоянна для любого начального смещения, т. е. при рациональном выборе радиуса КРО не требуются дополнительные методы, учитывающие зависимость ошибки определения координат центра малоразмерного объекта от его начального смещения.

Наибольший интерес представляет определение оптимального радиуса  $r$ , обеспечивающего минимум ошибок оценки координат центра. Для этого выполнены следующие операции:

1. Для изменения радиуса КРО  $r$  в пределах  $0.1 \dots 4.0$  с шагом  $0.05$  вычислялась ошибка оценки координат центра изображения малоразмерного объекта при изменении  $x_0$  и  $y_0$  в диапазоне  $0 \dots 0.5$  с шагом  $0.05$  (в пределах одного квадранта пиксела определено 121 значение начального смещения).

2. Для каждого значения  $r$  производилось усреднение ошибки по значениям начального смещения. При этом учитывались только фотонные шумы сигнала  $\bar{N}_s a_{i,j}(x_0, y_0)$ .

На рис. 4 представлена зависимость ошибки определения положения центра изображения малоразмерного объекта от КРО, вычисленной по указанной методике для набора значений  $N_s$  при

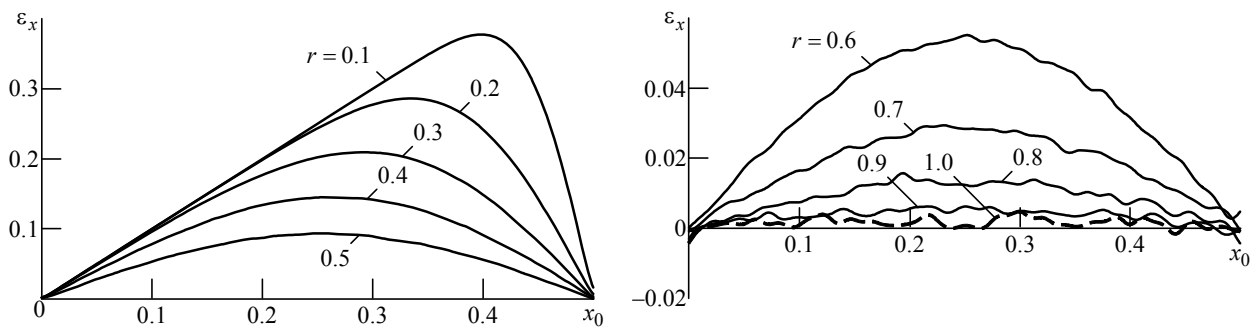


Рис. 3

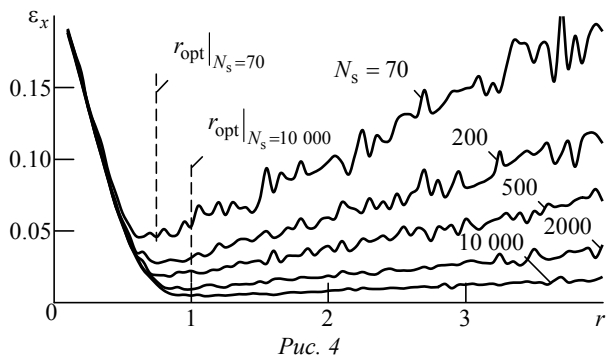


Рис. 4

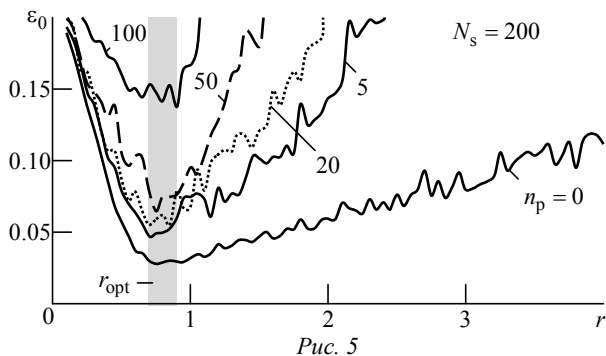


Рис. 5

Фон, возникающий от ярких объектов (Солнца, Луны, Земли и др.) или же вызванный высоким уровнем темнового тока, может привести к повышению уровня шумов. Подавление фона в основном определяется свойствами солнцезащитной бленды. Однако обеспечить необходимый уровень подавления удастся не всегда, и фоновая составляющая может достигать тысяч электронов [12].

Поскольку шумы считывания и фоновая составляющая не зависят друг от друга и несут

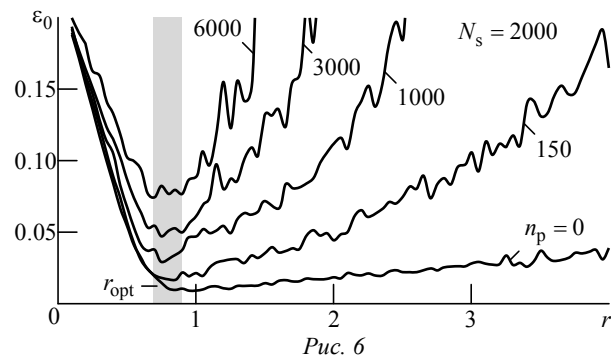


Рис. 6

$\bar{N}_{rd} = 0$ ,  $N_b = 0$ , т. е. при учете только фотонных шумов самого сигнала.

При уменьшении энергии сигнала оптимальное отношение КРО к размеру пиксела уменьшается с  $r \approx 1.0$  при  $N_s = 10\,000$  до  $r \approx 0.7$  при  $N_s = 70$ .

Отметим, что при отклонении радиуса на  $\pm 0.1$  от оптимального значения ошибка увеличивается незначительно. В целом для широкого диапазона уровней сигнала оптимальное соотношение  $r$  лежит в диапазоне  $0.8 \dots 0.9$ .

Рассмотренный случай представляет собой идеальную ситуацию, когда шумы ФП  $N_{rd} = 0$ , а условия съемки и коэффициент подавления солнцезащитной бленды позволяет считать  $N_b = 0$ . В реальных условиях эксплуатации  $\bar{N}_{rd} > 0$  и  $N_b > 0$ . Для современных КМОП и ПЗС ФП уровень шумов считывания может лежать в широком диапазоне от единиц электронов для охлаждаемых приборов до десятков в быстродействующих телевизионных системах.

аддитивный характер, будем их рассматривать как единый сигнал помехи  $\bar{N}_i = \sqrt{\bar{N}_{rd}^2 + N_b}$ .

На рис. 5 представлены зависимости ошибки оценки положения центра изображения малоразмерного объекта для  $N_s = 200$  при различных  $\bar{N}_i$ , а на рис. 6 – зависимости ошибки положения центра для  $N_s = 2000$  при тех значениях  $\bar{N}_i$ .

По полученным результатам можно сделать следующий вывод. В широком диапазоне уровней сигнала  $N_s$  и шумов считывания и фона  $\bar{N}_p$  зависимость ошибки определения координат центра изображения малоразмерного объекта от отношения КРО к размеру пиксела  $\Delta$  имеет ярко выраженный минимум при  $r_{opt} = 0.7 \dots 0.9$ .

Показано, что при  $r = 0.9$  усредненная по значениям начального смещения ошибка составляет менее 0.0036 поперечника пиксела.

Полученные результаты были использованы при разработке телевизионной камеры для малогабаритного звездного датчика [13].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цыцулин А. К. Телевидение и космос. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2003. 228 с.
2. Звездные координаторы систем ориентации космических аппаратов / Г. А. Аванесов, С. В. Воронков, А. А. Форш, М. И. Куделин // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т. 46, № 4. С. 66–69.

3. Использование системы датчиков гида в задачах наведения и стабилизации телескопа Т-170М проекта "Спектр-УФ" / Г. А. Аванесов, Е. В. Белинская, С. В. Воронков, Н. А. Строилов, И. Ю. Катасонов, М. И. Куделин, А. В. Никитин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т. 10, № 4. С. 16–23.

4. Быстродействующая телевизионная измерительная система для оценки искажений волнового фронта методом Гартмана / В. В. Войцехович, С. Н. Анкудинов, А. А. Манцветов, В. Э. Саволайнен, С. В. Коноглева, А. В. Переспелов, А. К. Цыцулин, В. В. Никитин, Д. Г. Долгов // Опт. журн. 2000. Т. 67, № 2. С. 113–119.

5. Березин В. В., Цыцулин А. К. Обнаружение и оценивание координат изображений точечных объектов в задачах астронавигации и адаптивной оптики // Вестн. ТОГУ. 2008. Т. 1, № 8. С. 11–20.

6. Твёрдотельные телекамеры: накопление качества информации / А. К. Цыцулин, Д. Ю. Адамов, А. А. Манцветов, И. А. Зубакин. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 271 с.

7. Осадчий И. С. Метод субпиксельного измерения координат изображений звезд для приборов астроориентации космического базирования // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 5. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/may15/1/text.pdf> (дата обращения 12.05.2016).

8. Fosu C., Hein G. W., Eissfeller B. Determination of Centroid of CCD Star Images // XXth ISPRS Congr. 12–23 July 2004, Istanbul, Turkey, 2004. URL: <http://www.isprs.org>

/proceedings/XXV/congress/comm3/papers/341.pdf (дата обращения 12.05.2016).

9. Gaussian beam optics. URL: [https://marketplace.idexop.com/store/SupportDocuments/All\\_About\\_Gaussian\\_Beam\\_OpticsWEB.pdf](https://marketplace.idexop.com/store/SupportDocuments/All_About_Gaussian_Beam_OpticsWEB.pdf) (дата обращения 12.05.2016).

10. Bahaa E. A. S., Malvin C. T. Fundamentals of Photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991. 1007 p.

11. Твёрдотельная революция в телевидении / под ред. А. А. Умбиталиева и А. К. Цыцулина. М.: Радио и связь, 2006. 300 с.

12. Филиппова О. В., Бессонов Р. В., Аванесов Г. А. Оптимизация конструкции светозащитной бленды прибора звездной ориентации // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2014. Т. 11, № 2. С. 165–174.

13. Телевизионная камера для малогабаритного звездного датчика / В. А. Иванов, Г. В. Левко, А. А. Манцветов, А. В. Степовой, П. С. Баранов, А. В. Морозов, Е. Ю. Пучка, Е. В. Письменный, Д. И. Сашин // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2014. Вып. 1. С. 43–51.

P. S. Baranov, A. A. Mancvetov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Optimization of the relationship of Lens Dissipation Disk and Pixel Size to Improve the Precision of the Coordinates of a Small Object Image

*The optimum relation of to the pixel size providing a maximum of accuracy of an estimates of coordinates of the image centers of small-sized objects for a wide range of entry conditions: of a signal, background and reading noise levels is defined. The analysis of influence of initial shift of small-sized object on the accuracy of definition of position of his center is carried out. It is shown that if the relation of lens dissipation disk to the pixel size less than 0.8 that the error of definition of the small-sized object center considerably depends on initial shift.*

Circle of Confusion, Gravity Center Method, Small-Sized Object, Coordinates Estimate Accuracy

Статья поступила в редакцию 17 апреля 2016 г.

УДК 681.007.51

Н. В. Лысенко, А. М. Мончак

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

## Информационные модели телевизионной системы

*Рассмотрены первичные и вторичные информационные модели объекта, информация о котором передается к потребителю и воспринимается им. Приведено формальное описание информационных моделей. Для простых взаимно ортогональных отображений определена вероятность правильного обнаружения изображения объекта, представленного во вторичной информационной модели.*

### Информационная модель, вероятность опознавания изображений, изоморфизм

В настоящее время особый интерес проявляется к телевизионным системам (ТВС), параметры которых адаптируются к характеристикам объекта, под-

лежащего передаче. В связи с этим представляется необходимым описание информационных процессов, реализующихся в ТВС.

Объект, подлежащий передаче с помощью ТВС, может быть представлен некоторой первичной информационной моделью.

Под объектом понимается любая сущность или явление, с которыми имеет дело ТВС. Модель  $\langle S \rangle$  некоторого объекта  $S : \langle S \rangle$  приобретает смысл, если указан способ описания, содержащий множество понятий  $\{\xi\}$ . При этом, если множество  $\{\xi\}$  составлено из формальных понятий  $\mathfrak{A}$ , то модель  $\langle S \rangle^{\mathfrak{A}}$  – формальна. В этом случае множество  $\{\xi\}$  должно быть формальным тезаурусом.

Под сигналом понимается состояние некоторого объекта  $Y$ , сформировавшегося как следствие изменения состояния другого объекта  $X$ , который естественно назвать источником сигнала. При наличии третьего объекта  $Z$ , новое состояние которого наступает вследствие изменения состояния  $Y$ , относительно  $Z$  объект  $Y$  будет источником, а относительно  $X$  – приемником сигнала:

$$\langle X \rangle^{\xi_X} \rightarrow \langle Y \rangle^{\xi_Y} \rightarrow \langle Z \rangle^{\xi_Z}, \quad (1)$$

где  $\xi_X$ ,  $\xi_Y$ ,  $\xi_Z$  – тезаурусы  $X$ ,  $Y$  и  $Z$  соответственно; символ  $\rightarrow$  означает причинно-следственный переход.

Таким образом, источник информации формирует первичную информационную модель объекта.

Если известна или эвристически принята некоторая функциональная зависимость между сигналом и его источником, описываемая оператором  $Q$ , то в том случае, если тезаурусы  $\xi_X$ ,  $\xi_Y$ ,  $\xi_Z$  являются составными частями общего тезауруса:

$$\{\xi_X, \xi_Y, \xi_Z\} \in \xi(X, Y, Z), \quad (2)$$

(1) записывается в виде

$$\langle X \rangle^{\xi_X} \xrightarrow{Q_1} \langle Y \rangle^{\xi_Y} \xrightarrow{Q_2} \langle Z \rangle^{\xi_Z}. \quad (3)$$

В общем случае, когда (2) не выполняется, (1) принимает вид

$$\langle X \rangle^{\xi_X} \xrightarrow{Q_1^{\xi_X \xi_Y}} \langle Y \rangle^{\xi_Y} \xrightarrow{Q_2^{\xi_Y \xi_Z}} \langle Z \rangle^{\xi_Z}.$$

Распространенное понимание сигнала как физического носителя информации, адекватное физико-техническим основам теории связи, требует более широкого толкования. Так, говоря об информации и сигнале, Н. Винер пишет [1]: "Информация должна переноситься каким-то физическим процессом, например, посредством какого-нибудь излучения" и "... информация пред-

ставляет собой воспроизведение множества состояний ее носителя, пространственно-временной упорядоченности множества состояний ее источника, воздействующего на носитель". В этом смысле физическая природа сигнала отстает на второй план по отношению к его информационной сущности, которая и определяется способом описания первичной информационной модели. Тогда информация оказывается относительной, зависящей от способа описания ее носителя, который выбирается исходя из тех или иных целей.

Таким образом, информация непосредственно связана с представлениями об объеме реально возможных состояний ее носителя, которые могут быть в свою очередь конкретными лишь при задании некоторого способа их описания. В связи с этим информация может трактоваться и как субъективная реальность, если приемником информации является человек-оператор.

Такое понимание информации соотнобразуется с информационным подходом к анализу и синтезу ТВС. Если под информационными потоками в ТВС понимать циркуляцию сигналов по каналам системы, то они являются процессами, потенциально способными содержать информацию. Однако сама информация как реальность реализуется лишь внутри приемника (оператора), который обладает способностью узнавать принятый сигнал, отражать его в виде образа и осознавать.

В транскрипции формального подхода это положение запишется следующим образом:

$$\begin{array}{c} \langle X \rangle^{\xi_X} \xrightarrow{Q_{12}^{\xi_X \xi_Y}} \langle Y \rangle^{\xi_Y} \xrightarrow{Q_{23}^{\xi_Y \xi_Z}} \\ \rightarrow \left[ \left[ \langle Y \rangle^{\xi_Y} \right]^{\xi_Z} \xrightarrow{Q_{34}} \left[ \langle X \rangle^{\xi_X} \right]^{\xi_Z} \right] \end{array}$$

В приемнике  $\langle Z \rangle^{\xi_Z}$  в результате взаимодействия с сигналом  $\langle Y \rangle^{\xi_Y}$  возникает чувственный образ  $\langle \langle Y \rangle^{\xi_Y} \rangle^{\xi_Z}$ , осознаваемый в образе  $\langle \langle X \rangle^{\xi_X} \rangle^{\xi_Z}$ . Оператор  $Q_{34}$  осуществляет обратное преобразование  $\langle Y \rangle^{\xi_Y}$  в  $\langle X \rangle^{\xi_X}$ , но в терминах приемника  $Z$ , т. е. в многообразии тезауруса  $\xi_Z$ . Потенциальная возможность содержания информации в объекте и затем в сигнале превращается в реальность в образе  $\langle \langle X \rangle^{\xi_X} \rangle^{\xi_Z}$ .

Согласно (3) преобразование, заключающееся в эквивалентной замене одной составляющей

другой, если такая замена физически возможна, не изменит общего объема информации.

Эквивалентность обмена одного вида информации на другой при сохранении ее общего объема возможна в том случае, если уменьшение одной из составляющих сопровождается соответствующим увеличением другой составляющей светового поля объекта. Однако физические возможности изменения составляющих не равноценны. Чаще всего в системе с максимальной информационной емкостью замена одной составляющей на другую приводит лишь к увеличению потерь информации [2]. Напротив, если достижению цели способствует только информация, соответствующая какой-либо одной составляющей, операция по обмену дает возможность заменить бесполезную информацию на полезную наиболее простым образом.

Таким образом, при переходе от светового поля объекта к первичной информационной модели могут осуществляться обменные операции.

При этом же переходе могут осуществляться преобразования, целью которых является уменьшение избыточности, пространственное отделение ненужной информации от полезной или передача информации в форме, наилучшим образом подходящей для канала связи. К такого рода преобразованиям обычно применяют термин "эффективное кодирование".

Вторичная информационная модель в виде множества  $\{Z\}$  возможных изображений  $\{X_{\text{и}}\}$  синтезируется после кодирования  $\{K_{\text{и}}\}$  и декодирования  $\{D_{\text{и}}\}$  с учетом шумов канала  $\{\sigma_{\text{к}}^2\}$ .

Вторичные информационные модели синтезируются в виде растровых изображений с помощью различных средств отображения информации.

Оператор в процессе восприятия вторичной информационной модели объекта и в соответствии с целевой функцией осуществляет необходимую обработку  $\{Z\}$  и пытается сформировать в своем мозгу множество обработанной информации  $\{X_{\text{обр}}\}$ . На этот процесс влияют тезаурус оператора  $T$  и множество социально-психологических и психофизиологических факторов.

Формирование  $\{X_{\text{обр}}\}$  осуществляется в тех отделах головного мозга, которые в данном случае можно было бы назвать подсистемой формирования знаний оператора, причем одним из основных элементов этой подсистемы является его долговременная память.

Важнейшим элементом при формировании знаний оператора является его доминанта – психологическая установка на восприятие той или иной информации [3]. При этом следует также учесть известное свойство запаздывания оператора в реакции на предъявляемую информацию, что приводит к неизбежным потерям информационных составляющих, темпы поступления которых превосходят быстроедействие оператора. В связи с этим кодировать и передавать по каналу возможно лишь те входные события, которые формируются источником информации в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на интервал, не меньший времени запаздывания оператора.

Еще одна особенность обработки оператором вторичной информационной модели связана с присутствием ему конечными параметрами сенсорных характеристик визуального восприятия информации.

Следует также обратить внимание на то, что процесс восприятия и обработки изображений человеком не является одномоментным и возможно периодическое обращение оператора к вторичной информационной модели в течение некоторого времени. Канал так называемой обратной связи от оператора к источнику информации, который можно рассматривать как канал управления, строится аналогичным образом с тем же замечанием относительно шума источника при формировании ответных реакций оператора.

Приведенные рассуждения предполагают поиск модели ТВС в классе нестационарных дискретных моделей с дискретным временем, конечной оперативной памятью, с источником с управляемой скоростью, шумом источника информации, целевой функцией обработки информации, априори известной оператору, и каналом обратной связи, обеспечивающим управление формированием информационного потока источника.

Для информационной деятельности оператора характерны нестационарность процесса приема и переработки информации, скачкообразное сокращение числа рассматриваемых альтернатив на каждом этапе принятия решений, зависимость функционирования от смысла, ценности, значимости перерабатываемой информации и т. д.

В то же время восприятие и обработка информации о совокупности изображений  $Y$  в ТВС опирается на использование некоторой системы признаков  $X$ , причем последняя в смысле условной модальности признаков может быть одномерной, двумерной, ...,  $n$ -мерной.

Энтропия системы  $H(X, Y)$  при одномерном представлении определяется как [4]

$$H(X, Y) = H(X) + H_X(Y),$$

где  $H(X)$  – полная энтропия одномерной системы признаков;  $H_X(Y)$  – усредненная по совокупности признаков  $X$  условная энтропия опознаваемого объекта при реализации признака  $x_i \in X$ .

При двумерном представлении энтропия имеет вид

$$H(X, Y, Z) = H(X) + H_X(Y) + H_{X,Y}(Z).$$

В общем виде количество информации, извлекаемой в результате восприятия, независимо от определения содержания или оценки состояния объектов, равно разности энтропий до и после опыта:

$$I_{X \rightarrow Y} = H(Y) - H_X(Y).$$

В случае использования одномерной системы признаков количество информации определяется следующим образом:

$$I = - \sum_{j=1}^N P(y_j) \log P(y_j) + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N P(x_i, y_j) \log P_{x_i}(y_j),$$

где  $N$  – множество опознаваемых изображений;  $P(y_j)$  – вероятность появления объекта  $y_j$ ;  $M$  – общее количество используемых признаков;  $P(x_i, y_j)$  – вероятность появления объекта  $y_j$  с признаком  $x_i$ ;  $P_{x_i}(y_j)$  – условная вероятность изображения  $y_j$  при наличии признака  $x_i$ .

Если множество исходных изображений  $N$  равно общему количеству используемых признаков  $M$  и условные вероятности  $P_{x_i}(y_i) = 0$  или  $P_{x_i}(y_i) = 1$ , количество информации равно энтропии источника:

$$H_p = I = - \sum_{j=1}^N P(y_j) \log P(y_j) = - \sum_{i=1}^M P(x_i) \log P(x_i).$$

При  $P_j = P = 1/N$ ,  $j \in [1, N]$ ,  $H_p = -P \log P$ .

Иными словами, полное взаимное соответствие вторичной и первичной информационных моделей является предельным случаем передачи информации в ТВС. В этом случае первичная и вторичная информационные модели могут быть названы изоморфными.

Определение вероятностей правильного опознавания изображений является сложной проблемой,

общее решение которой, доведенное до расчетных формул, в настоящее время отсутствует [5], [6].

Рассмотрим описанный в [5] частный случай, когда во вторичной информационной модели опознаванию подлежит  $N$  взаимно ортогональных изображений равной энергии с полностью известными параметрами и априорными вероятностями наличия каждого из них  $P_j = 1/N$ ,  $j \in [1, N]$ .

Ортогональными изображения являются, если

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L_{ci}(x, y) L_{cj}(x, y) dx dy = 0, \quad j \neq i,$$

где  $L_{ci}(x, y)$  – распределение яркости в  $i$ -м изображении вторичной информационной модели.

Корреляционные интегралы для таких изображений определяются как:

$$Z(j) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L_j(x, y) L_{cj}(x, y) dx dy;$$

$$Z(i) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L_i(x, y) L_{ci}(x, y) dx dy,$$

где  $L_i(x, y)$  – распределение яркости в  $i$ -м изображении первичной информационной модели.

Решение в пользу  $j$ -го изображения принимается, если  $Z(j) > Z(i)$ . Вероятность данного неравенства [5]

$$P_j = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_{\text{ш}}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \frac{[Z(j) - S_c(j)]^2}{2 n_{\text{ш}}^2} \right\} \times \\ \times \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi n_{\text{ш}}^2}} \int_{-\infty}^{Z(j)} \exp \left[ - \frac{Z^2(i)}{2 n_{\text{ш}}^2} \right] dZ(i) \right\}^{N-1} dZ(j),$$

где  $S_c(j)$  – спектральная интенсивность  $j$ -го изображения вторичной информационной модели;

$$n_{\text{ш}} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L_c(x, y) L_{\text{ш}}(x, y) dx dy,$$

причем  $L_{\text{ш}}(x, y)$  – флуктуации яркости на изображении; верхняя черта в обозначении  $\overline{n_{\text{ш}}^2}$  указывает на усреднение по ансамблю реализаций.

Введя обозначение

$$\omega_{\text{ш}} = [Z(j) - S_c(j)] / \sqrt{\overline{n_{\text{ш}}^2}}$$

и учитывая, что

$$\frac{S_c(j)}{\sqrt{n_{\text{ш}}^2}} = \sqrt{\frac{E_{\Delta}}{2S_{\text{ш}}(0, 0)}} = \frac{\Psi_{\Delta}}{\sqrt{2}},$$

получим

$$P_j = 1/\sqrt{2\pi} \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{\omega_{\text{ш}}^2}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} \left[ 1 + \Phi\left(\frac{\Psi_{\Delta}}{\sqrt{2}} + \omega_{\text{ш}}\right) \right] \right\}^{N-1} d\omega_{\text{ш}},$$

где  $E_{\Delta}$  – энергия разности изображений в первичной и вторичной информационных моделях;  $\Psi_{\Delta}$  – отношение "сигнал/шум" на выходе оптимального двумерного фильтра при наличии в изображении аддитивного "белого" шума;  $S_{\text{ш}}(0, 0)$  – спектральная интенсивность "белого" шума;  $\Phi(\cdot)$  – интеграл вероятности.

Учтем известную аппроксимацию [5]:

$$\frac{1}{2} [1 + \Phi(\omega_{\text{ш}})]^N \cong \frac{1}{2} [1 + \Phi(G_1 \omega_{\text{ш}} - G_2)],$$

где  $G_1$  и  $G_2$  – функции, зависящие от  $N$ , вид которых определим далее.

Запишем выражение для производной:

$$\frac{dP_j}{d\Psi_{\Delta}} = \frac{G_1}{2\pi\sqrt{2}} \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{\omega_{\text{ш}}^2 + \left(G_1 \frac{\Psi_{\Delta}}{\sqrt{2}} - G_2 + G_1 \omega_{\text{ш}}\right)^2}{2}\right] d\omega_{\text{ш}}.$$

Раскрыв скобки, перегруппировав члены и выполнив интегрирование, получим:

$$\frac{dP_j}{d\Psi_{\Delta}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{G_1}{\sqrt{2}\sqrt{1+G_1^2}} \exp\left[-\frac{\left(G_1 \frac{\Psi_{\Delta}}{\sqrt{2}} - G_2\right)^2}{2(1+G_1^2)}\right].$$

Введем новую переменную

$$u = \frac{G_1 \Psi_{\Delta} / \sqrt{2} - G_2}{\sqrt{1+G_1^2}}.$$

При этом

$$\frac{dP_j}{du} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right).$$

В результате интегрирования по  $u$  с учетом введенных обозначений имеем:

$$P_j = 0.5[1 + \Phi(u)]$$

или

$$P_j = 0.5[1 + \Phi(Q_1 \Psi_{\Delta} - Q_0)],$$

где

$$Q_1 = G_1 / (\sqrt{2}\sqrt{1+G_1^2}); \quad Q_0 = G_2 / \sqrt{1+G_1^2}.$$

Определим параметры  $G_1$  и  $G_2$ .

При  $\Psi_{\Delta} = 0$   $P_j = 1/N$ . Тогда

$$1/N = 0.5[1 + \Phi(-Q_0)],$$

откуда

$$Q_0 = \Phi^{-1}(1 - 2/N), \quad (4)$$

где  $\Phi^{-1}(\cdot)$  – функция, обратная интегралу вероятности.

Определим

$$f_0(\omega_0, N-1) = \left\{ \frac{1}{2} [1 + \Phi(\omega_{\text{ш}0})] \right\}^{N-1}, \quad (5)$$

где  $\omega_{\text{ш}0}$  – значение  $\omega_{\text{ш}}$ , при котором значение аппроксимирующей функции  $f_0$  совпадает с точным значением.

Разрешив (5) относительно  $\omega_{\text{ш}0}$ , получим:

$$\omega_{\text{ш}0} = \Phi^{-1}\left\{ 2 \left[ \frac{(N-1)}{\sqrt{f_0}} \right] - 1 \right\}. \quad (6)$$

С другой стороны,

$$f_0 = 0.5[1 + \Phi(G_1 \omega_{\text{ш}0} - G_2)],$$

откуда

$$G_1 = \Phi^{-1}[(2f_0 - 1) + G_2] / \omega_{\text{ш}0}. \quad (7)$$

Совместное решение (4), (6) и (7) позволяет определить значения параметров  $G_1$  и  $G_2$ , а затем  $Q_1$  и  $Q_0$ .

Проведенный анализ информационных процессов в ТВС позволяет сформулировать ряд выводов:

1. Первичная информационная модель в ТВС формируется источником информации. Вторичная информационная модель синтезируется в виде растрового изображения на экране средства отображения информации.

2. Изоморфизм первичной и вторичной информационных моделей является предельным случаем передачи информации в ТВС.

3. Для простых взаимно ортогональных отображений можно с достаточной для практических целей точностью определить вероятность правильного обнаружения изображения объекта, представленного во вторичной информационной модели.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Винер Н. Кибернетика. М.: Сов. радио, 1968. 311 с.
2. Гуревич С. Б. Теория и расчет не вещательных систем телевидения. Л.: Энергия, 1970. 236 с.
3. Ухтомский А. А. Избранные труды. Л.: Наука, 1978. 460 с.
4. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Изд-во иностр. лит., 2002. 832 с.
5. Красильников Н. Н. Теория передачи и восприятия изображений. М.: Радио и связь, 1986. 247 с.
6. Лысенко Н. В. Информационные гетерогенные системы. СПб.: ООО "Техномедиа" / Элмор, 2007. 160 с.

N. V. Lysenko, A. M. Monchak  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Information Models of the Television System

*Primary and secondary information model of the object, information about which is transmitted to the user and converted by them are reviewed. Formal description of information models is presented. For a simple mutually-orthogonal conversion the correct detection probability of image of the object represented by the secondary information model are defined.*

Information model, images recognition probability, isomorphism

Статья поступила в редакцию 31 марта 2016 г.



УДК 621.3.091.22

А. А. Головков, Е. И. Можаяева

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

## Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями<sup>1</sup>

Установлено ограничение полосы пропускания приемной электрически малоразмерной штыревой антенны, согласуемой с помощью активных цепей, подобное ограничению Боде–Фано для цепей с фостеровскими элементами. Получена зависимость между минимальным значением коэффициента отражения антенны и возможной полосой рабочих частот.

### Электрически малоразмерные штыревые антенны, согласование, отрицательные реактивные элементы

В последние годы весьма актуальной проблемой для радиотехники является вопрос миниатюризации антенн, так как остальные элементы радиотракта реализуются сейчас в очень малых габаритах. Одновременное обеспечение малых геометрических размеров антенны и согласование ее в широком диапазоне частот с помощью фостеровских цепей с пассивными элементами затруднительно из-за высокой добротности импеданса антенны и возможно лишь за счет снижения коэффициента усиления [1].

Например, у электрически малоразмерной штыревой антенны (ЭМША) входной импеданс характеризуется высокой реактивной (емкостной) составляющей, которая на несколько порядков превышает резистивную. Эквивалентная схема ЭМША приведена на рис. 1, а. Для низких частот модель входного импеданса ЭМША можно представить в виде последовательного соединения резистора  $R$ , включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны  $L$  и конденсатора  $C$  (рис. 1, б). Связь между элементами схем, представленных на рис. 1, а и б, определяется соотношениями

$$C_a = C; \quad L = \frac{L_a R^2}{R^2 + \omega^2 L_a^2} \approx L_a; \quad (1)$$

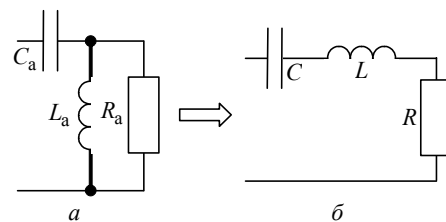


Рис. 1

$$R = \frac{\omega^2 L_a^2 R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} \approx \frac{\omega^2 L_a^2}{R_a}, \quad R_a^2 \gg \omega^2 L_a^2, \quad (2)$$

где  $\omega$  – круговая рабочая частота.

Для согласования между антенной и входным каскадом приемника необходимо компенсировать реактивную составляющую импеданса, а резистивную составляющую трансформировать до значения, равного вещественной части сопротивления входного каскада приемника или малошумящего усилителя. В последнее время наиболее популярным способом согласования ЭМША становится использование нефостеровских цепей на основе активных элементов, позволяющих сформировать эквивалент отрицательных конденсатора и индуктивности [2], [3]. Например, отрицательный реактивный элемент может быть реализован с помощью конвертора отрицательного импеданса (КОИ) на основе малошумящего операционного усилителя [4].

<sup>1</sup> 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 Минобрнауки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

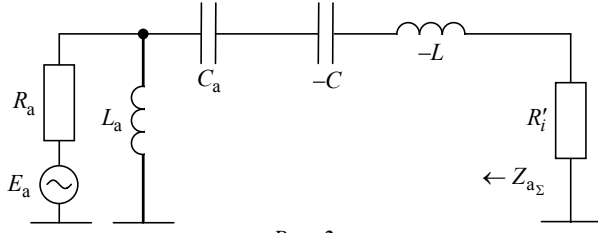


Рис. 2

При каскадном включении ЭМША и КОИ, реализующего отрицательную емкость, можно с достаточной для практики точностью компенсировать емкость антенны  $C_a$  [4]. Однако последующая реализация параллельно включенной отрицательной индуктивности приводит к существенному усложнению входной цепи и увеличению уровня шумов [3]. Поэтому на практике обычно согласование ЭМША выполняют реализацией с помощью КОИ последовательного  $LC$ -контра с отрицательными элементами (рис. 2), близкими по номиналам к элементам эквивалентной схемы ЭМША (рис. 1, б). На рис. 2  $R'_i = R_i k^2$  – сопротивление входной цепи приемника с трансформатором, имеющим коэффициент трансформации  $k$ .

В [5] выполнена оценка предельной полосы согласования ЭМША с помощью КОИ по схеме, представленной на рис. 2, однако для упрощения поиска решения полагалось, что сопротивление  $R'_i = R$  и имеет частотную зависимость, определяемую (1), (2). Это условие может быть выполнено, например, включением дополнительной фостеровской цепи, которая и определит ограничение рабочей полосы частот ЭМША [6].

В настоящей статье определено ограничение полосы согласования ЭМША при включении КОИ, реализующего последовательный  $LC$ -контур с отрицательными элементами при частотно независимом значении  $R_i$ , равном вещественной части сопротивления входного каскада радиоприемника.

Выражение для сопротивления антенны вместе с отрицательными элементами, реализованными с помощью КОИ (рис. 2), можно записать как

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2 L_a^2 R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} + j\omega \frac{R_a^2 L_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} - j\omega L - j \frac{1 - C_a/C}{\omega C_a}. \quad (3)$$

Преобразовав второе слагаемое в (3), используя формулу для разложения дроби в ряд Тейлора при ограничении линейными членами разложения, получим:

$$j\omega \frac{R_a^2 L_a}{R_a^2 + \omega^2 L_a^2} = j\omega \frac{L_a}{1 - \left( -\frac{\omega^2 L_a^2}{R_a^2} \right)} \approx j\omega L_a \left( 1 - \frac{\omega^2 L_a^2}{R_a^2} \right). \quad (4)$$

В [1] приведена связь между номиналами элементов эквивалентной схемы  $L_a$ ,  $C_a$  и  $R_a$  (см. рис. 1, а) и резонансной частотой антенны  $\omega_p$ :

$$\begin{cases} (\omega C_a)^{-2} = (\omega/\omega_p)^2 R_a; \\ \omega^2 L_a C_a = (\omega/\omega_p)^2; \\ \omega^2 L_a / R_a = (\omega/\omega_p)^2 R_a. \end{cases} \quad (5)$$

Подставив (4) и (5) в (3), преобразуем выражение для сопротивления  $Z_{a\Sigma}$  к виду

$$Z_{a\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} R_a + j\omega \left[ L_a - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} - L \right] - j \frac{1}{\omega C_a} \left[ 1 - \frac{C_a}{C} \right].$$

Для упрощения выкладок будем считать, что КОИ полностью компенсирует емкостную составляющую ( $C_a = |C|$ ), а для индуктивности полная компенсация возможна лишь на одной частоте  $\omega_0$ , на которой выполняется равенство

$$L_a - (\omega_0/\omega_p)^2 - L = 0,$$

откуда  $L_a - L = (\omega_0/\omega_p)^2$ .

Это позволяет получить итоговое выражение для сопротивления антенны  $Z_{a\Sigma}$  с учетом наличия нефостеровской согласующей цепи по рис. 2 в виде

$$Z_{a\Sigma} = (\omega_0/\omega_p)^2 R_a + j\omega L_a \left[ (\omega_0/\omega_p)^2 - (\omega/\omega_p)^2 \right].$$

Для модуля коэффициента отражения на входе приемника запишем:

$$S_{11}(\omega) = (Z_{a\Sigma} - R'_i) / (Z_{a\Sigma} + R'_i). \quad (6)$$

Найдем ограничение полосы пропускания для ЭМША при согласовании нефостеровскими цепями, подобное ограничению Боде–Фано для фостеровских цепей:

$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \int_0^\infty \ln \left| \frac{R'_i + Z_{a\Sigma}}{R'_i - Z_{a\Sigma}} \right| d\omega =$$

$$= \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{\left( R_i' + \frac{\omega^2 R_a}{\omega_p^2} \right)^2 + \left[ \omega^2 L_a^2 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right) \right]^2}{\left( R_i' - \frac{\omega^2 R_a}{\omega_p^2} \right)^2 + \left[ \omega^2 L_a^2 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega_p^2} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right) \right]^2} \right| d\omega. \quad (7)$$

Введем частотную переменную  $\Omega = \omega/\omega_p$  и относительное входное сопротивление приемника  $r = R_i'/R_a$ . Тогда  $\Omega_0 = \omega_0/\omega_p$ ;  $d\omega = \omega_p d\Omega$  и (7) преобразуется к виду

$$\frac{1}{2} \omega_p \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{(\Omega^2 + r)^2 + \Omega^2 (\Omega_0^2 - \Omega^2)^2}{(\Omega^2 - r)^2 + \Omega^2 (\Omega_0^2 - \Omega^2)^2} \right| d\Omega. \quad (8)$$

Чтобы упростить интегрирование в (8), предположим, что КОИ полностью компенсирует не только емкость антенны, но и индуктивность ( $\Omega - \Omega_0 \approx 0$ ), что, строго говоря, справедливо лишь в достаточно узких относительных рабочих диапазонах. В этом случае (8) существенно упрощается и принимает вид

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \omega_p \int_0^{\infty} \ln \left| \frac{(\Omega^2 + r)^2}{(\Omega^2 - r)^2} \right| d\Omega = \\ & = \omega_p \left[ \int_0^{\infty} \ln(\Omega^2 + r)^2 d\Omega - \int_0^{\infty} \ln(\Omega^2 - r)^2 d\Omega \right]. \quad (9) \end{aligned}$$

Для вычисления несобственных интегралов в (9) воспользуемся [7]. Используя соотношения (2.633)–(2.636) в [7], выполним предельные переходы при подстановке пределов интегрирования в (7):

$$\begin{aligned} & \omega_p \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left[ \Omega_1 \ln(\Omega^2 + r) + \pi\sqrt{r} - \Omega_1 \ln|\Omega_1^2 - r| \right] = \\ & = \omega_p \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left\{ \left[ \frac{\Omega_1^2 + (\sqrt{r})^2}{\Omega_1^2 - (\sqrt{r})^2} \right]^{\Omega_1} + \pi\sqrt{r} \right\} = \omega_p \pi\sqrt{r}, \\ & \lim_{\Omega_1 \rightarrow \infty} \left[ \ln \left( \frac{\Omega_1^2 + r}{\Omega_1^2 - r} \right)^{\Omega_1} \right] = 0. \end{aligned}$$

Окончательно предельное соотношение для ЭМША, согласованной с помощью нефостеровской цепи, реализующей последовательно включенные отрицательные индуктивность и конденсатор, из (9) и предыдущих равенств получим в виде

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \omega_p \pi\sqrt{r}. \quad (10)$$

Предположив, что модуль коэффициента отражения  $|S_{11}|$  постоянен в рабочей полосе частот  $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ , из (10) получим ограничение для минимально возможного значения  $|S_{11}|$ :

$$\begin{aligned} \ln|1/S_{11}| &= \omega_p \pi\sqrt{r}/\Delta\omega, \\ |S_{11}| &\geq e^{-\pi\sqrt{r}\omega_p/\Delta\omega}. \end{aligned} \quad (11)$$

Из (11) следует, что подобно ограничениям Боде–Фано для фостеровских цепей, зная параметры ЭМША, можно задать значение  $|S_{11}|$  и найти полосу рабочих частот  $\Delta\omega$  антенны, согласованной с помощью нефостеровской цепи, реализующей последовательно включенные конденсатор и индуктивность, или по рабочей полосе частот  $\Delta\omega$  определить минимальный коэффициент отражения для данной антенны. Отметим, что собрать всю площадь усиления  $|S_{11}|$  в рабочей полосе частот  $\Delta\omega$  антенны для нефостеровской согласующей цепи обычно возможно только при каскадном включении с ней фостеровской цепи согласования.

Соотношение (11) с учетом  $R_i' = R_i k^2$  (6) и  $r = R_i'/R_a$  позволяет определить и необходимый коэффициент трансформации во входной цепи приемника, чтобы получить минимальное и равномерное значение модуля коэффициента отражения  $|S_{11}|$  в рабочей полосе частот.

Для примера приведем пример расчета нефостеровского согласующего устройства для ЭМША высотой 1.4 м, диаметром 0.04 м и рабочим диапазоном частот 5...25 МГц. Параметры входного импеданса антенны были измерены экспериментально и составили:  $C_a = 59$  пФ,  $L_a = 183$  нГн,  $R_a = 83$  Ом. На рис. 3 приведена схема компенсации конденсатора  $C_a$  и индуктивности  $L_a$  последовательным соединением отрицательных конденсатора  $C$  и индуктивности  $L$ , реализованных с помощью КОИ. На рис. 4 показаны частотные зависимости коэффициента отражения антенны от частоты без КОИ и при его подключении (кривые 1 и 2 соответственно).

Как видно из рис. 4, согласование ЭМША с помощью КОИ позволяет уменьшить значение  $|S_{11}|$  от –0.019 до –5 дБ на частоте 10 МГц.

Сопротивление нагрузки  $R_i' \approx 1.7$  Ом (рис. 3) необходимо трансформировать до сопротивления

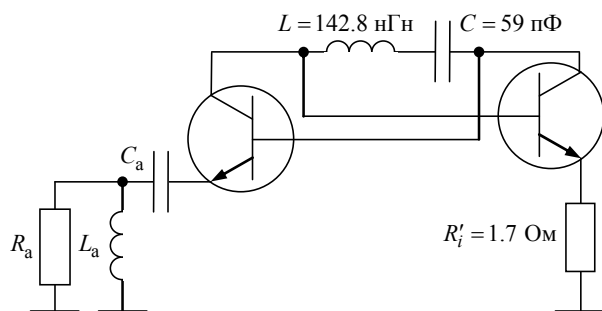


Рис. 3

приемника 50 Ом, что соответствует коэффициенту трансформации во входной цепи  $k = 5.4$ .

При оценке уровня согласования антенны по соотношению (11) при рабочей полосе частот 5...25 МГц получим предельное значение  $|S_{11}| = -8$  дБ. Большее значение  $-5 \leq |S_{11}| \leq -3$  дБ (рис. 4) объясняется тем, что не вся площадь усиления согласующей цепи собрана в полосе 5...25 МГц и пренебрежением в (9) неполной компенсацией индуктивного сопротивления антенны в широкой полосе частот отрицательной индуктивностью

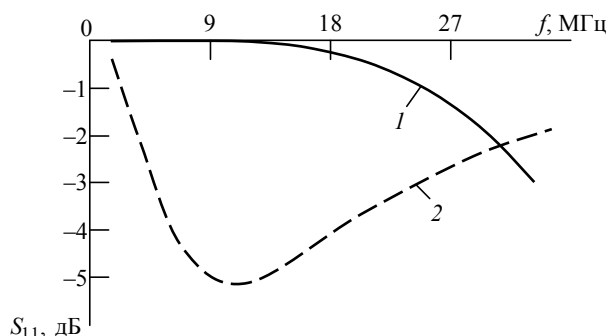


Рис. 4

КОИ. Тем не менее формула (11) полезна разработчикам ЭМША, поскольку позволяет оценить минимально возможное значение  $|S_{11}|$ , к которому можно приблизиться в идеальном случае.

Использование КОИ позволяет улучшить согласование ЭМША и входного каскада приемника, главным недостатком является сильная чувствительность к номиналам элементов, из которых состоит КОИ, и ограничение применения по диапазону.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Volakis J., Chen C. C., Fujimoto K. Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications. New York: McGraw-Hill, 2012. 428 p.
2. Kaya A., Yuksel E. Y. Investigation of a Compensated Rectangular Microstrip Antenna With Negative Capacitor and Negative Inductor for Bandwidth Enhancement // IEEE Trans. on Ant. & Propag. 2007. Vol. AP-55, № 5. P. 1275–1282.
3. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. & Prop. 2009, Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.
4. Беленко Д. В., Головков А. А., Можаяева Е. И. Исследование характеристик конверторов отрицатель-

ной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 57–61.

5. Hujanen A., Holmberg J., Sten J. C.-E. Bandwidth Limitations of Impedance Matched Ideal Dipoles // IEEE Trans. on Ant. & Prop. 2005. Vol. AP-53, № 10. P. 3236–3239.

6. Вай Кайчен. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей: пер. с англ.; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М.: Связь, 1979. 288 с.

7. Грандштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений 4-е изд., перераб. при участии Ю. В. Геронимуса, М. Ю. Цейтлина. М.: Физматгиз, 1962. 1110 с.

A. A. Golovkov, E. I. Mozhaeva

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Bandwidth limitations matching of electrically-small whip antennas with non-foster network

*Calculated reception restriction small whip antenna bandwidth electrically small restrictions Bode-Fano for chains with foster elements. The relationship between the minimum value of the reflection coefficient of the antenna and the operating frequency band as possible.*

Electrically-small antennas, matching, negative impedance convertor

Статья поступила в редакцию 12 марта 2016 г.

УДК 621.396.677

Л. М. Любина, М. И. Сугак  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Добротность ленточного вибраторного излучателя в составе двухслойной бесконечной антенной решетки<sup>1</sup>

Приведены формулы для расчета добротности ленточного вибратора, находящегося в составе бесконечной двухслойной фазированной антенной решетки (ФАР) при сосредоточенном или пространственном возбуждении. Математическая модель построена на основе интегрирования ближних полей элементов в пределах ячейки Флоке. Приведены результаты расчета добротности для различной геометрии ФАР.

**Бесконечная фазированная антенная решетка, ячейка Флоке, сканирование луча, ленточный вибратор, реактивная энергия, добротность элемента**

**Постановка задачи.** Одной из актуальных задач современной антенной техники является проектирование и разработка широкополосных фазированных антенных решеток (ШП ФАР) с широкоугольным сканированием. В ряде работ, посвященных этой проблеме [1]–[4], геометрия конечной ШП ФАР ищется через поиск условий для минимизации добротности элемента, находящегося в составе двумерно-бесконечной структуры. В частности, в [1], [2] на основе анализа бесконечных ФАР приведена геометрия конечной ФАР с широкоугольным сканированием в октавной рабочей полосе. Вместе с тем работы [1]–[4] обладают и некоторой ограниченностью в исследовании проблемы, в частности, в них не рассматривается пространственное возбуждение элементов ФАР, что не позволяет расширить круг исследуемых объектов до отражательных и проходных антенных решеток (АР), а также многослойных частотно-селективных поверхностей.

В настоящей статье решена задача анализа добротности плоского ленточного вибратора, находящегося в составе двумерной бесконечной двухслойной АР, и нахождения условий, соответствующих минимальному значению его добротности.

**Математическая модель.** Геометрия исследуемой структуры приведена на рис. 1. Координата верхнего слоя элементов  $z = d/2$ , нижнего слоя –  $z = -d/2$ . Плоские ленточные вибраторы возбуждаются падающим внешним полем (рис. 1, а) или сосредоточенными источниками (рис. 1, б). При внешнем возбуждении ориентация вектора напряженности электрического поля совпадает с осью вибраторов.

Считая структуру двумерно-бесконечной и пренебрегая поперечными составляющими токов в диполях, можно записать поля, обусловленные продольной (ориентированной по оси  $x$ ) составляющей тока в проводниках вибраторов на основе теоремы Флоке [3], [4]:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \frac{1}{ab} \sum_m \sum_n \left\{ \hat{G}_{EJ} \mathbf{e}_x \left[ F^{(1)}(k_x, k_y) e^{ik_1 d/2} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + F^{(2)}(k_x, k_y) e^{-ik_1 d/2} \right] e^{-i(k_x x + k_y y)} \right\}; \\ \mathbf{H} &= \frac{1}{ab} \sum_m \sum_n \left\{ \hat{G}_{HJ} \mathbf{e}_x \left[ F^{(1)}(k_x, k_y) e^{ik_1 d/2} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + F^{(2)}(k_x, k_y) e^{-ik_1 d/2} \right] e^{-i(k_x x + k_y y)} \right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

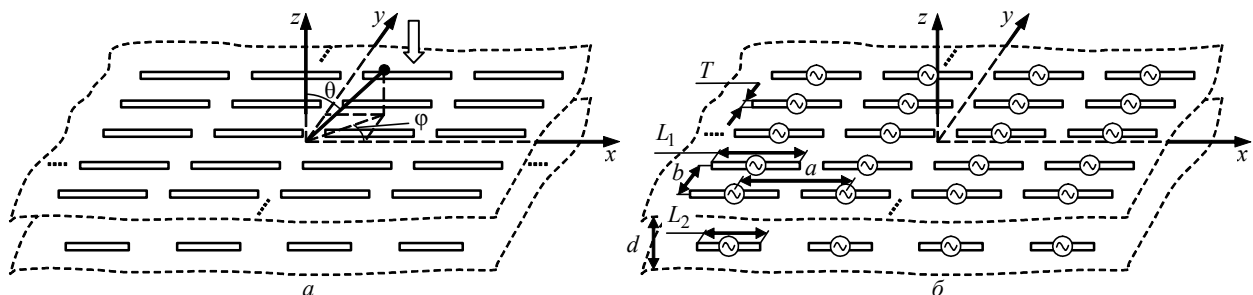


Рис. 1

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

где  $a, b$  – шаг решетки в  $E$ - и  $H$ -плоскостях соответственно;  $m, n$  – номера пространственных гармоник,  $\hat{G}_{EJ}, \hat{G}_{HJ}$  – тензорные функции Грина в спектральной области для электрического и магнитного полей соответственно, создаваемых электрическим током в излучателе антенной решетки;  $F^{(1, 2)}(k_x, k_y)$  – фурье-образы распределения электрического поверхностного тока по вибраторам первого и второго слоев соответственно<sup>2</sup>;

$$\begin{aligned} k_x &= 2\pi(m/a) + k_0 \sin \theta \cos \varphi; \\ k_y &= 2\pi(n/b) + k_0 \sin \theta \sin \varphi; \\ k_1 &= \begin{cases} \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}, & k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2; \\ -i\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2}, & k_x^2 + k_y^2 > k_0^2, \end{cases} \end{aligned}$$

причем  $k_0 = 2\pi/\lambda$ .

Формулы (1) для частного случая одного слоя или одинакового токового распределения в элементах каждого слоя и стремлении межслойного расстояния к нулю переходят в известные представления для поля однослойной структуры без экрана [4]. Граничным условием на элементах каждого слоя в пределах ячейки Флоке является равенство нулю касательной (ориентированной по оси  $x$ ) составляющей суммарного электрического поля на поверхности проводников:

$$\begin{cases} E_{\text{ст}x}^{(1)} = -(E_x^{(11)} + E_x^{(12)}); \\ E_{\text{ст}x}^{(2)} = -(E_x^{(21)} + E_x^{(22)}), \end{cases} \quad (2)$$

где  $E_{\text{ст}x}^{(1)}, E_{\text{ст}x}^{(2)}$  – сторонние поля для элементов первого и второго слоев соответственно;  $E_x^{(11)}, E_x^{(22)}$  – поля, обусловленные токами элементов в пределах одного слоя;  $E_x^{(12)}, E_x^{(21)}$  – поля, обусловленные влиянием токов элементов соседних слоев. Для реализации соотношения (2) в приближении основной поляризации достаточно использовать только один компонент спектральной функции Грина:

$$G_{EJ_{xx}} = 60\pi \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_1} e^{\pm i k_1 z}.$$

Решение системы (2) выполнено методом Галеркина с представлением токового распределения по вибраторам в виде совокупности перекры-

вающихся кусочно-синусоидальных функций и аппроксимации поперечного распределения постоянным значением. В результате для функций  $F^{(1, 2)}(k_x, k_y)$  получено представление через базисные коэффициенты:

$$F^{(1, 2)}(k_x, k_y) = \sum_n^N I_n^{(1, 2)} \varphi_n^{(1, 2)}(k_x, k_y),$$

где  $N$  – количество учитываемых мод в разложении тока;  $I_n^{(1, 2)}$  – базисные коэффициенты (токи сегментов элементов) в первом и втором слоях;  $\varphi_n^{(1, 2)}$  – фурье-образы базисных функций в первом и втором слоях. При использовании кусочно-синусоидальных перекрывающихся базисных функций выражение для этих функций имеет вид

$$\begin{aligned} \varphi_n^{(1, 2)}(k_x, k_y) &= \text{sinc}(k_y T/2) \times \\ &\times \frac{2k_0 \left[ \cos\left(\frac{k_x L^{(1, 2)}}{N+1}\right) - \cos\left(\frac{k_0 L^{(1, 2)}}{N+1}\right) \right]}{(k_0^2 - k_x^2) \sin\left(\frac{k_0 L^{(1, 2)}}{N+1}\right)} e^{\frac{i k_x L^{(1, 2)} n}{N+1}}, \end{aligned}$$

где  $L^{(1, 2)}$  – длины вибраторов в первом и втором слоях;  $T$  – ширина ленточного вибратора (см. рис. 1).

Совместное условие (2) сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}^{(1)} \\ \mathbf{U}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{Z}^{(11)}] [\mathbf{Z}^{(12)}] \\ [\mathbf{Z}^{(21)}] [\mathbf{Z}^{(22)}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}^{(1)} \\ \mathbf{I}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{U}^{(1)}, \mathbf{U}^{(2)}$  – векторы-столбцы размера  $N$ , соответствующие напряжениям возбуждения в первом и втором слоях АР;  $[\mathbf{Z}^{(11)}], [\mathbf{Z}^{(22)}]$  – субматрицы с размерами  $N \times N$ , описывающие взаимодействие отдельных сегментов АР одного слоя;  $[\mathbf{Z}^{(12)}], [\mathbf{Z}^{(21)}]$  – субматрицы с размерами  $N \times N$ , описывающие взаимодействие сегментов АР между слоями;  $\mathbf{I}^{(1)}, \mathbf{I}^{(2)}$  – искомые векторы-строки (размера  $N$ ) амплитуд токов в сегментах излучателей АР первого и второго слоев.

Элементы субматриц напряжений определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} U_n^{(1)} &= E_0 \varphi_n^{(1)}(k_x, k_y) \times \\ &\times \exp \left\{ -i \frac{k_x L^{(1)} [(N-1)/2 - n]}{N+1} \right\}; \end{aligned} \quad (4)$$

<sup>2</sup> Здесь и далее в скобках в верхнем индексе указывается номер слоя.

$$U_n^{(2)} = E_0 \varphi_n^{(2)}(k_x, k_y) \exp(ik_0 d) \times \exp\left\{-i \frac{k_x L^{(2)}[(N-1)/2 - n]}{N+1}\right\}, \quad (5)$$

$$1 \leq n \leq N,$$

где  $E_0$  – амплитуда падающего поля<sup>3</sup>.

При возбуждении бесконечной АР сосредоточенными источниками напряжения, расположенными в центре каждого излучающего элемента АР (см. рис. 1, б) и нечетном  $N$  соотношения (4), (5) приобретают вид

$$\begin{cases} U_n^{(1)} = 2U_{01}, & n = (N+1)/2; \\ U_n^{(1)} = 0, & n \neq (N+1)/2; \\ U_n^{(2)} = 2U_{02}, & n = (N+1)/2; \\ U_n^{(2)} = 0, & n \neq (N+1)/2, \end{cases}$$

$$1 \leq n \leq N,$$

где  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  – амплитуды возбуждающих напряжений.

Элементы субматриц взаимных импедансов имеют вид

$$\begin{aligned} z_{\eta\zeta}^{(11, 22)} &= \frac{60\pi}{ab} \sum_m \sum_n \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_1} \times \\ &\times \varphi_{\zeta}^{(1, 2)}(k_x, k_y) \varphi_{\eta}^{(1, 2)*}(k_x, k_y); \\ z_{\eta\zeta}^{(12, 21)} &= \frac{60\pi}{ab} \sum_m \sum_n \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_1} \times \\ &\times e^{-ik_1 d} \varphi_{\zeta}^{(1, 2)}(k_x, k_y) \varphi_{\eta}^{(2, 1)*}(k_x, k_y), \\ \eta, \zeta &= \overline{1, N}, \end{aligned}$$

где "\*" – символ комплексного сопряжения.

При этом субматрицы  $[Z^{12}]$ ,  $[Z^{21}]$  при разных длинах диполей в слоях симметричны относительно диагоналей.

Добротность двуслойного элемента в составе бесконечной двухслойной ФАР определяется как

$$Q = P_{\text{react}} / P_{\text{rad}}, \quad (6)$$

где  $P_{\text{react}}$ ,  $P_{\text{rad}}$  – реактивная и излученная мощности соответственно.

Найденные из СЛАУ (3) базисные коэффициенты и соответствующие им токовые распределения позволяют вычислить внешние поля, а по ним реактивную и излученную энергию. Мощность потерь на излучение определяется из полей:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(x, y) &= \frac{1}{ab} G_{EJ_{xx}} \mathbf{e}_x \left[ F_1(k_{x0}, k_{y0}) e^{ik_1 d/2} + \right. \\ &\quad \left. + F_2(k_{x0}, k_{y0}) e^{-ik_1 d/2} \right] e^{-i(k_{x0}x + k_{y0}y)}, \\ \mathbf{H}^*(x, y) &= \frac{1}{ab} G_{HJ_{yx}} \mathbf{e}_x \left[ F_1^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{-ik_1 d/2} + \right. \\ &\quad \left. + F_2^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{ik_1 d/2} \right] e^{i(k_{x0}x + k_{y0}y)}, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $G_{EJ_{xx}}$ ,  $G_{HJ_{yx}}$  – компоненты спектральных функций Грина [3];  $k_{x0} = k_x|_{m=0}$ ;  $k_{y0} = k_y|_{n=0}$ .

Для описания полей излучения в бесконечных суммах (1) надо брать только члены с индексами  $m = n = 0$  [3]. В этом случае  $k_1 = k_0 \cos \theta$ ; интегрирование выполняется в пределах поперечного сечения ячейки с учетом двухстороннего излучения. Для излученной мощности имеем:

$$P_{\text{rad}} = \text{Re} \left[ \int_{-b/2}^{b/2} \int_{-a/2}^{a/2} \mathbf{E}(x, y) \mathbf{H}^*(x, y) dx dy \right].$$

С учетом (7) получим:

$$\begin{aligned} P_{\text{rad}} &= 1/(a^2 b^2) \text{Re} \left\{ \int_{-b/2}^{b/2} \int_{-a/2}^{a/2} G_{EJ_{xx}} G_{HJ_{yx}}^* \times \right. \\ &\quad \times \left[ |F_1(k_{x0}, k_{y0})|^2 + |F_2(k_{x0}, k_{y0})|^2 + \right. \\ &\quad \left. + F_2(k_{x0}, k_{y0}) F_1^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{-ik_1 d} + \right. \\ &\quad \left. + F_1(k_{x0}, k_{y0}) F_2^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{ik_1 d} \right] dx dy \Big\}. \end{aligned}$$

Учтем явное представление компонентов тензора Грина [3]:

$$\begin{aligned} G_{EJ_{xx}} &= -[60\pi/(k_0 k_1)] (k_0^2 - k_x^2) e^{\pm ik_1 z}; \\ G_{HJ_{yx}}^* &= \pm (1/2) e^{\pm ik_1 z} \end{aligned}$$

и окончательно получим:

$$\begin{aligned} P_{\text{rad}} &= \frac{30\pi}{ab} \frac{1 - (\sin \theta \cos \varphi)^2}{\cos \theta} \times \\ &\quad \times \left[ |F_1(k_{x0}, k_{y0})|^2 + |F_2(k_{x0}, k_{y0})|^2 + \right. \\ &\quad \left. + F_2(k_{x0}, k_{y0}) F_1^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{-ik_0 d \cos \theta} + \right. \\ &\quad \left. + F_1(k_{x0}, k_{y0}) F_2^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{ik_0 d \cos \theta} \right]. \quad (8) \end{aligned}$$

Заметим, что из (8) в случае одного слоя вытекает формула, приведенная в [3].

Окончательное выражение для добротности получим, определив запасенную реактивную энергию. Полная плотность электрической энергии, запасенной в ближнем поле вибраторов верхнего

<sup>3</sup> В дальнейшем без ограничения общности принято  $E_0 = 1$  В/м.

и нижнего слоев, составляет  $W_e = \frac{1}{2} \varepsilon \mathbf{E} \mathbf{E}^*$ , где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость среды.

Плотность реактивной энергии может быть определена как разность полной плотности и плотности энергии излучения  $W_{\text{rad}}$  [3]–[5]:

$$W_{\text{react}} = W_e - W_{\text{rad}}.$$

Тогда реактивная мощность, запасенная в объеме ячейки Флоке, составляет:

$$P_{\text{react}} = \omega \int_V W_{\text{react}} dv, \quad (9)$$

где  $\omega$  – угловая частота;  $V$  – объем ячейки Флоке, ограниченный координатами:

$$-b/2 \leq y \leq b/2; \quad -a/2 \leq x \leq a/2; \quad -\infty < z < \infty.$$

Учитывая в (9) только пространственные гармоники, описывающие реактивную составляющую, после интегрирования в пределах ячейки Флоке получим:

$$\begin{aligned} \omega W_{\text{react}} = & \left\{ \frac{2\pi\varepsilon_0}{2ab\lambda} \sum_{\substack{m, n \\ m, n \neq 0}} \left| \sum_{j=1}^N I_j^{(1)} \varphi_j^{(1)}(k_x, k_y) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_{j=1}^N I_j^{(2)} \varphi_j^{(2)}(k_x, k_y) \right|^2 \right\} \times \\ & \times \left\{ \left( \left| \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_1} \right|^2 + \left| \frac{k_x k_y}{k_1} \right|^2 \right) \left[ A_1^{(1)}(k_x, k_y, d) + \right. \right. \\ & + A_2^{(1)}(k_x, k_y, d) + A_3^{(1)}(k_x, k_y, d) \left. \right] + \\ & + |k_x|^2 \left[ A_1^{(2)}(k_x, k_y, d) + A_2^{(2)}(k_x, k_y, d) + \right. \\ & \left. \left. + A_3^{(2)}(k_x, k_y, d) \right] \right\}, \end{aligned}$$

где  $W_{\text{react}}$  – реактивная энергия;  $A_p^{(l)}(k_x, k_y, d)$ ,

$l = 1, 2, \quad p = 1, 2, 3$  имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} A_1^{(1)}(k_x, k_y, d) = & \int_{-d/2}^{d/2} \left| F_1(k_x, k_y) e^{ik_1(z-d/2)} + \right. \\ & \left. + F_2(k_x, k_y) e^{-ik_1(z+d/2)} \right|^2 e^{-2\alpha|z|} dz; \\ A_2^{(1)}(k_x, k_y, d) = & A_2^{(2)}(k_x, k_y, d) = \\ = & \int_{d/2}^{\infty} \left| F_1(k_x, k_y) e^{-ik_1(z-d/2)} + \right. \\ & \left. + F_2(k_x, k_y) e^{-ik_1(z+d/2)} \right|^2 e^{-2\alpha z} dz; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_3^{(1)}(k_x, k_y, d) = & A_3^{(2)}(k_x, k_y, d) = \\ = & \int_{-\infty}^{-d/2} \left| F_1(k_x, k_y) e^{ik_1(z-d/2)} + \right. \\ & \left. + F_2(k_x, k_y) e^{ik_1(z+d/2)} \right|^2 e^{-2\alpha z} dz; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_1^{(2)}(k_x, k_y, d) = & \int_{-d/2}^{d/2} \left| F_1(k_x, k_y) e^{ik_1(z-d/2)} - \right. \\ & \left. - F_2(k_x, k_y) e^{-ik_1(z+d/2)} \right|^2 e^{-2\alpha|z|} dz, \end{aligned}$$

где  $\alpha = \sqrt{-k_0^2 + k_x^2 + k_y^2}$ .

После интегрирования по координате  $z$  получим:

$$\begin{aligned} A_1^{(1)}(k_x, k_y, d) = & \\ = & \frac{1 - e^{-\alpha d}}{\alpha} \left[ \left| F_1(k_x, k_y) \right|^2 + \left| F_2(k_x, k_y) \right|^2 \right] + \\ & + \left( -\frac{e^{-2\alpha d} - 1}{4\alpha} + \frac{d}{2} \right) \left[ F_2(k_x, k_y) F_1^*(k_x, k_y) + \right. \\ & \left. + F_1(k_x, k_y) F_2^*(k_x, k_y) \right]; \\ A_2^{(1)}(k_x, k_y, d) = & A_2^{(2)}(k_x, k_y, d) = \\ = & \frac{e^{-\alpha d}}{2\alpha} \left[ \left| F_1(k_x, k_y) \right|^2 + \left| F_2(k_x, k_y) \right|^2 \right] + \\ & + F_2(k_x, k_y) F_1^*(k_x, k_y) \frac{e^{-2\alpha d}}{2\alpha} + \\ & + F_1(k_x, k_y) F_2^*(k_x, k_y) \frac{1}{2\alpha}; \\ A_3^{(1)}(k_x, k_y, d) = & A_3^{(2)}(k_x, k_y, d) = \\ = & \frac{e^{-\alpha d}}{2\alpha} \left[ \left| F_1(k_x, k_y) \right|^2 + \left| F_2(k_x, k_y) \right|^2 \right] + \\ & + F_1(k_x, k_y) F_2^*(k_x, k_y) \frac{e^{-2\alpha d}}{2\alpha} + \\ & + F_2(k_x, k_y) F_1^*(k_x, k_y) \frac{1}{2\alpha}; \\ A_1^{(2)}(k_x, k_y, d) = & \\ = & \frac{1 - e^{-\alpha d}}{\alpha} \left[ \left| F_1(k_x, k_y) \right|^2 + \left| F_2(k_x, k_y) \right|^2 \right] + \\ & + \left( -\frac{e^{-2\alpha d} - 1}{4\alpha} - \frac{d}{2} \right) \left[ F_2(k_x, k_y) F_1^*(k_x, k_y) + \right. \\ & \left. + F_1(k_x, k_y) F_2^*(k_x, k_y) \right]. \end{aligned}$$

Тогда для реактивной мощности окончательно имеем:

$$\omega W_{\text{react}} = \frac{30\pi}{k_0 ab} \sum_{\substack{m, n \\ m, n \neq 0}} \left[ \left( \left| \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_1} \right|^2 + \left| \frac{k_x k_y}{k_1} \right|^2 \right) \times \right. \\ \left. \times G_1(k_x, k_y, d) + |k_x|^2 G_2(k_x, k_y, d) \right], \quad (10)$$

где

$$G_{1, 2}(k_x, k_y, d) = \\ = \frac{1}{\alpha} \left[ |F_1(k_x, k_y)|^2 + |F_2(k_x, k_y)|^2 \right] + \\ + \left( \pm \frac{e^{-2\alpha d} - 1}{4\alpha} \pm \frac{d}{2} + \frac{e^{-2\alpha d}}{2\alpha} + \frac{1}{2\alpha} \right) \times \\ \times \left[ F_2(k_x, k_y) F_1^*(k_x, k_y) + \right. \\ \left. + F_1(k_x, k_y) F_2^*(k_x, k_y) \right],$$

причем верхние знаки математических операций относятся к  $G_1$ , нижние – к  $G_2$ .

С учетом (6), (8) и (10) добротность двуслойного элемента в составе бесконечной двухслойной ФАР определяется как

$$Q = \frac{P_{\text{react}}}{P_{\text{rad}}} = \frac{K(\theta, \varphi)}{G_0(k_{x0}, k_{y0}, d)} \times \\ \times \sum_{\substack{m, n \\ m, n \neq 0}} \left[ \left( \left| \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_1} \right|^2 + \left| \frac{k_x k_y}{k_1} \right|^2 \right) \times \right. \\ \left. \times G_1(k_x, k_y, d) + |k_x|^2 G_2(k_x, k_y, d) \right], \quad (11)$$

где

$$K(\theta, \varphi) = \frac{\cos \theta}{1 - (\sin \theta \cos \varphi)^2}; \\ G_0(k_{x0}, k_{y0}, d) = |F_1(k_{x0}, k_{y0})|^2 + |F_2(k_{x0}, k_{y0})|^2 + \\ + F_2(k_{x0}, k_{y0}) F_1^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{-ik_0 d \cos \theta} + \\ + F_1(k_{x0}, k_{y0}) F_2^*(k_{x0}, k_{y0}) e^{ik_0 d \cos \theta}.$$

Формула (11) допускает предельный переход к однослойной геометрии. В этом случае надо принять  $d \rightarrow 0$  при синфазном возбуждении в обоих слоях. В результате получим:

$$\lim_{d \rightarrow 0} Q = \frac{\cos \theta}{1 - (\sin \theta \cos \varphi)^2} \times \\ \times \frac{1}{2k_0 \left| \sum_{j=1}^N I_j^{(1)} \varphi_j(k_{x0}, k_{y0}) \right|^2} \times \\ \times \frac{1}{\alpha} \sum_{\substack{m, n \\ m, n \neq 0}} \left| \sum_{j=1}^N I_j^{(1)} \varphi_j(k_x, k_y) \right|^2 \times$$

Выражение (12) было ранее опубликовано авторами в [6].

**Примеры расчета добротности элемента в составе антенной решетки.** Адекватность предложенной математической модели проверена с помощью электродинамического моделирования методом конечного интегрирования для двухслойной бесконечной ФАР с внутренним возбуждением в верхнем слое ( $U_{01} \neq 0$ ,  $U_{02} = 0$ ) и разным электрическим расстоянием между слоями. Исследованная АР характеризуется следующими геометрическими параметрами:  $L_1 = L_2 = 0.45\lambda$ ,  $a = b = 0.5\lambda$ ,  $W = 0.02\lambda$ . Добротность вычислялась через входной импеданс по известному соотношению [7]. Полученные результаты (рис. 2, штриховые кривые) сопоставлялись с результатами расчета той же АР с помощью (11) (рис. 2, сплошные кривые;  $f$  – текущая частота;  $f_0$  – рабочая частота АР). Учитывалось  $N = 5$  базисных функций. Как следует из рис. 2, в исследованном интервале частот наблюдается некоторое расхождение зависимостей. Указанное расхождение объясняется особенностью описания узла питания в методе конечного интегрирования и допущениями, принятыми в предлагаемой математической модели.

Формула (11) позволяет исследовать варианты геометрии широкополосных проходных печатных АР или частотно-селективных поверхностей с диэлектрическими подложками из пенополиэтилена [8]. Расчеты показывают, что при увеличении плотности упаковки элементов в раскрыве АР можно достигнуть значительного уменьшения добротности элементов, причем применение второго слоя дает в этом смысле дополнительные возможности. Результаты расчета зависимости добротности элемента от шага решетки в  $H$ -плос-

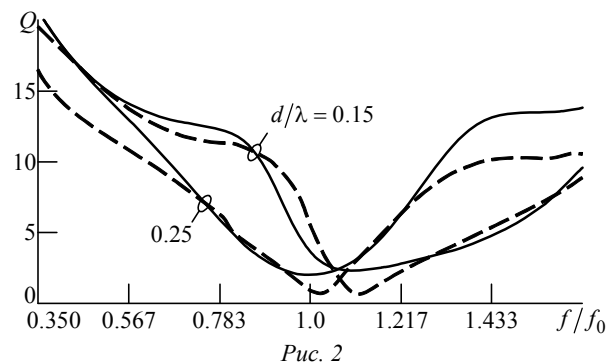


Рис. 2

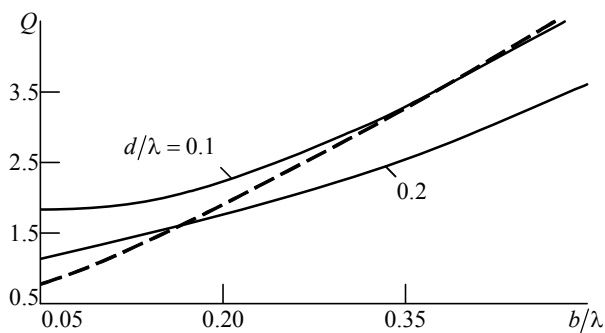


Рис. 3

кости для одно- и двухслойной структур при учете 5 базисных функций и внешнем питании приведены на рис. 3. АР характеризуется следующими геометрическими параметрами:  $L_1 = 0.45\lambda$ ,  $L_2 = 0.35\lambda$ ,  $a = 0.5\lambda$ ,  $T = 0.02\lambda$ . Результаты расчета показывают, что двухслойная структура при  $b/\lambda > 0.17$  и  $d/\lambda > 0.2$  имеет преимущества над однослойной (рис. 3, штриховая линия), с уменьшением толщины до  $d/\lambda > 0.1$  преимущества двухслойной практически пропадают. Зависимость добротности от расстояния между слоями (рис. 4, сплошные линии – двухслойная

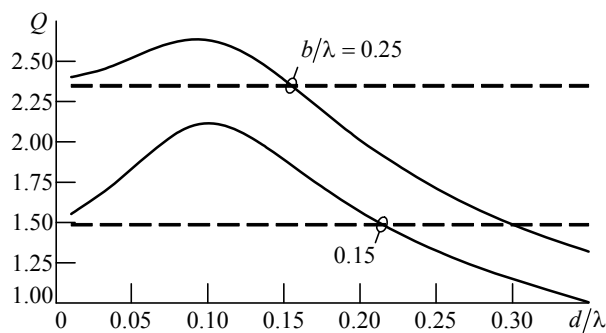


Рис. 4

структура, штриховые – однослойная структура) свидетельствует, что область, где достигается преимущество двухслойной структуры, сужается при уменьшении шага решетки в  $H$ -плоскости.

В результате проведенного исследования получено выражение для добротности ленточного вибратора, находящегося в составе двухслойной бесконечной антенной решетки в свободном пространстве при многомодовой аппроксимации токового распределения в вибраторах каждого слоя. Элементы решетки возбуждаются внешним полем или сосредоточенными источниками.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сугак М. И., Шарапова Ю. И. Добротность вибраторных излучателей в составе бесконечной ФАР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 3–7.
2. Сугак М. И., Шарапова Ю. И. Характеристики широкополосных вибраторных ФАР с малым междуэлементным расстоянием // Электроника и микроэлектроника СВЧ: сб. докл. Всерос. конф., Санкт-Петербург, 3–6 июня 2013 г. URL: <http://mwelectronics.ru/2013/stend.html> (дата обращения 26.05.2016).
3. Kwon D. H., Pozar D. M. Energy Storage and Radiation Q of Infinite Planar Dipole Phased Arrays // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2014. Vol. AP-62, № 1. P.153–162.
4. Kwon D. H., Pozar D. M. Radiation Q of planar dipole phased arrays on a grounded substrate // Ant. and Prop. Society Int. Symp. (APSURSI). Memphis, USA, 6–11 July 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 928–929.
5. McLean J. S. A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1996. Vol. AP-44, № 5. P. 672–676.
6. Любина Л. М., Сугак М. И. Электродинамический анализ добротности вибраторного излучателя в составе многослойной ФАР // 68-я науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава ун-та: сб. докл. студентов, аспирантов и молодых ученых. СПб: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 23–27.
7. Yaghjian A. D., Best S. R. Impedance, Bandwidth and Q of Antenna // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2005. Vol. AP-53, № 4. P. 1298–1324.
8. Опыт проектирования и результаты исследования печатных многослойных линзовых антенн // С. В. Баландович, Г. А. Костиков, А. А. Пташкин, Р. О. Рязанцев, Ю. П. Саломатов, М. И. Сугак // Антенны. 2010. № 8. С. 3–8.

L. M. Liubina, M. I. Sugak  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Quality Factor of Planar Dipole in Two-Layer Infinite Phased Array

*Quality factor formulas for planar dipole in two-layer infinite phased antenna array in case of lumped or spatial excitation are presented. The mathematical model is based on the integration near fields of elements within the Floquet cell. Results of the calculation of quality factor for different PAA geometry are presented.*

Infinite phased antenna array, Floquet cell, beam scan, planar dipole, reactive energy, quality factor.

Статья поступила в редакцию 1 марта 2016 г.

УДК 621.37

Д. С. Козлов

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

## Влияние взаимной связи излучателей на характеристики диаграммы направленности фазированной антенной решетки в области подавления излучения<sup>1</sup>

*Исследовано влияние взаимной связи между излучателями антенной решетки на характеристики формируемой диаграммы направленности. Продемонстрировано, что наличие взаимной связи между элементами решетки вызывает перераспределение токов в излучателях, что приводит к искажению формы и уровня области подавления излучения, которая крайне чувствительна к изменениям возбуждающих воздействий. Предложена методика подавления негативного эффекта взаимного влияния, основанная на внесении предсказаний в исходное распределение токов, рассчитанных с использованием матрицы взаимных сопротивлений.*

### Адаптивная антенная решетка, фазированная антенная решетка, подавление помехи, взаимное сопротивление

Современные радиотехнические системы с входящими в их состав антенными решетками (АР) должны сохранять работоспособность в сложной помеховой обстановке [1]. Один из традиционных способов улучшения отношения "сигнал/шум" (ОСШ) заключается в снижении уровня боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) АР. Однако при наличии мощной помехи в зоне функционирования системы подобной меры может быть недостаточно [2]. В этом случае подавление чувствительности АР в направлении нежелательного принимаемого сигнала позволяет значительно ослабить вызванный негативный эффект и повысить ОСШ [3], [4].

Формирование областей подавления излучения ("нулей" ДН) может быть обеспечено в отдельно взятой решетке излучателей специальным подбором амплитудно-фазового распределения возбуждающих воздействий. Требуемое распределение вдоль линейки излучателей может быть найдено с помощью различных алгоритмов, например, методом наименьших средних квадратов [5], [6].

Как известно [7], [8], наличие взаимной связи элементов решетки может существенно исказить основные характеристики системы, в том числе форму ДН. В этой связи представляет большой интерес исследование взаимного влияния между элементами АР применительно к задаче подавления ее чувствительности к сигналам, поступаю-

щим с определенных направлений. Кроме того, важное значение имеет разработка универсального метода расчета взаимного импеданса между произвольными типами антенн, не требующего значительных вычислительных ресурсов, поскольку в современных АР используются различные типы излучателей: рупоры, диэлектрические стержни, патч-антенны и т. д.

**Синтез диаграммы направленности фазированной антенной решетки.** Рассмотрим линейную АР, состоящую из идеальных изотропных излучающих элементов, равноудаленных друг от друга на расстояние  $d_0 = \lambda/2$  ( $\lambda$  – рабочая длина волны). Выберем в качестве исходного следующее амплитудное распределение возбуждающих воздействий вдоль линейки излучателей:

$$I_{0m} = (1 - C) \cos^2 \left[ \frac{m - (M - 1)/2}{M - 1} \pi \right] + C,$$

где  $C$  – параметр, определяющий уровень боковых лепестков;  $m \in [0, M - 1]$  – номер излучателя;  $M$  – количество излучателей.

Подобный тип амплитудного распределения часто применяется на практике в радиолокационных станциях.

При идеальных изотропных излучающих элементах, расположенных с постоянным шагом, и равенстве фаз возбуждающих воздействий та-

<sup>1</sup> Публикация выполнена в рамках государственной работы "Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)" проектной части государственного задания Минобрнауки России (задание № 8.2579.2014/К).

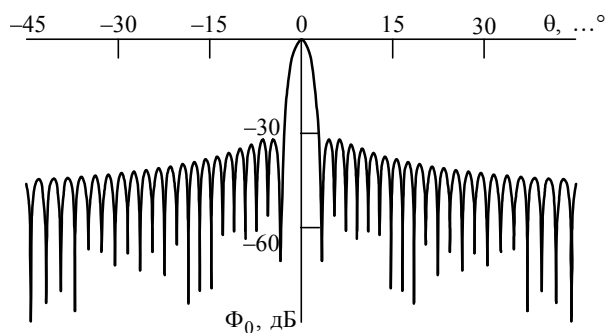


Рис. 1

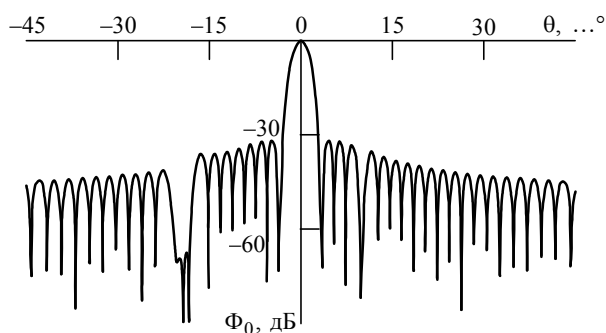


Рис. 2

кое распределение формирует ДН  $\Phi_0(\theta)$  со спадающими боковыми лепестками и направлением главного луча  $\theta_0 = 0$ . ДН при  $M = 63$ ,  $C = 0.2$  представлена на рис. 1.

Используя полученную ДН в качестве исходной, сформируем при неизменном положении главного луча две области подавления чувствительности в направлениях  $\theta_1 = -20^\circ$  и  $\theta_2 = 10^\circ$  шириной порядка 2 и  $0.5^\circ$  соответственно. Комплексное амплитудно-фазовое распределение  $\tilde{I}_m$ , формирующее ДН требуемой формы (рис. 2), может быть найдено с помощью алгоритма, рассмотренного подробно в [9], [10], основанного на разложении ДН в ряд  $\text{sinc}$ -функций (функций Котельникова). Зная коэффициенты разложения, можно найти распределение комплексных токов вдоль линейки излучателей с помощью матрицы связи [9].

Полученные по указанному алгоритму коэффициенты передачи  $K_m = |\tilde{I}_m|/|\tilde{I}_{m0}|$  и фазовые сдвиги  $\Delta\varphi_m = \arg(\tilde{I}_m) - \arg(\tilde{I}_{m0})$  представлены на рис. 3, а и б соответственно.

**Анализ и расчет взаимного влияния между излучателями антенной решетки.** В предыдущем разделе методика синтеза ДН рассмотрена для случая, когда элементами АР являются идеальные изотропные излучатели, между которыми отсутствует взаимная связь. В реальности же взаимное влияние отдельных антенн в решетке мо-

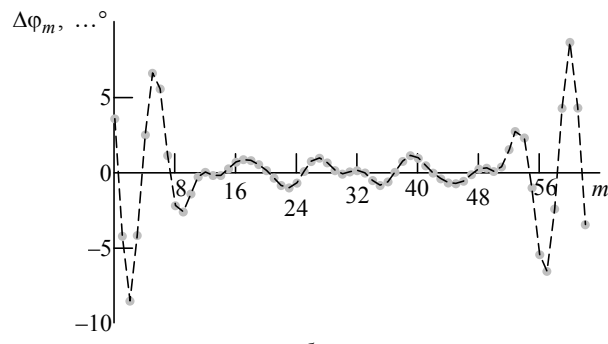
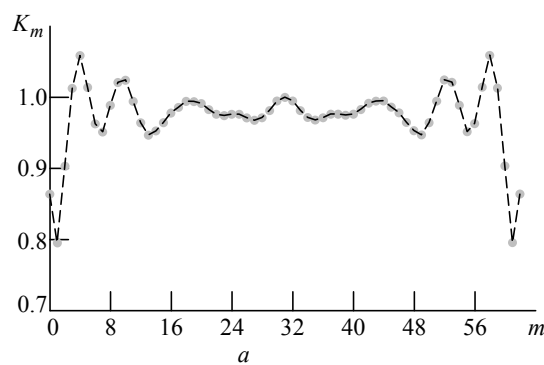


Рис. 3

жет быть достаточно сильным. Особенно сильно это может сказаться на области сформированного нуля, что приведет к уменьшению его глубины.

При анализе искажений ДН требуется информация о взаимном импедансе излучателей, входящих в состав решетки. Прежде всего оценим взаимодействие двух антенн (рис. 4).

Элементарная антенна – диполь состоит из двух плеч, напечатанных на противоположных сторонах платы, дополнительного пассивного элемента и симметризирующего трансформатора, расположенных вне металлизированного корпуса. Внутри корпуса могут располагаться цепи питания, фазовращатель или аттенюатор. Подобные излучатели достаточно часто используются в составе фазированных АР (ФАР).

Взаимное сопротивление излучателей исследовалось на частоте  $f_0 = 4$  ГГц, что соответству-

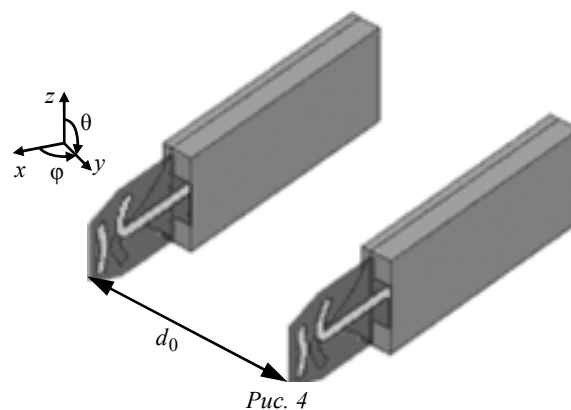


Рис. 4

ет длине волны в свободном пространстве  $\lambda = 75$  мм. Габариты элементарной антенны, работающей на указанной частоте, составляют порядка  $145 \times 40 \times 15$  мм<sup>3</sup>.

Примененная в дальнейшем универсальная методика расчета взаимных сопротивлений между излучателями АР пригодна для различных типов антенн. Вместо распределения тока вдоль апертуры используется более универсальная и, как правило, известная характеристика – комплексная диаграмма направленности антенны. Для рассматриваемых излучателей действительная  $R_{12}$  и мнимая  $X_{12}$  части взаимного сопротивления двух рассматриваемых диполей могут быть определены с помощью следующих выражений [11]:

$$\begin{aligned} R_{12}(d) &= Z_R / (4\pi) \times \\ &\times \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Phi_s(\theta, \varphi) \cos(kd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi; \\ X_{12}(d) &= -Z_R / (4\pi) \times \\ &\times \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Phi_s(\theta, \varphi) \sin(kd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi + \\ &+ \frac{\alpha Z_R}{1 + (d/\lambda)\beta}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $Z_R = 50$  Ом – сопротивление излучения рассматриваемого печатного диполя на рабочей частоте;  $\Phi_s(\theta, \varphi)$  – амплитудная диаграмма направленности одиночного излучателя, которая может быть аппроксимирована следующей функцией:

$$\Phi_{as}(\theta, \varphi) = D_s \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin^2\theta} \cos^2(0.6\varphi),$$

где  $D_s = 3.5$ ;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число.

Диаграммы направленности данного излучателя  $\Phi_s(\theta, \varphi)$  (сплошные линии) и аппроксимирующая функция  $\Phi_{as}(\theta, \varphi)$  (маркеры) в плоскостях  $\varphi = 0^\circ$  и  $\theta = 90^\circ$  изображены на рис. 5.

Последнее слагаемое в (1) появляется в результате операции на комплексной плоскости. Оно описывает реактивную составляющую, которая появляется в результате ближнепольного квазистатического взаимодействия между двумя излучателями [12]. В предположении, что тип квазистатического взаимодействия между печатными диполями остается практически неизменным по сравнению с рассмотренным в [11] случае идеальных полуволновых диполей, выбраны следующие значения параметров:  $\alpha = 0.6$ ,  $\beta = 4$ .

Зависимости действительной и мнимой частей взаимного импеданса от расстояния между двумя печатными диполями изображены на рис. 6. Для сравнения на этих же графиках маркерами отмечены значения, полученные электродинамическим моделированием в программном пакете CST Microwave Studio. Вычисления и моделирование проведены для рабочей частоты излучателей  $f_0 = 4$  ГГц.

Рассчитанные аналитически и полученные с помощью электродинамического моделирования значения взаимного сопротивления практически идентичны и в случае печатных диполей достаточно сложной конфигурации. Небольшие расхождения

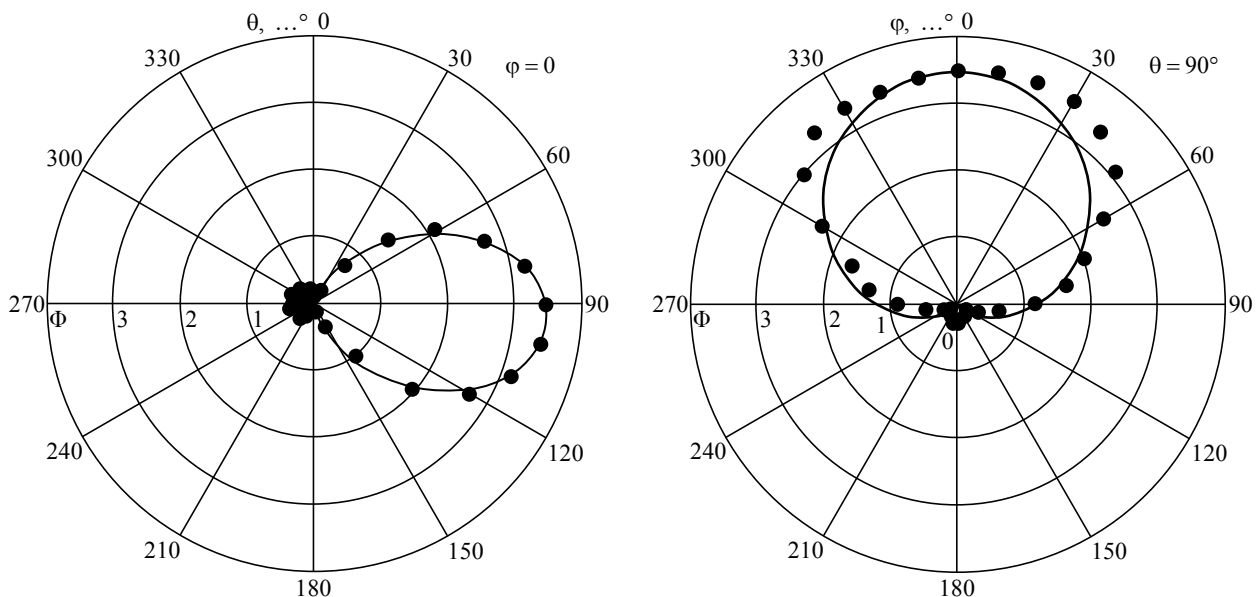


Рис. 5

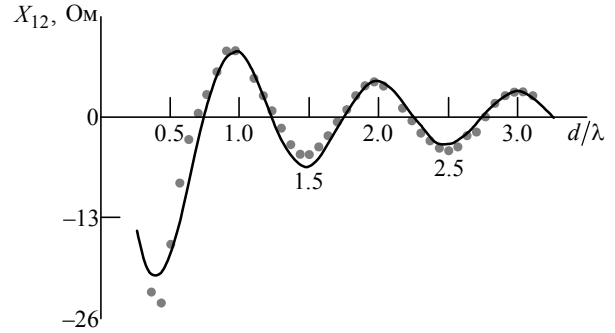
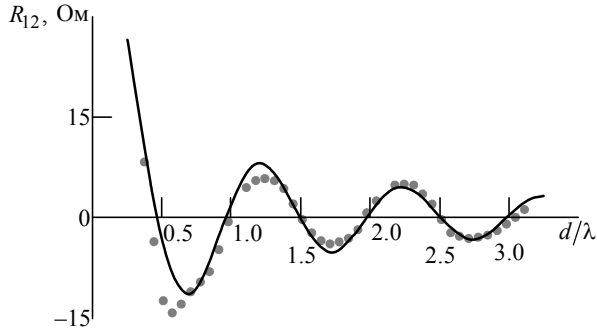


Рис. 6

наблюдаются в случае, когда антенны расположены достаточно близко друг от друга. Это объясняется тем, что при небольших расстояниях между излучателями может иметь место перераспределение токов в них и, как следствие, изменение формы ДН.

**Влияние взаимной связи между излучателями ФАР на характеристики области подавления излучения.** Чтобы численно оценить влияние взаимной связи между излучателями, рассмотрим эквивалентную схему передающей АР (рис. 7).

Согласно теории цепей, токи и напряжения на портах излучателей АР при наличии взаимной связи могут быть выражены через напряжения и внутренний импеданс генераторов:

$$\begin{cases} U_g = (Z_{mc} + Z_g) \cdot I_m; \\ U_m = Z_{mc} \cdot I_m, \end{cases}$$

где  $U_g$  – вектор напряжений на генераторах;  $Z_{mc}$  – матрица связи;  $Z_g$  – диагональная матрица внутренних сопротивлений генераторов;  $I_m$ ,  $U_m$  – векторы токов и напряжений на портах излучателей соответственно.

Матрица связи  $Z_M$  определяется как  $Z$ -матрица, сформированная из всех возможных комбинаций взаимных сопротивлений:

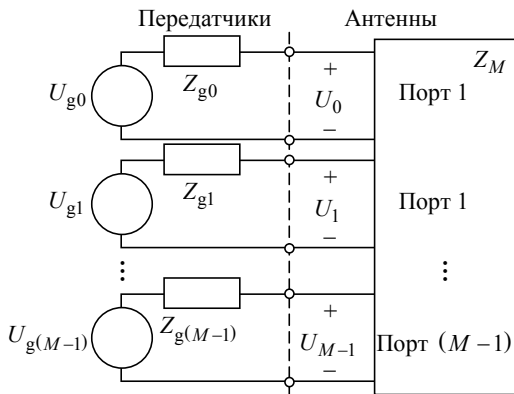


Рис. 7

$$Z_{mc} = \begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{01} & \cdots & Z_{0(M-1)} \\ Z_{20} & Z_{21} & \cdots & Z_{2(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{(M-1)0} & Z_{(M-1)1} & \cdots & Z_{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}.$$

Согласно представленному в [9], [10] алгоритму искомое распределение комплексных амплитуд тока  $\tilde{I}_m$  вдоль решетки определяется напряжениями на генераторах  $U_{gm}$ , которые, в свою очередь, зависят от делителя мощности, настройки фазовращателей и аттенуаторов:

$$U_g = (Z_{in} + Z_g) \cdot I,$$

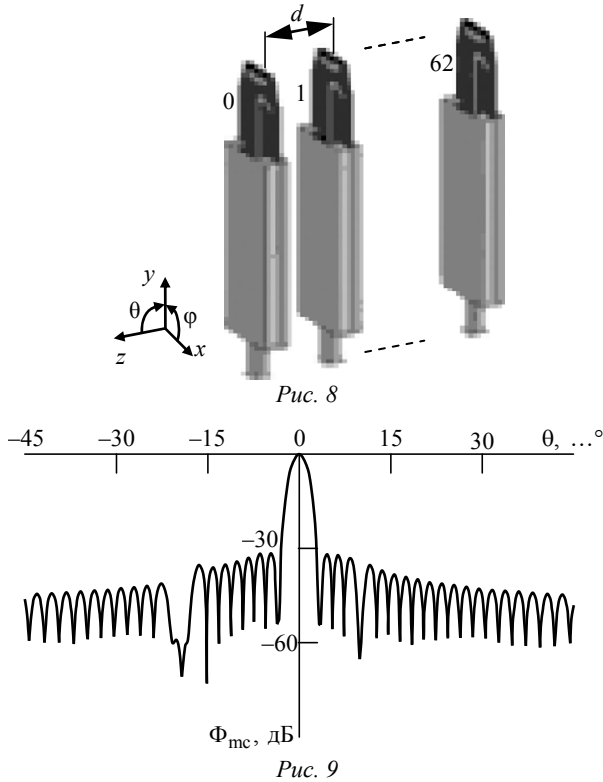
где  $Z_{in}$  – диагональная матрица собственных сопротивлений излучателей  $Z_{mm}$ ;  $I$  – вектор комплексных амплитуд токов  $\tilde{I}_m$ , найденных с помощью описанной ранее процедуры.

Тогда конечное распределение комплексных амплитуд токов  $\tilde{I}_{mc_m}$  при учете взаимного влияния может быть найдено с помощью матричного выражения:

$$I_{mc} = (Z_{mc} + Z_g)^{-1} \cdot (Z_{in} + Z_g) \cdot I. \quad (2)$$

Далее рассмотрим, как изменится ДН АР, состоящей из реальных антенн, при наличии взаимной связи между ними. В качестве излучателей были выбраны печатные диполи, рассмотренные ранее. Найденные значения собственного и взаимного сопротивлений использовались при формировании матрицы связи  $Z_{mc}$  и матрицы собственных сопротивлений  $Z_{in}$ . С помощью (2) определено распределение  $\tilde{I}_{mc_m}$  вдоль решетки диполей при  $Z_{gm} = 50$  Ом для всех диполей.

Линейная АР, состоящая из 63 печатных диполей, изображена на рис. 8.



На рис. 9 представлена диаграмма направленности  $\Phi_{мс}$ , сформированная распределением тока  $\tilde{I}_{мс_m}$ , учитывающего наличие взаимной связи между излучателями. Как следует из рисунка, взаимное влияние излучателей снизило глубину подавления чувствительности до уровня  $\xi_{мс} = -60$  дБ по сравнению с идеальным случаем, когда  $\xi = -70$  дБ.

Для устранения негативного влияния взаимного импеданса внесем предыскажения в исходное распределение тока, компенсирующее эффект взаимного влияния излучателей. Для этого распределение тока  $\tilde{I}_m$  во всех расчетах заменим на искаженное распределение, найденное следующим образом:

$$\mathbf{I}_p = (\mathbf{Z}_{in} + \mathbf{Z}_g)^{-1} \cdot (\mathbf{Z}_{мс} + \mathbf{Z}_g) \cdot \mathbf{I}.$$

Для сравнения полученной аналитически диаграммы направленности было также проведено электродинамическое моделирование в программном пакете CST Microwave Studio.

Анализ проводился на рабочей частоте  $f_0 = 4$  ГГц, при этом излучатели располагались на расстоянии  $d = \lambda/2 = 37.5$  мм друг от друга. Распределение возбуждающих воздействий  $\tilde{I}_m$ , сформированное без учета взаимного влияния диполей, согласно результатам моделирования формирует нормированную ДН, изображенную на

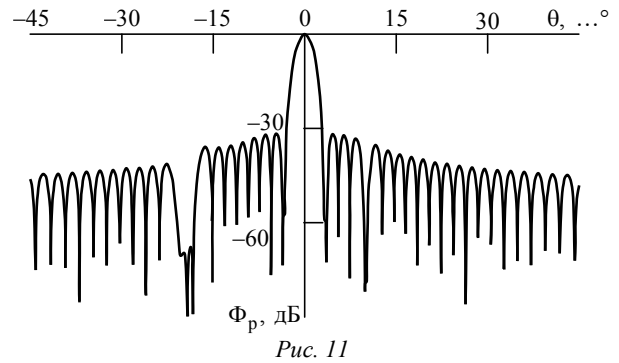
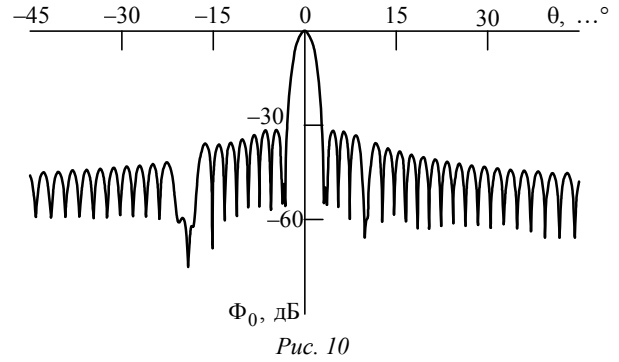
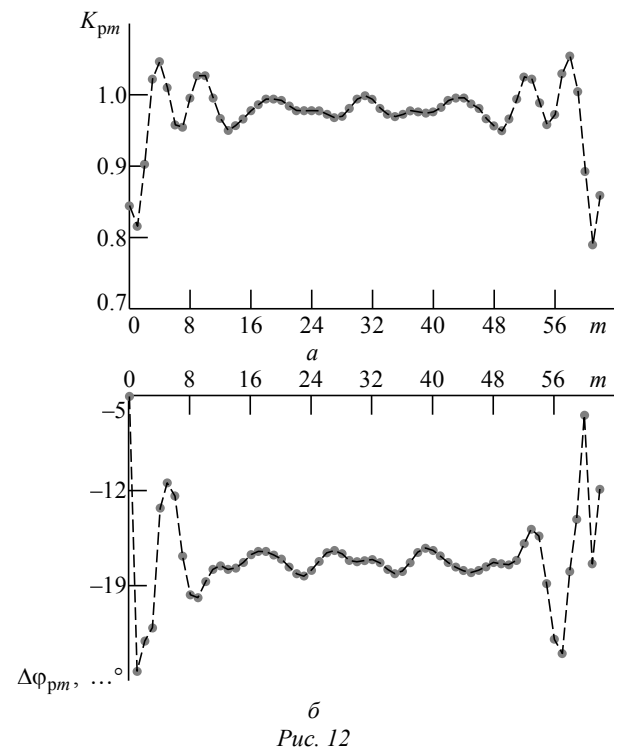


рис. 10. Наблюдаемые искажения диаграммы, вызванные взаимным влиянием диполей, достаточно близки к рассчитанным аналитически (рис. 9).

Полученное же с учетом взаимного влияния распределение комплексных амплитуд токов  $\tilde{I}_{pm}$  (2) определяет представленную на рис. 11 диаграмму направленности  $\Phi_p$  с практически прежним уровнем сформированных нулей.



Коэффициенты передачи аттенуаторов или усилителей  $K_{pm}$  и фазовые сдвиги фазовращателей  $\Delta\varphi_{pm}$ , обеспечивающие необходимое распределение токов  $\tilde{I}_{pm}$  для компенсации взаимного влияния излучателей, изображены на рис. 12.

В настоящей статье исследовано влияние взаимной связи между излучателями АР на характер-

истики формируемой ДН. Предложена методика, позволяющая снизить негативный эффект взаимного влияния, основанная на внесении предскажений в исходное распределение возбуждающих воздействий.

Автор выражает признательность профессору О. Г. Вендику за плодотворные дискуссии и помощь в постановке задачи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mukhopadhyay M., Sarkar B. K., Chakraborty A. Augmentation of Anti-Jam GPS System Using Smart Antenna with a Simple DOA Estimation Algorithm // Progress In Electromagnetics Research. 2007. Vol. 67. P. 231–249.
2. Zoltowski M. D., Gecan A. S. Advanced Adaptive Null Steering Concepts for GPS // Military Communications Conf. (MILCOM'95). San Diego, 5–8 Sept. 1995. Conf. Record. Piscataway: IEEE, 1995. T. 3. P. 1214–1218.
3. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 2nd. ed. Boston, MA: Artech House, 2005. 373 p.
4. Applebaum S. P. Adaptive Arrays // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1976. Vol. AP-24, № 5. P. 585–598.
5. Chu Y., Fang W. H. A Novel Wavelet-Based Generalized Sidelobe Canceller // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1999. Vol. AP-47, № 9. P. 1485–1494.
6. Mouhamadou M., Vaudon P., Rammal M. Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control // Progress in Electromagnetics Research. 2006. Vol. 60. P. 95–106.
7. Abouda A. A., Häggman S. G. Effect of Mutual Coupling on Capacity of MIMO Wireless Channels in High

SNR Scenario // Progress in Electromagnetics Research. 2006. Vol. 65. P. 27–40.

8. Zhang T., Ser W. Robust Beampattern Synthesis for Antenna Arrays with Mutual Coupling Effect // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2011. Vol. AP-59, № 8. P. 2889–2895.

9. Vendik O. G., Kozlov D. S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming // IEEE Ant. and Wireless Propagation Letters. 2012. № 11. P. 648–650.

10. Вендик О. Г., Калинин С. А., Козлов Д. С. Фазированная антенная решетка с управляемой формой диаграммы направленности // ЖТФ. 2013. Т. 83, № 10. С. 117–121.

11. Vendik O. G., Kozlov D. S. A Novel Method for the Mutual Coupling Calculation between Antenna Array Radiators: Analysis of the Radiation Pattern of a Single Radiator in the Antenna Array // IEEE Ant. and Prop. Magazine. 2015. Vol. 57, № 6. P. 16–21.

12. Landau L. D., Lifshitz E. M. i960 Electrodynamics of Continuous Media // Course of theoretical physics. 1958. Vol. 8. 455 p.

D. S. Kozlov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## The Influence of Mutual Coupling Effect on the Radiation Pattern Characteristics of the Nulling Phased Antenna Array

*The influence of the mutual coupling effect between the antenna array radiators on the characteristics of the radiation pattern was investigated. It was demonstrated that the mutual coupling between the array elements causes a redistribution of the radiator currents, which results in degradation of the nulling performance, which is extremely sensitive to the excitation perturbations. The technique for reducing the negative effect of mutual coupling was proposed. This method is based on introducing the initial excitation current predistortions calculated using the matrix of mutual impedances.*

Adaptive antenna array, phased antenna array, jamming suppression, mutual coupling

Статья поступила в редакцию 14 марта 2016 г.



УДК 621.396+551.466.3

В. В. Леонтьев, А. А. Пименов

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

## Обоснование выбора математической модели морской поверхности при решении задачи радиолокационного экологического мониторинга

*Представлены оценки точности математического моделирования морской поверхности. Рассмотрены линейные модели со спектрами Пирсона–Московица и Эльфохейли, а также нелинейная модель CWM, обеспечивающие устойчивость вычислительного процесса и низкую трудоемкость. В качестве критерия качества модели использованы точности воспроизведения дисперсий волновой ординаты и угла волнового склона. Показано, что для коротких поверхностей с размерами, близкими к разрешающей способности РЛС, наибольшую точность обеспечивает нелинейная модель CWM.*

### Радиолокация, моделирование, рассеяние радиоволн, морская поверхность

Для решения задач экологического мониторинга поверхности моря с целью контроля ее загрязненности нефтепродуктами используют различные радиоэлектронные средства (радиолокационные станции (РЛС), радиометры, лазеры, телевизионные системы и т. д. [1]). В отличие от других средств, РЛС, облучающие море при малых углах скольжения, позволяют обнаруживать пленки нефти в любое время суток (и днем, и ночью) и практически при любых погодных условиях (при ярком солнце, в туман, дождь или снег). РЛС обеспечивают высокую разрешающую способность по координатам и высокий темп обзора больших площадей, позволяя вести непрерывный контроль. На работу РЛС не влияют температурные градиенты поверхности моря, наличие в воде фито- и зоопланктона.

Современные эвристические подходы к решению задач экологического мониторинга поверхности моря с помощью РЛС, облучающих море при скользких углах облучения, направлены только на обнаружение разливов нефти, при которых образуются толстые пленки. Они базируются на использовании штатных судовых навигационных РЛС или береговых РЛС управления транспортными потоками. В этих подходах РЛС является источником сигнала, отраженного от морской поверхности, а дополнительно к ней подключается специальная система обнаружения

разливов нефти (oil spill detection (OSD) system). Названия OSD-систем, разработавших их фирм и стран размещения приведены в табл. 1.

OSD-система получает и обрабатывает видеосигнал с выхода приемника РЛС. Все приведенные в табл. 1 системы подключаются к РЛС X-диапазона (9410 МГц). Кроме того, OSD-системы Argus и Selesmar Selux ST 250/340 допускают подключение к РЛС S-диапазона (3050 МГц).

Для РЛС, облучающих море при малых углах скольжения, дальности обнаружения сигнала, отраженного от его чистой поверхности, малы [2]. Появление загрязнения ведет к сглаживанию морской поверхности, уменьшению ее удельной эффективной площади рассеяния и, соответственно, к еще большему уменьшению дальности обнаружения отражений от загрязненного моря.

Таблица 1

| OSD-система               | Фирма-разработчик | Страна                                                                            |
|---------------------------|-------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|
| FOIL-200                  | Furuno            | Япония                                                                            |
| Sigma S6                  | Rutter            | Канада                                                                            |
| SeaDarQ                   | Nortek            | Нидерланды                                                                        |
| Miros                     | Miros             | Норвегия                                                                          |
| Selesmar Selux ST 250/340 | Consilium         | Транснациональная компания с филиалами в Северной Америке, Европе, Азии и Океании |
| Argus                     | Simrad            | США, Нидерланды, Новая Зеландия                                                   |

Использование для контроля за морской поверхностью штатных судовых навигационных РЛС или береговых РЛС управления транспортными потоками не позволяет решить многие задачи экологического мониторинга. Их применение обусловлено чисто экономическими причинами и было оправдано при высокой стоимости тем, что РЛС имели высокую стоимость.

В настоящее время в связи с бурным развитием радиоэлектроники цены на РЛС снижаются, а требования к средствам мониторинга окружающей среды увеличиваются. В этих условиях необходима разработка специализированных РЛС, базирующихся на оптимальных методах построения и способных обеспечить решение задач экологического мониторинга поверхности моря в широком диапазоне изменения параметров нефтяного загрязнения (например, различных толщинах пленок, различных видах нефтепродуктов и т. д.) с заданными вероятностями на достаточно больших расстояниях. Особую сложность вызывает обнаружение тонких (мономолекулярных) пленок нефтепродуктов.

Для создания такой РЛС требуется априорная информация о характеристиках радиолокационного рассеяния как чистой, так и загрязненной морской поверхности. Большое число параметров, оказывающих влияние на характеристики рассеяния моря, ведет к тому, что практически единственный путь их получения – математическое моделирование.

Цель настоящей статьи – обоснование выбора математической модели морской поверхности, позволяющей исследовать ее характеристики радиолокационного рассеяния при характерных для условий морской радиолокации скользящих углах облучения, требующих учета эффектов переотражения и затенения. В отличие от прикладных задач динамики судов на волнении такая модель должна обеспечивать более точное воспроизведение волновых ординат. Особо жесткие требования предъявляются к точности моделирования углов волнового склона  $\gamma$ , оказывающих существенное влияние на амплитуду сигнала, отраженного обратно к РЛС. Кроме того, реализация модели должна быть не очень трудоемкой, а также должна позволять избежать трудностей, связанных с численной неустойчивостью вычислительного процесса.

Для описания процесса ветрового волнения в настоящее время получили распространение линейная и нелинейные модели [3], [4]. Из них остановимся только на устойчивых моделях с

трудоемкостью вида  $O(N \lg N)$ , где  $N$  – количество точек, в которых осуществляется моделирование поверхности. Модели, для которых может иметь место неустойчивость решений, а также с трудоемкостью  $O(N^2)$  рассматривать не будем.

Линейная модель представляет изменяющуюся во времени и пространстве взволнованную поверхность в виде суперпозиции большого числа регулярных волн, каждая из которых обладает свойствами прогрессивных волн заданных амплитуд, рассчитанных исходя из формы спектра морского волнения. Тогда изменения ординаты  $y$  морского волнения по координатам  $x, z$  и времени  $t$  определяются в следующем виде:

$$y(\mathbf{r}, t) = \operatorname{Re} \sum_{\mathbf{K}_B} A(\mathbf{K}_B, t) \exp(i \mathbf{K}_B \mathbf{r}), \quad (1)$$

где  $\mathbf{r} = x \mathbf{x}^0 + z \mathbf{z}^0$ ;  $\mathbf{K}_B = K_{xB} \mathbf{x}^0 + K_{zB} \mathbf{z}^0$ ;  $A(\mathbf{K}_B, t)$  – амплитуды волн, причем  $\mathbf{x}^0$  и  $\mathbf{z}^0$  – орт-векторы соответствующих осей координат;  $K_{xB}$  и  $K_{zB}$  – проекции вектора  $\mathbf{K}_B$  на указанные оси координат.

Часто для суммирования регулярных волн используют преобразование Фурье [5]. В этом случае ординаты  $y$  волнения определяются как реальная часть обратного преобразования Фурье:

$$y(\mathbf{r}, t) = \operatorname{Re} \int A(\mathbf{K}_B, t) \exp(i \mathbf{K}_B \mathbf{r}) dK_B. \quad (2)$$

Входящие в (1) и (2) амплитуды волн имеют вид

$$A(\mathbf{K}_B, t) = a(\mathbf{K}_B) \sqrt{2\Pi(\mathbf{K}_B) \delta K_x \delta K_z} \exp(-i\omega_B t),$$

где  $a(\mathbf{K}_B) = a_1(\mathbf{K}_B) + i a_2(\mathbf{K}_B)$ ;  $\Pi(\mathbf{K}_B)$  – энергетический спектр морского волнения;  $\delta K_x$  и  $\delta K_z$  – шаги между отсчетами в спектре  $\Pi(\mathbf{K}_B)$ ;  $\omega_B$  – круговая частота морских волн; причем  $a_1(\mathbf{K}_B)$  и  $a_2(\mathbf{K}_B)$  – независимые гауссовские случайные величины с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями.

Круговая частота  $\omega_B$  связана с волновым числом  $K_B = |\mathbf{K}_B|$  простым соотношением

$$\omega_B = \sqrt{g K_B},$$

где  $g = 9.807 \text{ м/с}^2$  – гравитационная постоянная.

При получении волновых ординат с помощью линейной модели в качестве спектра морского волнения принято использовать спектр Пирсо-

на–Московица [5]. К сожалению, указанный спектр плохо представляет волнение в области капиллярных волн, играющих важную роль в процессе обратного рассеяния электромагнитной энергии. Капиллярные волны лучше описывает спектр Эльфохейли [6]. Для оценки эффективности линейных моделей, использующих спектры Пирсона–Московица и Эльфохейли, выполнено моделирование двумерных (2D) поверхностей моря по формуле (1).

Анализ результатов моделирования позволяет заключить, что линейная модель, использующая спектр Эльфохейли, лучше представляет морскую поверхность. Об этом свидетельствует тот факт, что дисперсии ординат  $D_y$  морских поверхностей, полученных с помощью линейной модели со спектром Эльфохейли, практически совпадают с теоретическими значениями, в то время как для линейной модели со спектром Пирсона–Московица они занижены.

Дисперсии  $D_\gamma$  углов волнового склона для поверхностей, полученных с помощью линейной модели со спектром Эльфохейли, больше аналогичных дисперсий для поверхностей, сформированных с помощью линейной модели со спектром Пирсона–Московица. Но в обоих случаях они меньше дисперсии, полученной на основе экспериментальных измерений [7].

На рис. 1 и 2 представлены выборочные результаты моделирования, иллюстрирующие про-

хождение морской волны через элемент разрешения РЛС длиной  $L = 5$  м. Рис. 1 соответствует моменту времени  $t_0 = 0$  с, принятому за начало отсчета, рис. 2 – моменту времени  $t = t_0 + \Delta t = 1$  с. Сплошными линиями на рис. 1 и 2 изображены волновые ординаты, полученные с помощью линейной модели со спектром Пирсона–Московица, штриховыми – со спектром Эльфохейли. Моделирование выполнено при следующих условиях: скорость ветра  $v_B = 5$  м/с, длина волны РЛС  $\lambda = 0.03$  м, количество отсчетов  $N = 1024$ . Число отсчетов выбрано из тех соображений, чтобы при заданной длине элемента разрешения  $L = 5$  м шаг между отсчетами по оси  $x$  на рис. 1 и 2  $\Delta x = L/N = 0.00488$  м был меньше  $\lambda/6$ . Выполнение условия  $\Delta x < \lambda/6$  позволяет обеспечить приемлемую точность электродинамических расчетов при оценке характеристик радиолокационного рассеяния морской поверхности [8].

На рис. 3 и 4 представлены плотности распределения вероятности (ПРВ) углов волнового склона поверхностей, изображенных на рис. 1 и 2 соответственно. Обозначения линий на рис. 3 и 4 аналогичны обозначениям линий на рис. 1 и 2. Из анализа ПРВ следует, что для поверхности, полученной по модели со спектром Эльфохейли, вероятность появления больших углов волнового склона возрастает относительно вероятности получения таких же углов волнового склона по мо-

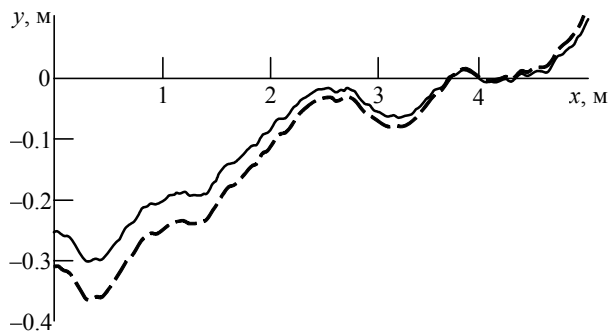


Рис. 1

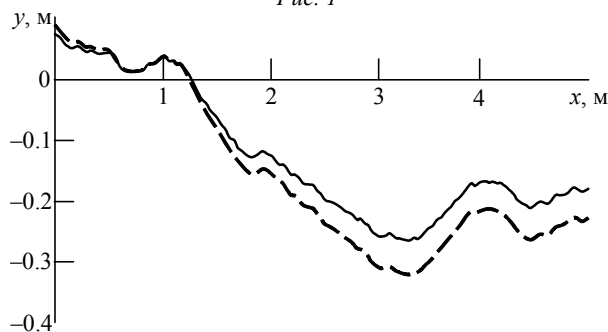


Рис. 2

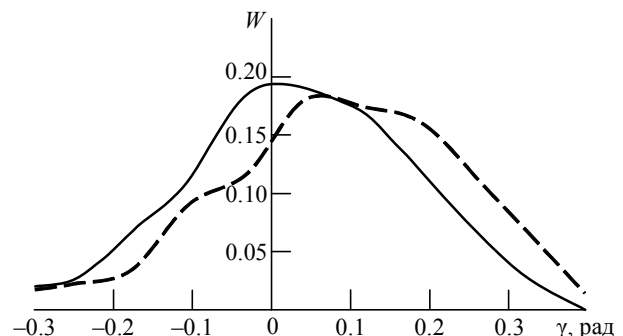


Рис. 3

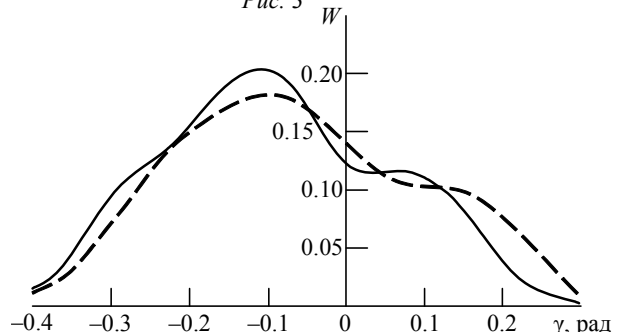


Рис. 4

Таблица 2

| t, с | Параметр                 | Линейная модель со спектром |            |
|------|--------------------------|-----------------------------|------------|
|      |                          | Пирсона–Московица           | Эльfoxейли |
| 0    | $D_y, \text{м}^2$        | 0.011                       | 0.017      |
|      | $D_\gamma, \text{рад}^2$ | 0.020                       | 0.022      |
|      | $\alpha_{3\gamma}$       | -0.255                      | -0.338     |
| 1    | $D_y, \text{м}^2$        | 0.012                       | 0.017      |
|      | $D_\gamma, \text{рад}^2$ | 0.022                       | 0.024      |
|      | $\alpha_{3\gamma}$       | 0.077                       | 0.126      |

дели со спектром Пирсона–Московица. Распределение становится более асимметричным, о чем свидетельствует изменение меры косости  $\alpha_{3\gamma}$ .

Следовательно, улучшается качество моделирования более крутых участков морской волны.

Параметры флуктуаций волновых ординат сведены в табл. 2.

При скорости ветра  $v_B = 5 \text{ м/с}$  теоретическая дисперсия ординат морской поверхности  $D_y = 0.018 \text{ м}^2$ , дисперсия углов волнового склона, полученная на основе экспериментальных измерений,  $D_\gamma = (0.029 \pm 0.004) \text{ рад}^2$  [7].

В нелинейной CWM-модели [4] осуществляют горизонтальную деформацию волнового профиля, полученного с помощью линейной модели. Главная цель такой деформации – усилить заострение гребней и обеспечить большую (по сравнению с линейной моделью) их косость или асимметрию.

Указанное преобразование имеет вид

$$y_1[\mathbf{r} + \mathbf{C}(\mathbf{r}, t), t] = y(\mathbf{r}, t), \quad (3)$$

где  $\mathbf{C}(\mathbf{r}, t)$  – смещение точек в горизонтальной плоскости.

Соотношение (3) означает, что ордината морской поверхности для новой абсциссы

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{r} + (\mathbf{r}, t)$$

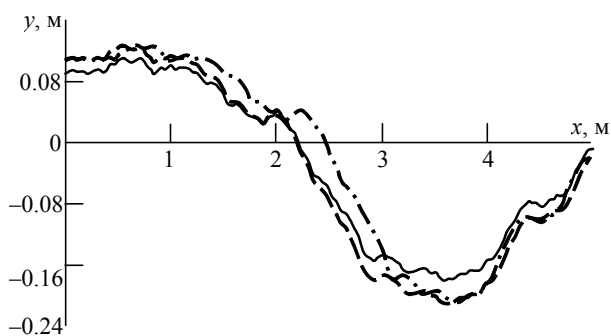


Рис. 5

остается той же, что и для абсциссы  $\mathbf{r}$ , полученной с помощью линейной модели.

Смещение точек определяет следующая формула:

$$\mathbf{C}(\mathbf{r}, t) = \text{Re} \int \left[ -i \frac{\mathbf{K}_B}{K_B} A(\mathbf{K}_B, t) \exp(i \mathbf{K}_B \mathbf{r}) \right] d\mathbf{K}_B.$$

На рис. 5 представлены реализации поверхностей для момента времени  $t = t_0 + 2\Delta t = 2 \text{ с}$ . Реализации получены с помощью линейной модели (1) со спектрами Пирсона–Московица (сплошная линия) и Эльfoxейли (штриховая линия), а также нелинейной модели CWM (штрихпунктирная линия). В качестве исходной ординаты для нелинейной CWM-модели (3) использована волновая ордината поверхности, полученной по линейной модели со спектром Эльfoxейли.

ПРВ углов волнового склона поверхностей, изображенных на рис. 5, представлены на рис. 6. Обозначения линий на рис. 6 аналогичны обозначениям линий на рис. 5. Из анализа ПРВ следует, что для поверхности, полученной по модели CWM, вероятности появления больших углов волнового склона существенно выше, чем вероятности получения таких же углов волнового склона по линейной модели со спектрами Пирсона–Московица и Эльfoxейли.

Параметры флуктуаций волновых ординат приведены в табл. 3.

Сравнение результатов линейного и нелинейного моделирования (дисперсий ординат и дисперсий углов волнового склона с теоретической дисперсией ординат и дисперсией углов волнового склона, полученной на основе эксперимен-

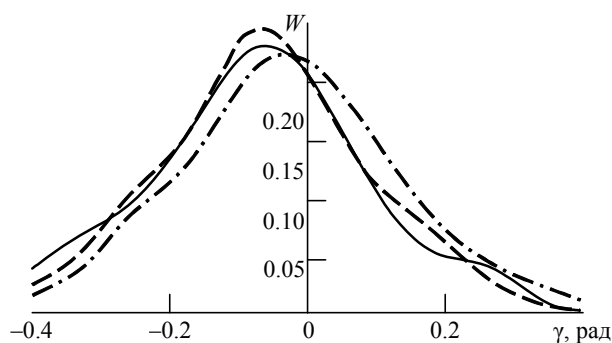


Рис. 6

Таблица 3

| Параметр                 | Линейная модель со спектром |            | Нелинейная модель CWM |
|--------------------------|-----------------------------|------------|-----------------------|
|                          | Пирсона–Московица           | Эльfoxейли |                       |
| $D_y, \text{м}^2$        | 0.011                       | 0.015      | 0.015                 |
| $D_\gamma, \text{рад}^2$ | 0.025                       | 0.027      | 0.031                 |
| $\alpha_{3\gamma}$       | 0.032                       | 0.061      | -0.016                |

тальных измерений соответственно) позволяет заключить, что лучшую точность моделирования обеспечивает нелинейная модель CWM.

Из рассмотренных линейных моделей лучшую точность моделирования волновых ординат морской поверхности обеспечивает линейная модель со спектром Эльфохейли.

Из рис. 1, 2 и 5 видно, что при высоком разрешении РЛС в ее элемент разрешения будут по-

падать различные участки движущейся морской поверхности: как гребни, так и ложбины волн, а также участки перехода от гребня к ложбине или, наоборот, от ложбины к гребню. Это приведет к нестационарному изменению поверхности моря в элементе разрешения РЛС и, в свою очередь, к нестационарности отраженных сигналов, существенно усложняющей решение задачи экологического мониторинга морской поверхности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леонтьев В. В. Радиоэлектронные средства экологического контроля для обнаружения и измерения характеристик разлива нефти на водной поверхности: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2001. 40 с.
2. Леонтьев В. В., Пименов А. А. Новая парадигма решения задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти при скользящих углах облучения поверхности моря // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 6. С. 46–48.
3. Иванов В. А., Показеев К. В., Шрейдер А. А. Основы океанологии: учеб. пособие. СПб.: Лань, 2008. 576 с.
4. Noguier F., Guerin C.-A., Chapron B. "Choppy Wave" Model for Non-Linear Gravity Waves // J. of geophysical research. C. Oceans. 2009. Vol. 114, № 9. P. 1–16.

5. Toporkov J. V., Brown G. S. Numerical Simulations of Scattering from Time-Varying, Randomly Rough Surfaces / IEEE Trans. on geoscience and remote sensing. 2000. Vol. 38, № 4. P. 1616–1624.
6. A Unified Directional Spectrum for Long and Short Wind-Driven Waves / T. Elfouhaily, B. Chapron, K. Katsaros, D. Vandemark // J. of geophysical research. C. Oceans. 1997. Vol. 102, № 7. P. 15 781–15 796.
7. Cox C. S., Munk W. H. Statistics of the Sea Surface Derived from Sun Glitter // J. of marine research. 1954. Vol. 13, № 2. P. 198–226.
8. Бородин М. А., Леонтьев В. В. Анализ точностных характеристик итерационного алгоритма вычисления поля, рассеянного шероховатой поверхностью // Радио-техника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1043–1048.

V. V. Leontev, A. A. Pimenov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Justification for the Choice of the Sea Surface Mathematical Model in Solving the Problem of Radar for Environment Monitoring

*Accuracy assessment of sea surface mathematical modeling are discussed. The linear model with Pierson-Moskowitz and Elfouhaily spectrum as well as nonlinear CWM model, which provides computational process stability and low computational complexity, are considered. Both wave ordinate dispersion and wave dispersion slope angle were used as criteria of model fidelity. It is shown that for short surfaces with dimensions close to radar resolution capabilities, the best accuracy provides by nonlinear CWM model.*

Radiolocation, modeling, wave scattering, sea surface

Статья поступила в редакцию 22 марта 2016 г.



УДК 537.86

Ал. А. Никитин, А. Б. Устинов, Ан. А. Никитин, А. А. Семенов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Исследование волновых процессов в феррит-сегнетоэлектрическом магнотонном кристалле на целевой линии передачи<sup>1</sup>

*Исследованы сверхвысокочастотные свойства феррит-сегнетоэлектрического магнотонного кристалла на целевой линии передачи. Рассчитаны дисперсионные и передаточные характеристики электромагнитно-спиновых волн, распространяющихся в такой структуре. Исследовано влияние различных параметров волноведущей структуры на СВЧ-свойства феррит-сегнетоэлектрического магнотонного кристалла, в частности показаны электрическая перестройка передаточных характеристик в диапазоне 2.8 МГц под действием электрического напряжения 200 В и магнитная перестройка в диапазоне 89 МГц при изменении внешнего магнитного поля в диапазоне от 1325 до 1350 Э.*

### Феррит, сегнетоэлектрик, магнотонный кристалл

Искусственные кристаллы представляют собой особый класс материалов, в которых периодическая модуляция волноведущих свойств позволяет реализовать запрещенные зоны в спектре рабочих волн. В зависимости от волнового процесса такие структуры разделяют на фотонные кристаллы для электромагнитных волн (ЭМВ) [1], магнотонные кристаллы (МК) для спиновых волн (СВ) [2], [3] и т. д. Наличие запрещенных зон в таких структурах обусловлено брегговским резонансом, возникающим вследствие отражения волн от границ участков с различными волновыми сопротивлениями. Для создания управляемых кристаллов необходимо использовать материалы, свойства которых меняются под действием внешних полей. В случае фотонных кристаллов таким материалом является сегнетоэлектрик, диэлектрическая проницаемость которого уменьшается под действием электрического поля. В случае МК дисперсия рабочих СВ определяется напряженностью внешнего магнитного поля, что позволяет перестраивать положение запрещенных зон. Наиболее часто в качестве "активного" материала в МК используются монокристаллические пленки железоиттриевого граната (ЖИГ), что обусловлено низкими потерями на распространение СВ – менее 30 дБ/мкс [4].

Комбинации ферритовых и сегнетоэлектрических материалов позволяют реализовать мультиферроидные структуры с двойным электронным управлением, сочетающие преимущества обоих типов материалов. Собственными волнами в таких структурах являются электромагнитно-спиновые волны (ЭМСВ), образованные в результате гибридизации ЭМВ, распространяющихся в сегнетоэлектрическом слое, и СВ в ферритовой пленке [5]. В [6] продемонстрировано, что периодическая модуляция волноведущих свойств мультиферроидной структуры позволяет создавать МК с возможностью двойного электронного управления их передаточными характеристиками. При этом толщина сегнетоэлектрического слоя определяет диапазон частот, в котором выполняются условия для гибридизации. Для частот до 10 ГГц толщина сегнетоэлектрического слоя должна быть не менее 200 мкм. В этом случае для достижения эффективной перестройки диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика напряженность электрического поля должна достигать значений порядка 100 кВ/см, что требует высоких значений управляющего напряжения.

Одним из способов уменьшения управляющего напряжения является использование тонкопленочных структур.

<sup>1</sup> Работа выполнена при государственной финансовой поддержке в рамках грантов РФФИ (№ 15-32-20357 мол\_а\_вед, № 16-32-00715 мол\_а).

ночных мультиферроидных структур, содержащих щелевую линию передачи сигнала [7]. В такой конструкции возможно реализовать эффективную электрическую и магнитную перестройку дисперсионных характеристик ЭМСВ. Один из способов получения МК на основе щелевой линии передачи – периодическое изменение ширины щели. Описанная структура сочетает в себе свойства МК с возможностью двойной электронной перестройки. До настоящего времени подобные структуры исследованы не были. Таким образом, целью работы являлось исследование волновых процессов в новом тонкопленочном феррит-сегнетоэлектрическом МК на основе щелевой линии передачи.

Исследуемая структура представлена на рис. 1, а. МК содержит несколько слоев ( $j$  – номер слоя): сегнетоэлектрическую пленку на диэлектрической подложке ( $j = -1; -2$ ), ферритовую пленку на диэлектрической подложке ( $j = 1; 2$ ) и щелевую линию передачи ( $j = 0$ ). Линия передачи с модуляцией по ширине (рис. 1, б) имеет вид узкой щели между двумя бесконечно тонкими вертикальными металлическими электродами, помещенными между ферритовыми и сегнетоэлектрическими пленками. Расстояние между электродами периодически изменяется от  $w_1$  на  $w_2$  и обратно. Участки с расстояниями  $w_1$  и  $w_2$  имеют длины  $L_1$  и  $L_2$  соответственно; пространственный период смены расстояния составляет  $\Lambda = L_1 + L_2$ . Эти электроды выполняют волноведущую функцию и позволяют реализовать электрическое управление поляризацией сегнетоэлектрической пленки.

Обозначим толщины слоев через  $d_j$ , а их диэлектрические проницаемости как  $\epsilon_j$ . Допустим, что ЭМСВ распространяется вдоль щелевой линии в направлении оси  $x$ , а структура намагниче-

на до насыщения вдоль оси  $z$ , что соответствует случаю поверхностных СВ.

Теоретическое исследование волновых процессов в феррит-сегнетоэлектрическом МК проведено в несколько этапов. На первом этапе по отдельности были получены дисперсионные характеристики ЭМСВ, распространяющихся на участках с различной шириной щелевой линии передачи  $w$ , методом двухсторонних граничных условий [8]. На следующем этапе методом связанных волн получены дисперсионные характеристики ЭМСВ, распространяющихся в периодической структуре. В этом методе периодическое изменение одного из параметров пленочного волновода (ширины щелевой линии  $w$ ) рассматривается как возмущение, которое приводит к связи между невозмущенными волнами [9]. На последнем этапе для расчета передаточных характеристик исследуемого МК на щелевой линии передачи с сегнетоэлектрической пленкой использовался метод волновых матриц передачи ( $T$ -матриц) [10], который наиболее близко отражает экспериментальную ситуацию. Преимуществами указанного метода являются возможность учета длины периодической структуры, а также потерь на распространение волн. В рамках этого метода распространение волн на участках щелевой линии с узким и широким зазорами, а также отражение волн при переходе между ними описываются соответствующими  $T$ -матрицами [10].

Все вычисления проведены для типичных параметров экспериментальных структур. Для сегнетоэлектрической пленки задавались параметры поликристаллической пленки титаната бария стронция (БСТ):  $d_{-1} = 2$  мкм и  $\epsilon_{-1} = 1500$  в нулевом электрическом поле. В качестве подложки для пленки БСТ был выбран сапфир с параметрами  $d_{-2} = 500$  мкм и  $\epsilon_{-2} = 10$ . В качестве феррита выбрана эпитаксиальная пленка ЖИГ,

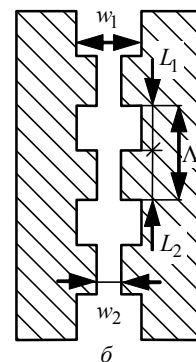


Рис. 1

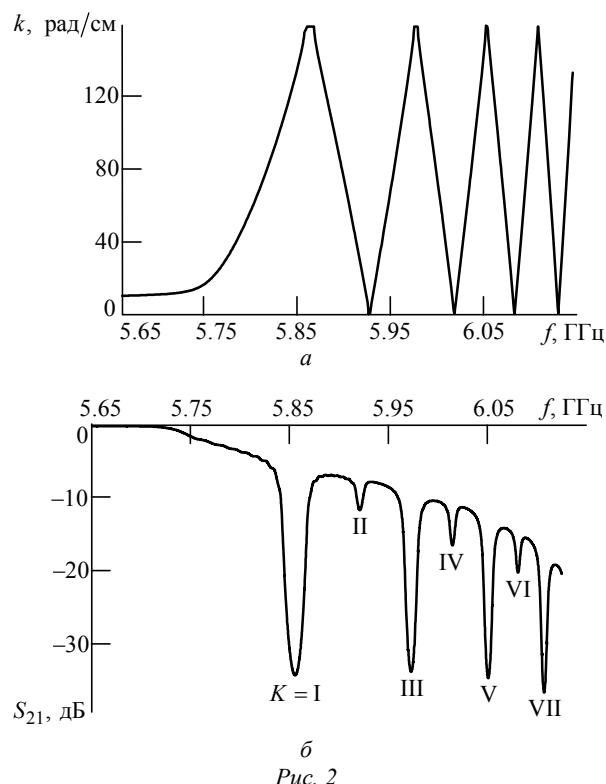


Рис. 2

выращенная на подложке гадолиний-галлиевого граната. Эти слои имели следующие параметры:  $d_1 = 13.6$  мкм и  $\varepsilon_1 = 14$ ,  $d_2 = 500$  мкм и  $\varepsilon_2 = 12$ .

На рис. 2 изображены результаты расчета дисперсионных (а) и передаточных (б) характеристик исследуемой периодической структуры. Расчет выполнен для следующих параметров: период структуры  $\Lambda = 0.2$  мм, количество периодов  $N = 10$ , ширины щели  $w_1 = 150$  мкм и  $w_2 = 100$  мкм. Из полученных характеристик следует, что модуляция ширины щелевой линии приводит к появлению запрещенных зон в спектре ЭМСВ и, как следствие, к появлению провалов на передаточной характеристике волноведущей структуры. Запрещенные зоны возникают на тех частотах, где фазовый набег волны на периоде структуры кратен  $\pi$ . Провалы на передаточной характеристике, соответствующие запрещенным зонам, полученные за счет ограниченного количества периодов структуры, имеют конечную глубину, не превосходящую  $-34$  дБ. В дальнейшем такие области с относительно большим затуханием волн будем называть полосами заграждения<sup>2</sup>. С увеличением частоты увеличивается влияние СВ, в результате чего вклад параметра магнитной диссипации возрастает (рис. 2).

<sup>2</sup> На рис. 2, б полосы заграждения  $K$  пронумерованы римскими цифрами.

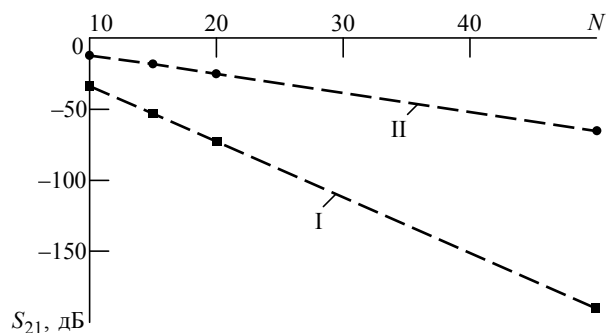


Рис. 3

Подобные расчеты проведены для различных вариантов параметров феррит-сегнетоэлектрического МК. В частности, на рис. 3 представлены результаты расчета, выполненные для  $N = 10, 15, 20$  и 50 периодов модулированной щелевой линии МК и двух полос заграждения. Полученные зависимости показывают, что при увеличении количества периодов потери на распространение волн на частоте первой полосы заграждения увеличиваются: например, при увеличении числа периодов с 10 до 20 потери в этой полосе увеличиваются на 39 дБ. Для остальных полос заграждения также происходит увеличение затухания ЭМСВ. В предельном случае, когда количество периодов стремится к бесконечности, вместо полос заграждения на передаточной характеристике появятся запрещенные зоны. Таким образом, изменяя геометрию феррит-сегнетоэлектрического МК на щелевой линии передачи, можно получать различные передаточные характеристики.

На следующем этапе исследовано электрическое управление положением частот полос заграждения исследуемого МК. На рис. 4 представлена зависимость диапазона перестройки полос заграждения  $\Delta f$  при приложении управляющего напряжения  $U = 200$  В. Приложение этого напряжения к электродам щелевой линии моделировалось уменьшением диэлектрической проницаемости слоя сегнетоэлектрика  $\varepsilon_2$ . В расчетах учитывалось, что на участках щелевой линии, име-

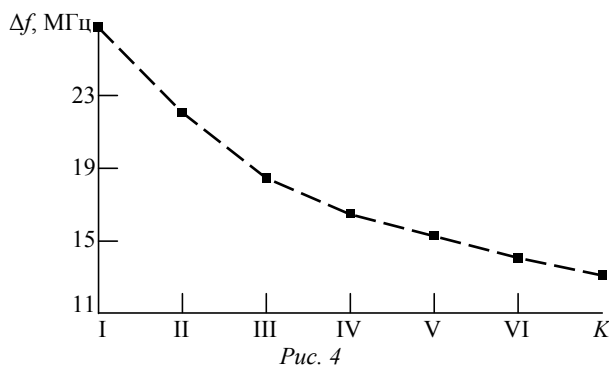


Рис. 4

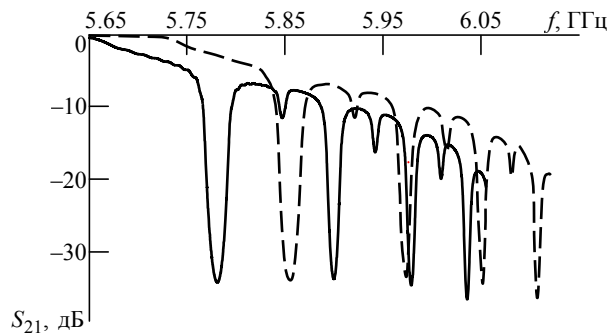


Рис. 5

ющих разную ширину зазора, напряженность электрического поля оказывается различной. Диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки как функция от напряженности электрического поля  $E$  рассчитывалась по формуле

$$\varepsilon_{-1}(E_{1,2}) = \varepsilon_{-1}(0) - kE_{1,2}^2,$$

где  $k$  – коэффициент управляемости.

Для моделирования были использованы типичные параметры пленки БСТ:  $\varepsilon_{-1}(0) = 1500$ ,  $k = 1.5 \text{ см}^2/\text{кВ}^2$ . Напряженность электрического поля  $[\text{кВ}/\text{см}]$  определялась как  $E_{1,2} = U/w_{1,2}$ . Напряжение  $U$  изменялось от 0 до 200 В.

Результаты моделирования показывают, что максимальная управляемость наблюдается для первой полосы загораживания и составляет 28 МГц, причем с увеличением номера полосы, т. е. с увеличением частоты, диапазон электрической перестройки уменьшается. Такое поведение полос загораживания объясняется тем, что с увеличением номера влияния диэлектрической проницаемости на спектр ЭМСВ уменьшается.

На рис. 5 показана магнитная перестройка в диапазоне 89 МГц при внешнем магнитном поле  $H_0 = 1325$  (сплошная линия) и 1350 Э (штриховая линия). Увеличение внешнего магнитного поля приводит к смещению диапазона эффективной гибридизации ЭМВ и СВ в сторону более высоких частот.

В настоящей статье проанализированы дисперсионные и передаточные характеристики феррит-сегнетоэлектрического МК на щелевой линии передачи. Продемонстрировано формирование полос загораживания и изучено влияние различных параметров феррит-сегнетоэлектрических структур. Результаты показали, что, варьируя геометрические и физические параметры исследуемого МК, возможно получать передаточные характеристики различного вида. Так, при увеличении длины пространственно-периодической структуры щелевой линии передачи и сохранении периода модуляции ширины  $\Lambda$  затухание ЭМСВ на частотах, соответствующих полосам загораживания, увеличивается.

Существенное преимущество предложенной структуры заключается в возможности управления СВЧ-характеристиками изменением внешних электрического и магнитного полей смещения. Например, было продемонстрировано, что приложении напряжения  $U = 200$  В приводит к сдвигу первой полосы загораживания на 2.8 МГц. В то же время при изменении напряженности внешнего магнитного поля от 1325 до 1350 Э полосы загораживания смещаются на 89 МГц. Таким образом, феррит-сегнетоэлектрические МК на щелевой линии передачи чрезвычайно перспективны для разработки новых приборов СВЧ и для исследования новых физических явлений.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сверхвысокочастотный фотонный кристалл на щелевой линии передачи с сегнетоэлектрической пленкой / Ал. А. Никитин, Ан. А. Никитин, А. Б. Устинов, Е. Lähderanta, Б. А. Калиникос // ЖТФ. 2016. Т. 86, вып. 6. С. 115–120.
2. Demokritov S. O., Slavin A. N. Magnonics: From Fundamentals to Applications. Heidelberg: Springer, 2013. 262 p.
3. Ding J., Adeyeye A. O. Binary Ferromagnetic Nanostructures: Fabrication, Static and Dynamic Properties // Adv. Funct. Mater. 2013. Vol. 23. P. 1684–1691.
4. Sethares J. C. Magnetostatic Wave Devices and Applications // J. Appl. Phys. 1982. Vol. 53. P. 2646–2651.
5. Demidov V. E., Kalinikos B. A., Edenhofer E. Dipole-Exchange Theory of Hybrid Electromagnetic-Spin Waves in Layered Film Structures // J. Appl. Phys. 2002. Vol. 91, iss. 12. P. 10007–10016.
6. Устинова И. А., Никитин А. А., Устинов А. Б. Динамический магнанный кристалл на основе феррит-сегнетоэлектрической слоистой структуры // ЖТФ. 2016. Т. 86, вып. 3. С. 155–158.
7. All-Thin-Film Multilayered Multiferroic Structures with a Slot-Line for Spin-Electromagnetic Wave Devices / An. A. Nikitin, A. B. Ustinov, A. A. Semenov, B. A. Kalinikos, E. Lähderanta // Appl. Phys. Lett. 2014. Vol. 104, iss. 9. P. 093513(1–4).
8. Dispersion Characteristics of Spin-Electromagnetic Waves in Planar Multiferroic Structures / An. A. Nikitin, A. B. Ustinov, V. V. Vitko, A. A. Semenov, P. Yu. Belyavskiy, I. G. Mironenko, A. A. Stashkevich, B. A. Kalinikos, E. Lähderanta // J. Appl. Phys. 2015. Vol. 118, iss. 18. P. 183901(1–12).
9. Яриш А., Юх П. Оптические волны в кристаллах // М.: Мир, 1987. 616 с.
10. Li Z.-Y., Lin L.-L. Photonic band structures solved by a plane-wave-based transfer-matrix method // Phys. Rev. E. 2003. Vol. 67. P. 046607(1–11).

Al. A. Nikitin, A. B. Ustinov, An. A. Nikitin, A. A. Semenov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### **Investigation of Wave Processes in Ferrite-Ferroelectric Magnonic Crystal with a Slot Transmission Line**

*The microwave properties of the ferrite-ferroelectric magnonic crystals with a slot transmission line were investigated. Dispersion and transmission characteristics of the spin-electromagnetic waves propagating in such structures were obtained. The influence of various parameters of the microwave waveguide structure on the transmission coefficient of the ferrite-ferroelectric magnonic crystal was investigated. In particular, the electric tuning of the transmission coefficient was demonstrated in the range of 2.8 MHz for electric voltage of 200 V. The range of the magnetic tuning was 89 MHz for the external magnetic field variation from 1325 Oe to 1350 Oe.*

Ferrite, ferroelectric, magnonic crystal

Статья поступила в редакцию 29 марта 2016 г.

---



УДК 621.37

А. С. Красичков

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

## Принципы построения и базовое алгоритмическое обеспечение систем удаленного мониторинга состояния здоровья больных с нарушениями сердечно-сосудистой системы

*Представлены основные принципы построения систем удаленного мониторинга состояния здоровья больных с нарушениями сердечно-сосудистой системы. Определено базовое алгоритмическое обеспечение указанной системы, позволяющее обнаруживать и сортировать кардиокомплексы с одновременным накоплением идентичных кардиокомплексов.*

### Электрокардиосигнал, система тревожной сигнализации, обнаружение R-зубца, ритмическая структура, накопление кардиокомплексов

В последние десятилетия неотъемлемым элементом лечения больных с нарушениями сердечно-сосудистой системы (ССС) является мониторинг электрокардиосигнала (ЭКС) пациента и выдача ему сигнала тревоги при возникновении и развитии критических ситуаций. Необходимость таких устройств обусловлена тем, что некоторые патологии могут возникать без явно выраженного провоцирующего фактора, без изменения частоты сердечных сокращений (ЧСС) и не сопровождаться болевыми ощущениями в начальной стадии.

Существует серьезная проблема надежной идентификации развития критических состояний и своевременной выработки сигнала тревоги в условиях физической активности пациентов, когда ЭКС подвержен воздействию помех. Основное влияние оказывают миографическая помеха, обусловленная шумами электрической активности мышц (не устранимая за счет какой-либо полосовой фильтрации) и дрейф изоэлектрической линии, образующийся из-за поляризации электродов, влияния движения грудной клетки (в случае использования грудных отведений), поляризации электродов или плохого контакта электродов с кожей.

Существующие методы синтеза устройств мониторинга ЭКС с выработкой рекомендаций пациенту, базирующиеся на алгоритмах, рассчитанных на широкую группу лиц, пришли в противоречие с основной тенденцией в кардиологии — индивидуальным подходом к лечению пациента.

Указанная специфика заболевания позволяет сформулировать требования, предъявляемые к системе удаленного мониторинга состояния здоровья больных с нарушениями СССР [1]–[4]:

- Система должна надежно функционировать на длительном временном интервале для обеспечения непрерывного контроля состояния СССР.

- Устройство съема и обработки сигналов должно иметь малые размеры и не сковывать движений человека. Именно компактность прибора позволяет пациенту выполнять привычные для него нагрузки, а также вести повседневный образ жизни.

- Необходимо иметь возможность учета данных предварительного обследования индивидуума, которые должны быть заложены в систему обработки.

- Модули системы должны поддерживать единый мировой стандарт обмена информацией (для устройств рассматриваемого типа), что позволит создать систему, способную интегрироваться в признанные мировым сообществом системы анализа работы СССР.

- Должно быть предусмотрено обновление программного обеспечения системы для ее непрерывного совершенствования.

В системах предупреждения о критических ситуациях решение вырабатывается только прибором без непосредственного участия врача. Мониторинговое устройство, в конечном счете, долж-

но либо не выдать сигнал тревоги (ситуация  $u_0$ ), либо подать его (ситуация  $u_1$ ), что не подразумевает альтернативных решений и дополнительных исследований. В такой задаче в зависимости от состояния пациента при работе мониторингового устройства возможны ошибки двух видов: формирование сигнала тревоги, когда ишемизация миокарда не достигает некоторого критического уровня – ложная тревога (в медицинских терминах этому соответствует понятие "низкая специфичность"), или неподача сигнала тревоги, когда уровень ишемизации миокарда превосходит критический уровень – пропуск события (в медицинских терминах – "низкая чувствительность").

На практике врач, делая выбор в пользу того или иного решения, просчитывает и сравнивает последствия, приводя их к единой шкале на интуитивном уровне или на основании мирового опыта (прецедента).

Учитывая высокую цену ошибок пропуска патологии и ложного диагноза, с целью повышения надежности диагностики при анализе записей ЭКС, например суточных мониторограмм, целесообразно ввести зону неопределенности (зону отказа от диагностики по результатам анализа имеющихся данных). В последнем случае решение выносится на основании критерия, предписывающего при вероятности ложной тревоги, не превосходящей фиксированного значения  $\alpha_0$ , максимизировать вероятность правильного обнаружения  $D$  (критерий Неймана–Пирсона) с дополнительным ограничением вероятности пропуска сигнала, что и приводит к появлению зоны неопределенности.

Таким образом, правило решения предписывает разбить пространство наблюдений  $G$  на 3 взаимно не пересекающихся подпространства:

$G_0$  – диагноз не подтвержден (состояние  $u_0$ );

$G_1$  – диагноз подтвержден (состояние  $u_1$ );

$G_*$  – требуются дополнительные исследования на основании анализа более информативных данных о пациенте иной физической природы (состояние  $u_*$ ) ( $U = u_0 \cup u_1 \cup u_*$ ).

Для диагностики ишемической болезни сердца необходимо перейти от анализа мониторограммы к проведению иных, более информативных, исследований, например стресс-эхокардиографии. Необходимо заметить, что реализация указанного перехода значительно повышает затраты на диагностику.

Подход согласно правилам математической статистики определяет процедуру поиска оптимальной решающей функции. На первом этапе необходимо сформировать статистические модели ЭКС для нормального состояния пациента и для различных фаз эпизода ишемии.

При известных законах распределения случайных параметров ЭКС данная задача не встречает методологических трудностей. В этом случае плотность распределения  $W_x(y)$  находится усреднением условной плотности  $W_x(y/\theta)$  по распределению  $W(\theta)$  случайного параметра.

Если же сигнал содержит неизвестные параметры или случайные параметры, распределение которых неизвестно, на первом этапе они заменяются оценками (например, по методу максимального правдоподобия), и решающую функцию находят, опираясь на фундаментальные алгоритмы обнаружения полностью известного сигнала.

Сформулированные требования к системе непрерывного контроля состояния ССС могут быть реализованы с использованием микропроцессоров. Это открывает технические возможности реализации алгоритмов мониторинга ЭКС и подачи сигнала тревоги пациенту в виде программного продукта на серийной аппаратуре высокой степени интеграции. Такие устройства позволяют синтезировать практически любую обработку ЭКС в реальном масштабе времени, поэтому основной упор делается на создание алгоритма.

Резервом существенного повышения качества обработки является уменьшение априорной неопределенности за счет учета информации об индивидуальной структуре и параметрах ЭКС конкретного человека. Например, использование результатов предварительного обследования пациента (в том числе методом холтеровского мониторирования – рис. 1) позволяет повысить эффективность функционирования системы тревожной сигнализации для больных ишемической болезнью сердца (ИБС) [5], [6].

Индивидуальные закономерности образования ЭКС позволяют полнее выделить информацию о его параметрах [7], [8]. Кроме того, на определенном интервале времени фиксации (например, между визитами к врачу) некоторые параметры, которые для группы людей являются случайными величинами (длительность определенных интервалов, форма зубцов кардиокомплекса (КК) и т. д.), для конкретного человека могут рассматриваться как детерминированные величины или функции и могут быть определены при предварительном обследовании пациента.

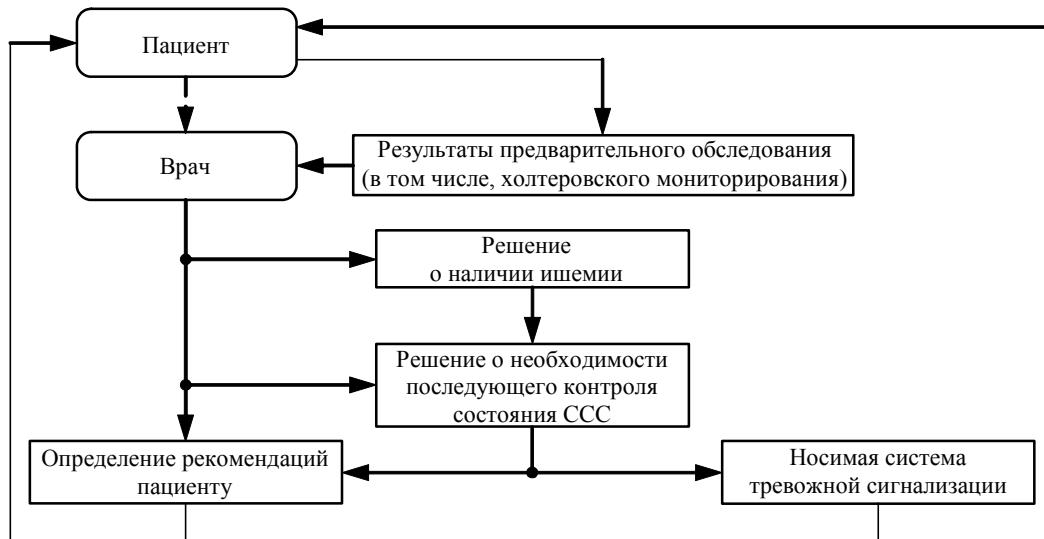


Рис. 1

Длительные записи ЭКС содержат достаточное количество однотипных КК, соответствующих как норме, так и некоторым патологиям. Становится возможным посредством статистического анализа определять однотипные КК и использовать результаты анализа предшествующих фрагментов записи ЭКС для обработки текущего фрагмента.

Для выявления повторяющихся закономерностей в поведении ритма сердца предлагается использовать подход, состоящий из следующих шагов.

На первом шаге из  $M$  временных интервалов  $T_{R-R_j}$  между характерными точками соседних КК мониторограммы формируются векторы

$$\mathbf{T}_{R-R_j} = \{T_{R-R_j} \quad T_{R-R_{j+1}} \quad \dots \quad T_{R-R_{j+M-1}}\},$$

отражающие поведение ритма на соответствующем фрагменте ЭКС (рис. 2).

На втором шаге для устранения влияния ЧСС выполняется нормировка на длительность фрагмента ЭКС  $T_{R-R_\Sigma} = \sum_{i=1}^M T_{R-R_{j+i-1}}$ :

$$\mathbf{T}_{R-R_{hj}} = \{T_{R-R_{hj}} \quad T_{R-R_{h(j+1)}} \quad \dots \quad T_{R-R_{h(j+M-1)}}\},$$

где  $T_{R-R_{hj}} = T_{R-R_j} / T_{R-R_\Sigma}$ .

На заключительном, третьем, шаге сформированные векторы  $\mathbf{T}_{R-R_{hj}}$  объединяются в группы близких структур ритма с последующим формированием эталонного вектора для каждой группы. Степень близости между векторами определяется на основании максимально допустимого отклонения элементов векторов. Таким образом, анализируемый вектор присваивается группе, если максимальное значение относительного отклонения элементов данного вектора от элементов опорного вектора (определенного на предыдущем шаге или заранее)  $T_{R-R_{oni}}$  не превышает заданных порогов  $l_{R-R_{пор1}}$ ,  $l_{R-R_{пор2}}$ :

$$l_{R-R_{пор1}} \leq \max \left\{ \frac{T_{R-R_{h(j+i-1)}}}{T_{R-R_{oni}}} \right\} \leq l_{R-R_{пор2}}, \quad (1)$$

$$i = 1, \dots, M.$$

При выполнении условия (1) опорный вектор  $T_{R-R_{oni}}$  уточняется усреднением элементов векторов, входящих в данную группу.

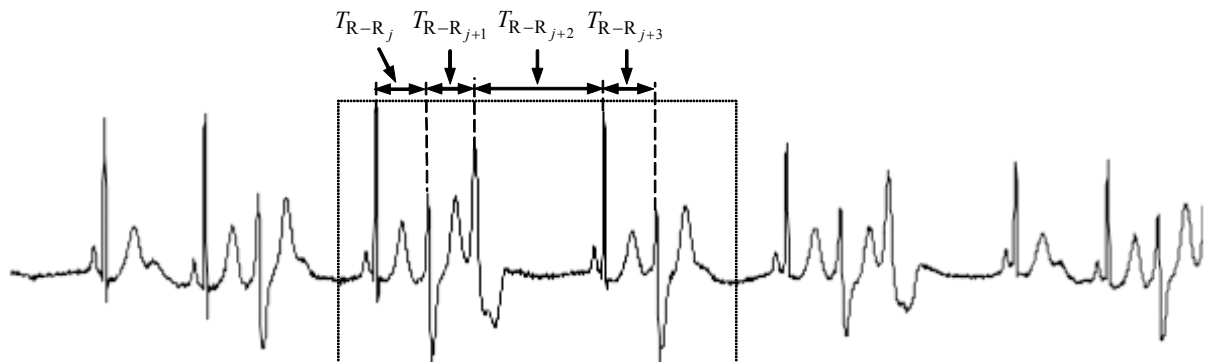


Рис. 2

Таблица 1

| Тип записи | Номер записи |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|------------|--------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
|            | 1            | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | 8    | 9    | 10   | 11   | 12   |
|            | Количество   |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
| N          | 2524         | 1507 | 1542 | 1743 | 1586 | 2423 | 2640 | 3193 | 2081 | 2030 | 1686 | 2230 |
| V          | 41           | 520  | 444  | 826  | 992  | 194  | 220  | 164  | 64   | 396  | 362  | 830  |
| A          | 0            | 0    | 0    | 30   | 0    | 0    | 25   | 3    | 7    | 0    | 3    | 7    |
| Всего      | 2565         | 2027 | 1986 | 2600 | 2578 | 2614 | 2885 | 3360 | 2152 | 2426 | 2051 | 3067 |

Таблица 2

| Параметр     | Номер записи |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |     |
|--------------|--------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-----|
|              | 1            | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | 8    | 9    | 10   | 11   | 12  |
|              | Значение     |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |     |
| $M$          | 4            |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |     |
| $N_{\Sigma}$ | 33           | 92   | 52   | 180  | 183  | 262  | 94   | 76   | 184  | 288  | 136  | 153 |
| $N_{1+}$     | 17           | 74   | 33   | 118  | 123  | 148  | 54   | 44   | 133  | 202  | 86   | 100 |
| max          | 2320         | 829  | 550  | 530  | 221  | 594  | 1911 | 2669 | 268  | 128  | 672  | 369 |
| $M$          | 5            |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |     |
| $N_{\Sigma}$ | 45           | 181  | 85   | 375  | 398  | 552  | 159  | 117  | 454  | 677  | 262  | 282 |
| $N_{1+}$     | 21           | 127  | 59   | 207  | 232  | 255  | 74   | 61   | 278  | 370  | 138  | 160 |
| max          | 2273         | 760  | 456  | 395  | 140  | 327  | 1746 | 2467 | 138  | 57   | 477  | 268 |
| $\lambda$    | 1.24         | 1.72 | 1.79 | 1.75 | 1.87 | 1.72 | 1.37 | 1.39 | 2.09 | 1.83 | 1.60 | 1.6 |

На основании рассмотренного подхода были исследованы на предмет выявления устойчивых закономерностей структуры ритма 12 получасовых записей ЭКС из международной базы данных MIT-BIH Arrhythmia Database [9], содержащих значительное количество экстрасистол. Записи содержали нормальные кардиокомплексы (тип N), желудочковые экстрасистолы (тип V) и предсердные экстрасистолы (тип A). Характеристика записей дана в табл. 1. Для каждой записи была доступна информация о типе КК и о моменте его появления.

В табл. 2 представлены результаты определения устойчивых структур ритма  $T_{R-R_{nj}}$  для последовательностей из четырех ( $M = 4$ ) и пяти ( $M = 5$ ) соседних КК при порогах  $I_{R-R_{пор1}} = 0.9$  и  $I_{R-R_{пор2}} = 1.1$ . Здесь  $N_{\Sigma}$  – общее количество групп, полученных в результате сортировки;  $N_{1+}$  – количество групп с более чем одним элементом; max – максимальное количество элементов в группе;  $\lambda$  – относительное изменение числа групп с количеством элементов более одного при переходе от  $M = 4$  к  $M = 5$ .

Из табл. 2 следует, что в результате сортировки формируется набор индивидуальных прототипов поведения ритма человека, что позволяет использовать представленную информацию для предсказания местоположения КК, следующего за данной ритмической структурой.

В качестве примера на рис. 3 приведен полигон частоты  $P$  проявления различных нормированных

расстояний до пятого КК  $T_{R-R_{n(j+4)}}$  относительно устойчивой структуры, состоящей из четырех КК. Из полигона видно, что возможное местоположение пятого КК находится в двух выраженных областях, содержащих ненулевые значения частоты, что может быть использовано для предсказания его предполагаемого положения. Кроме того, в большинстве случаев КК из разных областей полигона различаются и по типу, например норма (рис. 3, 2) (пример – рис. 4, б) и желудочковая экстрасистола (рис. 3, 1) (пример – рис. 4, а).

На основании рассмотренного подхода на этапе предварительного обследования могут быть выявлены наиболее опасные для данного пациента изменения структуры ритма, фиксируемые индивидуальными носимыми системами тревожной сигнализации, свидетельствующие о наступлении жизнеугрожающих аритмий, закладываемые в основу алгоритма обнаружения КК.

Фундаментальной основой построения алгоритмов выделения полезной информации из на-

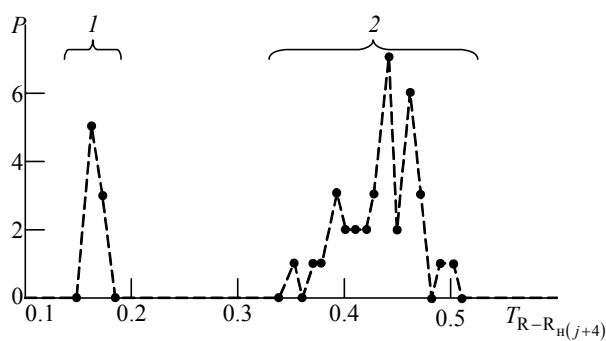


Рис. 3

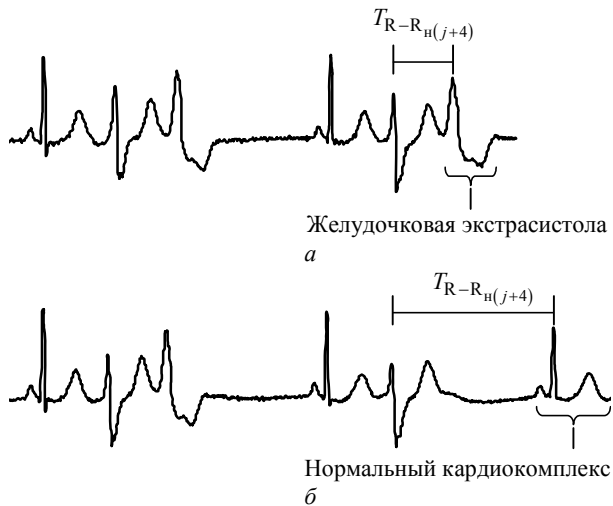


Рис. 4

блюдаемых ЭКС является отказ на первичном этапе сортировки от решения задачи окончательной классификации КК. Поэтому в качестве инструмента сравнения КК (выявления сходной структуры) предполагается использовать корреляционный алгоритм группировки максимально близких по форме КК из всей записи ЭКС, используя опорные сигналы, наиболее близкие к форме КК конкретного индивидуума, с их одновременным накоплением. По мере накопления КК сигнал приближается к типичному для данной группы КК [10].

После кластеризации КК по типам становится возможной дальнейшая классификация внутри кластера на основе иных подходов и алгоритмов.

Многие патологии проявляются на ЭКГ в виде изменения как формы КК, так и ритмической структуры сердца (как было показано ранее). Между тем, коэффициент корреляции позволяет судить лишь о совпадении формы сигналов, но не их энергий. Чтобы не накапливать сигналы, амплитуды которых значительно различаются, используется дополнительный критерий сортировки – значение энергии КК [10].

Таким образом, для задачи обнаружения и последующего накопления идентичных КК вне зависимости от их морфологии выбираются следующие отличительные признаки: коэффициент взаимной корреляции, энергия КК, ритмическая структура ЭКС.

Суть подхода заключается в том, что как на этапе предварительного обследования пациента, так и на основе анализа предыдущего фрагмента записи становится возможным формировать банк прототипов, соответствующих нормальным КК, желудочковым экстрасистолам и т. д., с одновременной их привязкой к ритмической структуре. При поступлении новых данных (последующем анализе ЭКГ) указанный банк может либо пополняться новыми

прототипами и ритмическими структурами, либо имеющиеся прототипы уточняются весовым усреднением прототипа и обнаруженного КК (накоплением КК, сопоставимого с прототипом).

На основе представленных результатов сформирована структурная схема алгоритма обнаружения и сортировки ЭКС (рис. 5). На первом этапе для уменьшения чувствительности процедуры сортировки к случайным отклонениям ЭКС, вызванным миографической помехой, на основании представленного в [11] подхода выполняется аппроксимация ЭКС. После ослабления влияния миографической помехи с помощью медианного фильтра устраняется дрейф изоэлектрической линии.

Информация о текущей ЧСС и форме КК с их одновременной привязкой к наблюдаемым ритмическим структурам, встречаемым у конкретного индивидуума, позволяет относительно точно локализовать последнее обнаруженное КК (например, R-зубца) определить (предсказать) местоположения и формы последующих КК в зависимости от вероятности их появления (одному и тому же местоположению КК может соответствовать несколько различных прототипов и наоборот (рис. 4)), что позволяет фактически сгенерировать ранжированный набор опорных сигналов с сопоставимой ЧСС.

Значение выборочного коэффициента корреляции опорного сигнала и фрагмента наблюдаемой реализации (местоположение которого оценено) подтверждает или опровергает гипотезу о присутствии в реализации данного типа КК. Последовательный расчет значений выборочного коэффициента корреляции останавливается при первом превышении им заданного порога. При этом фрагмент ЭКС принимается за КК, а соответствующий прототип уточняется весовым усреднением с наблюдаемым фрагментом (см. далее). При необходимости реализуется процедура допоиска, позволяющая определить фрагмент реализации, характеризующийся максимальным коэффициентом корреляции.

Описанный способ детекции КК с их одновременным накоплением и кластеризацией имеет ряд ограничений, которые могут нарушить функционирование оборудования:

- при появлении ранее не встречавшейся ритмической структуры, в том числе из-за аномальных ошибок разметки предшествующего фрагмента ЭКС или, например, при первом появлении вставочных экстрасистол;

- при отсутствии корреляции между предполагаемым прототипом и фрагментом наблюдаемой реализации из-за появления нового типа КК.

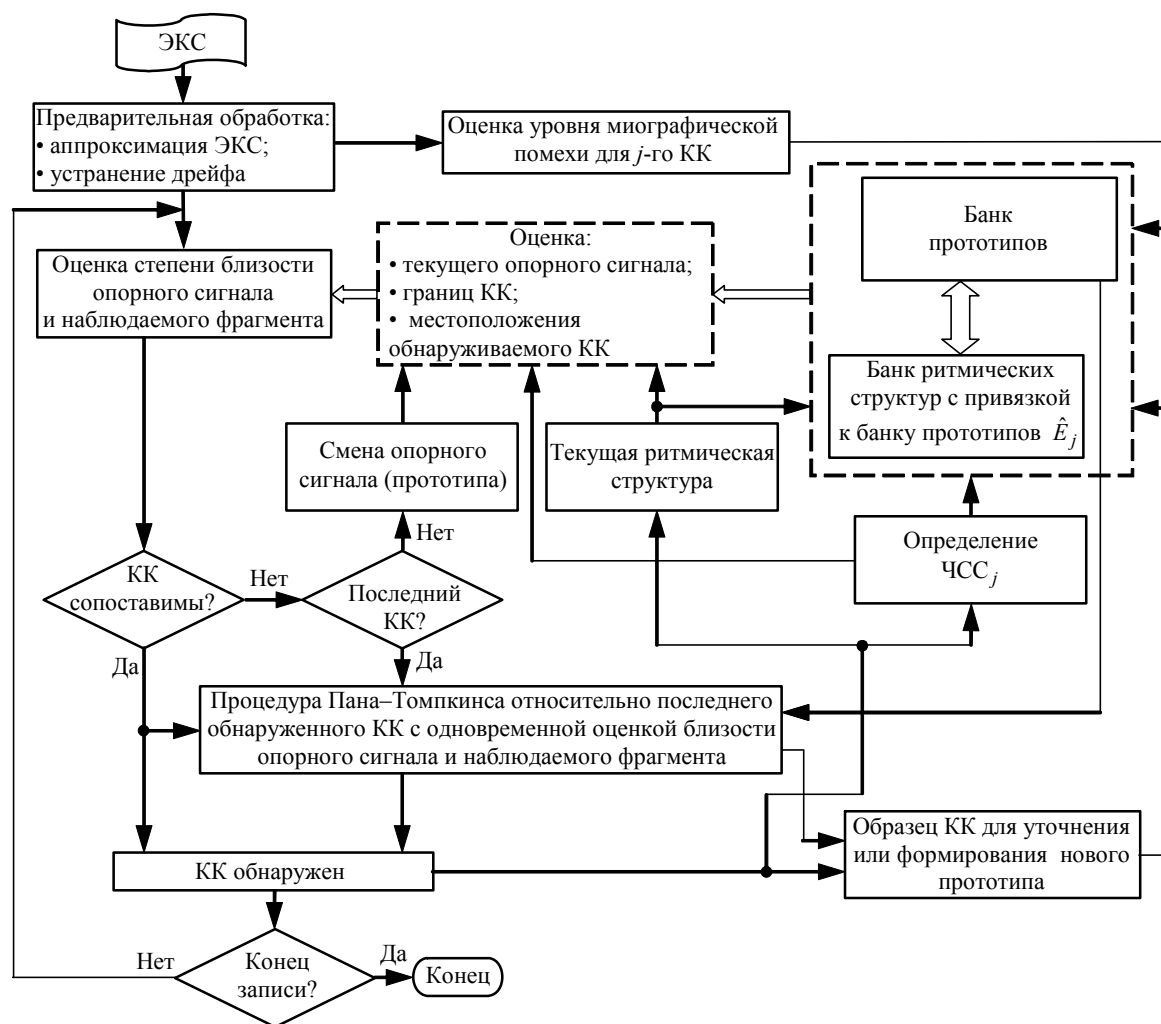


Рис. 5

Для преодоления указанных ограничений необходимо использовать дополнительную процедуру обнаружения КК, которая строится на оценке его возможного местоположения на основе алгоритмов, не привязанных к форме КК конкретного индивидуума (например, алгоритм Пана-Томпкинса), с последующим последовательным расчетом выборочных коэффициентов корреляции фрагмента наблюдаемой реализации (местоположение которого оценено) и ранжированными по частоте фиксации прототипами с сопоставимой ЧСС. Последовательный расчет останавливается при превышении значением выборочного коэффициента корреляции заданного порога с последующим занесением в базу новой ритмической структуры и прототипа, уточненного весовым усреднением с наблюдаемым фрагментом.

Если же добиться превышения порога значением коэффициента корреляции не удалось, фрагмент ЭКС и соответствующая ритмическая структура заносятся в базу как новый прототип и связанная с ним ритмическая структура.

Кроме того, даже если КК обнаружен на первом этапе, указанную дополнительную процедуру обнаружения КК необходимо применить и для интервала между вновь обнаруженным и предыдущим КК (если длительность данного интервала не менее заранее установленного значения), что позволяет выявлять ранее не встречаемые ритмические структуры, например появление вставочных экстрасистол.

В процессе медицинских исследований было установлено, что при увеличении ЧСС количество ритмических структур существенно уменьшается, что связано с сокращением интервалов между соседними КК. В данном случае алгоритм функционирует практически без применения дополнительной процедуры обнаружения.

Таким образом, при рассмотренном подходе большинство КК обнаруживаются методом, близким к согласованной фильтрации, с одновременной сортировкой и накоплением КК.

Кроме того, рассмотренный метод обладает важным свойством: не требует предварительной

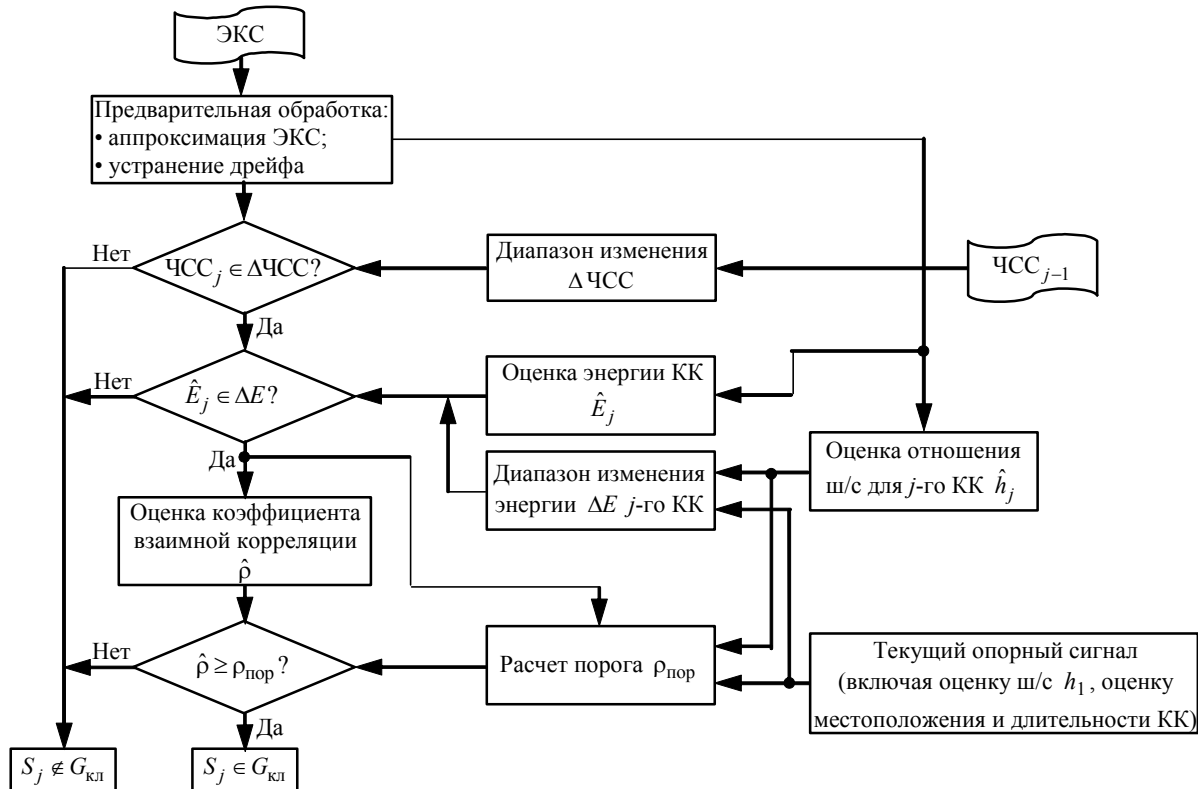


Рис. 6

классификации по типу КК (норма, экстрасистола и т. д.) и позволяет учитывать индивидуальные особенности ЭКС конкретного индивидуума.

Необходимо заметить, что количество элементов в ритмической структуре следует выбирать на основании требований, связанных с качеством оценки местоположения и количеством типов возможных КК. В результате экспериментов установлено, что ритмические структуры, сформированные из четырех КК, обладают требуемыми свойствами (см. табл. 1).

Оценка близости опорного сигнала и наблюдаемого фрагмента ЭКГ осуществляется на основании процедуры, состоящей из следующих шагов (рис. 6):

1. Для последнего обнаруженного ( $j-1$ )-го КК рассчитывается ЧСС <sub>$j-1$</sub> :

$$\text{ЧСС}_{j-1} = 1/\bar{T}_{R-R_{j-1}},$$

где

$$\bar{T}_{R-R_{j-1}} = \frac{1}{N} \sum_{i=-N+1}^0 T_{R-R_{j+i-1}}$$

( $N$  – число усредняемых интервалов между КК).

2. Границы области предполагаемого нахождения КК:

$$T_{\text{лев}_j} = 0.2\sqrt{\bar{T}_{R-R_{j-1}}}; \quad T_{\text{пр}_j} = 0.4\sqrt{\bar{T}_{R-R_{j-1}}}$$

определяются на основании эмпирических выражений до и после местоположения точки синхронизации (R-зубца).

3. Длительность опорного сигнала

$$T_{\text{КК}_j} = T_{\text{пр}_j} - T_{\text{лев}_j}.$$

4. Определяется диапазон значений:

$$\Delta \text{ЧСС} \in [0.95 \text{ЧСС}_{j-1}, 1.05 \text{ЧСС}_{j-1}],$$

причем диапазон, равный 0.1, выбран на основании диапазона изменения нормального ритма сердца человека, в котором может лежать значение ЧСС опорного сигнала<sup>1</sup>, что позволяет сгруппировать КК сопоставимой длительности.

5. Для каждой области предполагаемого нахождения  $j$ -го КК выполняются:

- оценка уровня миографической помехи  $\hat{\sigma}_j$ ;
- оценка энергии сигнала  $\hat{E}_j$ ;
- оценка отношения шум/сигнал  $\hat{h}_j$ .

6. Определяется диапазон допустимых значений энергии  $\Delta E$ , в котором может лежать  $\hat{E}_j$ :

$$\Delta E \in [E_{S_{\text{оп}}} - 6E_{S_{\text{оп}}}\sqrt{\hat{h}_j}, E_{S_{\text{оп}}} + 6E_{S_{\text{оп}}}\sqrt{\hat{h}_j}],$$

где  $E_{S_{\text{оп}}}$  – энергия опорного КК.

<sup>1</sup> ЧСС <sub>$S_{\text{оп}}$</sub>  – ЧСС начального КК при формировании прототипа.

7. Определяется пороговое значение  $\rho_{\text{пор}}$ , с которым сравнивается выборочный коэффициент корреляции  $\hat{\rho}_j$ . Выбор  $\rho_{\text{пор}}$  опирается на предположение о том, что при использовании в качестве метрики коэффициента взаимной корреляции для КК, значительно отличающихся (по форме) друг от друга, область значений  $\hat{\rho}_j$  практически не будет перекрываться с областью значений  $\hat{\rho}_j$  при сравнении близких (или идентичных) КК даже при наличии помех. Наличие шума приводит к смещению оценки и области значений  $\hat{\rho}_j$ , причем при сравнении как идентичных КК, так и КК, отличающихся по форме [12].

Для практической реализации рассмотренных методов разработано аппаратно-программное обеспечение, позволяющее осуществлять съем и обработку ЭКС.

На рис. 7 представлено диалоговое окно программного модуля, графически отображающее сравниваемые ЭКС, а также показывающее значения полученных параметров:

- ЧСС – ЧСС, соответствующая группе усредненных КК.
- Число накоплений – число накопленных кардиокомплексов в группе.

- Номер – порядковый номер накопленной группы КК (номер прототипа).

- Группы – число прототипов (групп КК), полученных в результате сортировки.

- >1, >5, >10, >30 – количество групп с числом усредненных КК больше 1, 5, 10 и 30 соответственно.

Врачу предоставляются основные параметры усредненного КК (рис. 7, 1). Он может выбирать и просматривать получившиеся в результате сортировки прототипы в области 2 и определять их тип (при нажатии кнопки "Нормальные КК" данный прототип соотносится с типом "норма"). Для удобства визуального анализа на экран выводятся фрагменты мониторограммы в сравнении с КК, входящими в данный прототип (область 3). На основании прототипов, соответствующих типу "норма", формируются единые эталонные сигналы и осуществляется их разметка (область 4).

Управление процессом ведется с помощью кнопок управления:

- Пред – переход для просмотра предыдущего прототипа.
- След – переход к просмотру следующего прототипа.
- >0, >1, >5, >10, >30 – просмотр прототипов только с определенным минимальным количеством

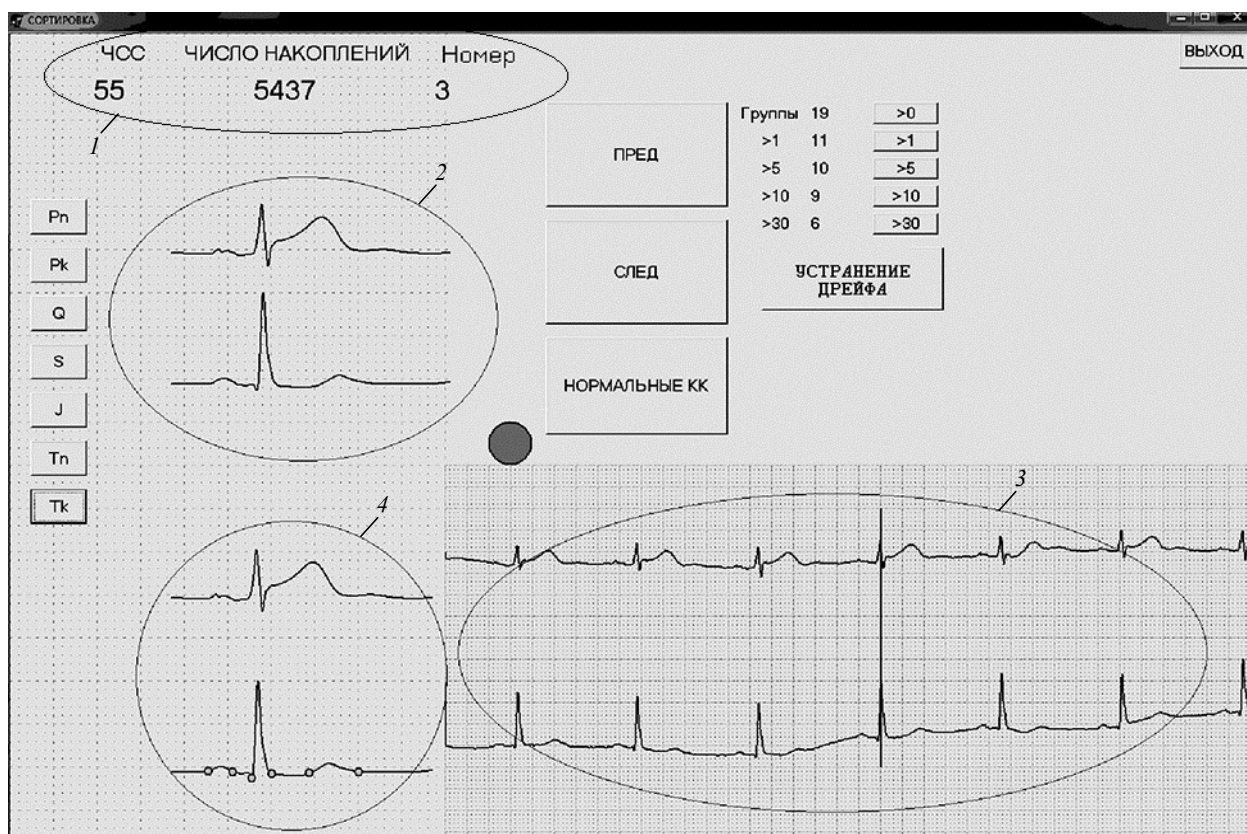


Рис. 7

усредняемых КК (например, при анализе эпизодов ишемии, развивающихся на интервале времени от 30 с, допустимо отказаться от анализа групп, сформированных из одного наблюдаемого КК).

Оператор вручную может корректировать положения характерных точек, указывая их с помощью манипулятора и фиксируя кнопками управления Pn, Pk, Q, S, J, Tn, Tk.

Проведенный анализ алгоритма сортировки КК выявил принципиальную возможность такой обработки.

Установлено, что рассмотренный подход позволяет разделить КК по их типам. В результате кластеризации получается небольшое количество групп. Так, для полчасовых мониторограмм, содержащих значительное количество экстрасистол, количество групп, получаемых в результате сортировки, сформированных из более чем 30 нормальных КК, варьировалось от 3 до 16, причем в данных группах аккумуляровалось подавляющее большинство КК (некоторые группы содержали до 60 % КК, присутствующих во всей записи). Необходимо отметить, что данные выводы справедливы и при сортировке КК в более длительных записях ЭКС.

Визуальный анализ прототипов показал, что попадание в группу нетипичных КК практически не искажает форму усредненного КК ввиду того, что использование коэффициента взаимной корреляции как критерия сортировки не приводит к накоплению КК, значительно отличающихся по функциональному виду.

В результате сортировки некоторые группы содержали всего один КК. Указанные КК были значительно повреждены (в основном, искажения ЭКС связаны с потерей контакта на границе "кожа – электрод" во время регистрации ЭКГ) и не пригодны для большинства задач диагностики, например для задачи выявления эпизодов ишемии, что позволяет исключить их из рассмотрения.

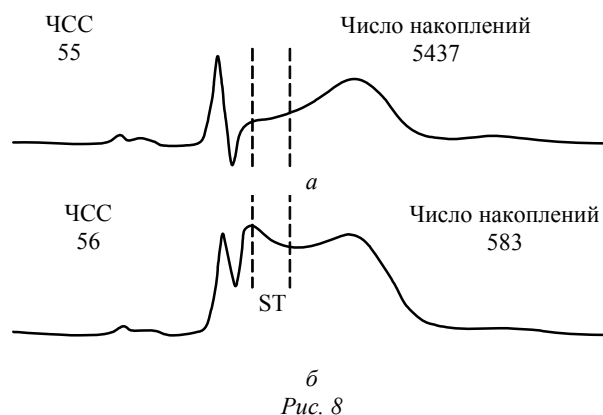


Рис. 8

В некоторых случаях анализ прототипов позволяет без дополнительных исследований установить диагноз. В качестве примера на рис. 8 приведены прототипы, соответствующие близким ЧСС, однако существенно различающиеся по форме сегмента ST. Из рис. 8, б отчетливо видно, что определилась ишемическая элевация сегмента ST. Также на основании анализа прототипов становится возможным определить начальное смещение уровня сегментов ST и PQ, что является важной информацией для постановки правильного диагноза о наличии ИБС.

Таким образом, результаты испытания алгоритмов продемонстрировали принципиальную возможность применения рассмотренных методов сортировки КК, что позволяет значительно сократить время, затрачиваемое на анализ мониторограммы, и уменьшить влияние квалификации врача на постановку диагноза. Кроме того, рассмотренные подходы предусматривают архивирование информации о состоянии ССС, сохраняя как запись целиком, так и результаты сортировки мониторограммы, что позволяет при последующем анализе оперативно оценивать динамику изменения работы ССС по изменениям прототипов КК.

## Список литературы

1. Юлдашев З. М. Многоуровневая пространственно-распределенная система ликвидации медико-санитарных последствий чрезвычайных ситуаций // Информационно-управляющие системы. 2014. № 1. С. 43–47.
2. Пустозеров Е. А., Юлдашев З. М. Система mhealth для информационной поддержки больного сахарным диабетом // Биотехносфера. 2013. № 1(25). С. 39–44.
3. Красичков А. С. Мобильная система тревожной сигнализации для больных ишемической болезнью сердца // Биотехносфера. 2015. № 5(41). С. 80–85.
4. Красичков А. С. Метод построения индивидуальных алгоритмов для мониторинговых устройств с

выработкой сигнала тревоги пациенту с ишемической болезнью сердца // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 5. С. 12–17.

5. Красичков А. С. Алгоритм индивидуального мониторинга кардиосигнала пациента с ишемической болезнью сердца // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 1. С. 50–62.

6. Исследование индивидуального алгоритма мониторинга кардиосигнала пациента с ишемической болезнью сердца / А. С. Красичков, Е. М. Нифонтов, Е. В. Фролова, Д. Р. Яруллина // Биомедицинская радиоэлектроника. 2012. № 1. С. 49–52.

7. Красичков А. С. Анализ статистических закономерностей ЭКС // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 5. С. 18–23.

8. Красичков А. С., Киреев И. С., Нифонтов Е. М. Определение индивидуальной зависимости между временными параметрами электрокардиограммы // Вестн. аритмологии. 2004. № 35. С. 33.

9. <http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb> (Дата посещения 13.04.2016).

10. Красичков А. С., Нифонтов Е. М., Иванов В. С. Алгоритм сортировки кардиокомплексов для анализа

длительных записей электрокардиосигнала // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 11. С. 24–28.

11. Красичков А. С. Метод предварительной обработки электрокардиосигнала для задачи сортировки кардиокомплексов при длительном мониторинге // Биотехносфера. 2012. № 3–4(21–22). С. 105–109.

12. Красичков А. С., Григорьев Е. Б., Нифонтов Е. М. Влияние миографической помехи и дрейфа изоэлектрической линии на коэффициент корреляции при классификации кардиокомплексов // Медицинская техника. 2015. № 4(292). С. 23–27.

A. S. Krasichkov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Design principles and basic algorithmic support of remote health monitoring systems for cardiovascular patients

*Construction principles of remote health monitoring systems for cardiovascular patients are presented. Basic algorithmic support of the system that allows carrying out detection and sorting of cardiocomplexes with simultaneous accumulation of identical cardiocomplexes is determined.*

Electro cardio signal, medical alert system, R wave detection, rhythmic structure, cardiocomplexes accumulation

Статья поступила в редакцию 1 апреля 2016 г.

УДК 620.183.6

Н. Н. Потрахов, В. Б. Бессонов, В. О. Косов, А. Ю. Грязнов, К. К. Жамова  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)  
А. А. Подымский  
ЗАО "Светлана-Рентген" (Санкт-Петербург)

## Способ оценки качества точечного сварного соединения<sup>1</sup>

*Разработан способ оценки качества точечного сварного соединения сборок листов высокопрочных нержавеющей сталей. Описана рентгенооптическая схема съёмки сварной точки. Предложен алгоритм определения глубины залегания литого ядра сварной точки.*

### Оценка качества, рентгенодиагностика, точечное сварное соединение

В современном промышленном производстве, например в судостроении, большое внимание уделяется неразрушающему контролю качества соединений в сборках листов высокопрочных нержавеющей сталей, выполненных контактной точечной электросваркой (ТЭС) [1], [2]. Процесс контроля осложняется тем, что диагностировать должна каждая сварная точка сборки, число которых при стандартных размерах металлического листа может составлять до 1000 шт.

**Материалы и методы.** Схематично изображение точечного сварного соединения двух листов металла представлено на рис. 1 ( $d$  – диаметр литого ядра;  $a_1$ ,  $a_2$  – глубина проплавления;  $c$  – глубина вмятины;  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  – толщина металлических листов).

Задача контроля точечного сварного соединения заключается:

– в определении наличия литого ядра (проплавления);

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках проекта № 15-19-00259 по теме "Создание портативной установки для микрофокусной рентгенографии с целью оперативного контроля микроструктуры, физико-химических свойств и определения остаточного ресурса авиационных деталей и узлов из полимерных композиционных материалов".

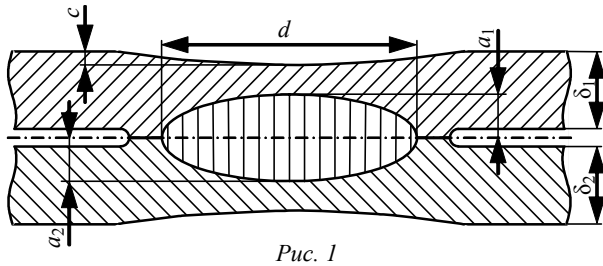


Рис. 1

– оценке диаметра литого ядра и величины проплавления:

$$A = \frac{a_1 + a_2}{\delta_1 + \delta_2 - 2c}.$$

В норме проплавление  $A$  составляет от 20 до 80 (рис. 1).

В отечественной промышленности для решения задач неразрушающего контроля качества традиционно используется рентгенография [3]. В рассматриваемом случае для обеспечения необходимых точности и чувствительности контроля предложено использовать метод двухракурсной проекционной рентгеновской съемки сварного соединения. Метод заключается в получении увеличенных рентгеновских изображений точечного сварного соединения в двух ракурсах, последующей математической обработке полученных изображений и расчете глубины залегания литого ядра сварной точки по специальному алгоритму.

Рентгенооптическая схема двухракурсной съемки точечного сварного соединения (точки) двух листов металла представлена на рис. 2. Первый рентгеновский снимок сварной точки выполняется в прямой проекции. Для этого фокусное пятно  $l$  источника рентгеновского излучения (далее источника) располагается на расстоянии  $h_1$  от плоскости контакта свариваемых листов 4, 5, а приемник рентгеновского изображения 7 (далее приемник) – на расстоянии  $h_2$  от этой плоскости. Ось пучка рентгеновского излучения 2 проходит через

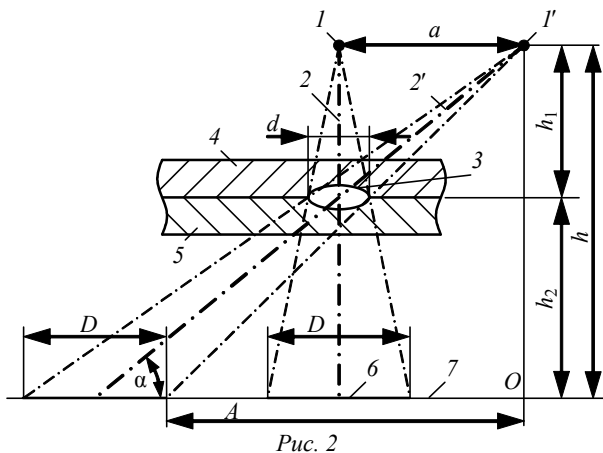


Рис. 2

центр литого ядра 3 сварной точки перпендикулярно плоскости свариваемых листов и приемника 7.

Второй снимок этой же сварной точки выполняется в так называемой косо́й проекции. Для этого фокусное пятно источника  $l'$  смещается по горизонтали на расстояние  $a$ , расстояния  $h_1$  и  $h_2$  остаются неизменными. При этом ось пучка 2' отклоняется от первоначального направления и составляет с плоскостями свариваемых листов и приемника угол  $\alpha$ .

На основании описанной схемы получено выражение для определения глубины залегания  $h_1$  литого ядра сварной точки в соединении двух листов металла:

$$h_1 = 2a / (D + 2A). \quad (1)$$

В соответствии с (1) величина  $h_1$  может быть рассчитана после измерения на рентгеновском снимке диаметра  $D$  изображения  $b$  литого ядра, приведенного к плоскости приемника смещения  $A$ , а также исходной величины смещения  $a$  и расстояния  $h = h_1 + h_2$  между фокусным пятном  $l$  и плоскостью приемника 7.

Анализ схемы (рис. 2) показывает, что чувствительность способа при оценке отклонения положения литого ядра в сварном соединении зависит от соотношения расстояний  $h_1$  и  $h_2$ , которые определяют коэффициент увеличения  $m = D/d$  изображения литого ядра  $D$  по отношению к размеру ядра  $d$ :

$$D = (h_1 + h_2) / h_1 d.$$

Чувствительность способа растет с ростом  $m$ . Однако при этом возрастает и геометрическая составляющая нерезкости изображения литого ядра, механизм образования которой проиллюстрирован рис. 3 ( $a - m \approx 1$  (контактная съемка),  $b - m \gg 1$  (съемка с увеличением)), где 1 – источник конечных размеров; 2 – объект (например, ядро); 3 – приемник; 4 – область нерезкости.

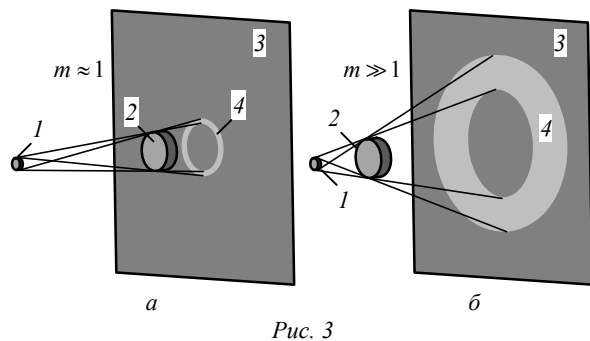


Рис. 3

Увеличение нерезкости затрудняет точную оценку диаметра изображения литого ядра по снимку.

Для уменьшения влияния нерезкости изображения на точность расчетов принципиальное значение имеет выбор размера фокусного пятна источника [4].

**Результаты и обсуждение.** Описанный метод контроля качества точечного сварного соединения реализован на специально сконструированной экспериментальной рентгеновской установке, включающей малогабаритный источник рентгеновского излучения с регулируемым размером фокусного пятна, цифровой приемник изображения на основе экрана с фотостимулируемым люминофором и штативное устройство для позиционирования

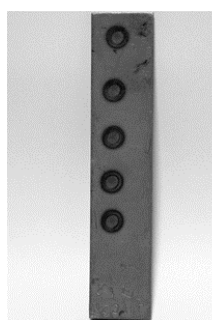


Рис. 4

друг относительно друга источника излучения, приемника изображения и объекта диагностики при выполнении двухракурсной съемки.

Внешний вид объекта диагностики – фрагмента сборки двух листов стали со сварными точками – показан на рис. 4.

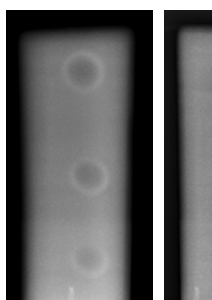


Рис. 5

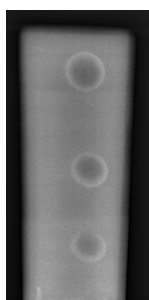


Рис. 6

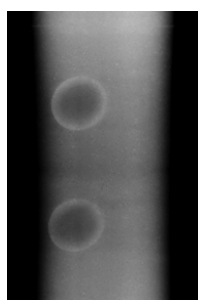


Рис. 7



Рис. 8

На рис. 5 представлен рентгеновский снимок с пятикратным увеличением ( $m=5$ ) двух сварных точек ( $d=0.5$  мм), полученный в традиционно используемых в настоящее время для целей промышленной дефектоскопии рентгеновских аппаратах с размером фокусного пятна в нескольких десятых долей миллиметра [5]. На рис. 6 –

аналогичное изображение ( $d=0.01$  мм) при размере фокусного пятна в несколько сотых долей миллиметра. Качество (резкость) изображения литого ядра на этом снимке позволяет непосредственно даже без дополнительной компьютерной обработки измерить его диаметр  $D$ .

Примеры рентгеновских изображений при двухракурсной проекционной съемке сварных точек, полученные в ходе апробации описанного в настоящей статье способа, представлены на рис. 7 и 8 (прямая и проекции соответственно). Светлая линия на рис. 8 отмечает положение точки отсчета  $O$  на рентгенооптической схеме съемки (рис. 2).

Для расчета глубины залегания литого ядра по (1), включая процедуру определения границы рентгеновского изображения литого ядра при оценке его диаметра, использовалась специальная компьютерная программа, разработанная в пакете MatLab.

В процессе проведенных исследований разработана методика диагностики сборок из листов высокопрочных нержавеющей сталей, включая способ рентгеновского контроля качества сварного соединения, выполненного точечной контактной электросваркой. Созданы технические средства получения увеличенных рентгеновских изображений сварного

соединения в двух ракурсах и специализированная компьютерная программа для определения основных параметров сварного соединения.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке технологии автоматизированного контроля сборок металлических листов в различных отраслях промышленности.

## Список литературы

1. Федосов С. А., Оськин И. Э. Основы технологии сварки: учеб. пособие. М.: Машиностроение, 2011. 125 с.
2. Сварка. Резка. Контроль: справ. в 2 т. / Н. П. Алешин, Г. Г. Чернышов, А. И. Акулов и др.; под общ. ред. Н. П. Алешина, Г. Г. Чернышова. М.: Машиностроение, 2004. Т. 2. 480 с.
3. Артемьев Б. В., Буклей А. А. Радиационный контроль: учеб. пособие / под общ. ред. В. В. Клюева. 2-е изд. М.: Спектр, 2013. 192 с.

4. Микрофокусная рентгенография: физико-технические особенности, современные средства реализации и способы применения / Н. Н. Потрахов, А. Ю. Грязнов, Е. Н. Потрахов, В. Б. Бессонов // Вакуумная техника и технология. 2015. Т. 25, № 2. С. 153–160.

5. Алхимов Ю. В., Ефимов П. В., Сертаков Ю. И. Цифровые радиационные системы неразрушающего контроля: учеб. пособие. Томск: Изд-во ТПУ, 2012. 151 с.

N. N. Potrakhov, V. B. Bessonov, V. O. Kosov, A. Yu. Gryaznov, K. K. Zhamova  
*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*  
A. A. Podymsky  
*Close JSC "Svetlana–Rentgen" (Saint Petersburg)*

### **Method of Assessing of Spot Welded Joints Quality**

*The method of spot weld quality assurance of assemblies of sheets of high-strength stainless steels is developed. The X-ray optical scheme of shooting of a welding point is described. The algorithm of definition of a depth of a cast core of a spot weld is offered.*

Quality assessment, X-ray diagnostics, spot welded joint

Статья поступила в редакцию 17 марта 2016 г.



УДК 534.232; 599.53; 612.821

Б. Г. Степанов

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

## Бионические акустические системы и устройства

*Кратко рассмотрена биосенсорная эхолокационная система китообразных. Приведены общие схемы построения и возбуждения макетов сверхширокополосных антенн, составленных из стержневых двухсекционных преобразователей с фазированным возбуждением, а также преобразователей волноводного типа с использованием управляющего компьютера. Показана возможность получения полосы пропускания порядка 2–3 октав и излучения этими макетами эхолокационных и коммуникационных сигналов дельфинов и белух, а также перестраиваемых по частоте ультракоротких акустических импульсов в указанной полосе частот.*

### Эхолокационная система китообразных, преобразователь волноводного типа, стержневой преобразователь с фазированным возбуждением, короткий акустический сигнал

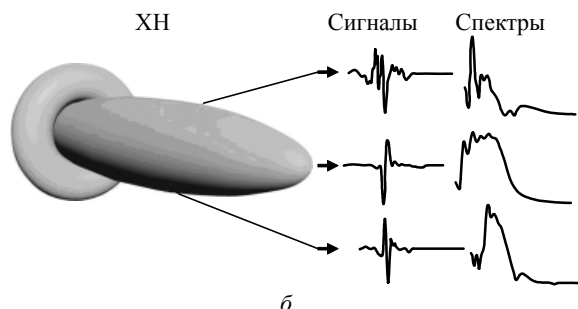
Возможность формирования и управления сложными акустическими сигналами в настоящее время становится все более актуальной. Это связано, прежде всего, с необходимостью разработки методов и технических путей, позволяющих существенно повысить эффективность проектируемых гидроакустических систем (ГАС), например, путем улучшения таких их характеристик, как точность пеленгования и распознавание подводных объектов, скрытность работы и ее помехозащищенность. В определенной мере этим условиям отвечает биосенсорная эхолокационная система китообразных.

Исследования поведения морских животных (дельфинов, зубатых и усатых китов и др.) и излучаемых ими акустических сигналов, выполненные отечественными и зарубежными учеными, показывают, что в зависимости от характера решаемых этими животными задач (обнаружения, коммуникации, ориентации и др.) существенно

изменяется пространственно-временная и спектральная структура излучаемых ими импульсных акустических сигналов [1], [2]. В качестве примера на рис. 1 показаны схемы формирования пространственно-временных эхолокационных сигналов дельфина (рис. 1, а) и их спектрально-временных параметров в пределах основного конуса характеристики направленности (ХН) (рис. 1, б). При этом отмечается практически безотказная способность китообразных по обнаружению различных объектов в сложных помеховых условиях (реверберация на мелководье, эхолокационные сигналы сородичей при охоте на косяки рыб и др.). Это свидетельствует об уникальности эхолокационной системы китообразных, которая совершенствовалась в процессе многовековой эволюции. Так, например, излучающая система дельфина (рис. 2) состоит из набора трех пар пневмопушек (воздушных полостей 1, управляе-



а



б

Рис. 1

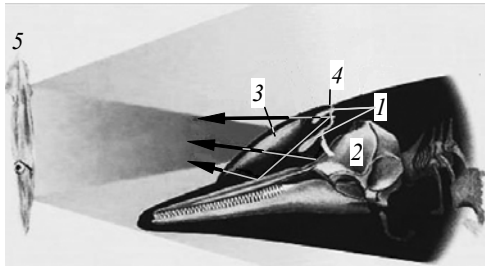


Рис. 2

мых охватывающими их мышцами), рефлектора 2, состоящего из лобных костей с переменной отражающей способностью, и рефрактора 3 (акустической линзы), образованного жировым слоем (меломом) с плавно изменяющимся от центра к периферии акустическим сопротивлением. На рис. 2 также показаны дыхательный клапан 4 и объект эхолокации 5. Приемная система дельфина образована набором нервных окончаний, расположенных вдоль его нижней челюсти, и внутренним ухом. Способность китообразных к изменению формы мела позволяет управлять направлением и формой основного конуса характеристики направленности при излучении сигналов [2]. На рис. 3 показана возможность изменения формы мела у белухи: *а* – "полусферическая"; *б* – "плоская" форма.

Выполненные спектральные исследования акустических сигналов китообразных показывают, что для их реализации требуется диапазон частот от 2 до 4 октав, средняя частота которого для разных видов китообразных находится в достаточно широких пределах от 10...20 кГц (кашалоты, усатые киты) до 90...120 кГц (дельфины, белухи). Если в режиме приема, при работе пьезоэлементов, как правило, вне резонанса, эти цифры вполне достижимы, то в режиме излучения реализация указанной полосы пропускания при эффективной работе преобразователей (антенн) является достаточно сложной и не полностью проработанной научно-технической задачей.

Для ее комплексного решения необходима разработка эффективных сверхширокополосных (с относительной полосой пропускания  $\Delta f/f > 100\%$ ) преобразователей (антенн) и технических средств их возбуждения, обеспечивающих в требуемом диапазоне частот формирование близкой к равномерной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) излучения и, что самое важное, линейной фазочастотной характеристики (ФЧХ) излучения преобразователей, входящих в состав гидроакустической антенны. Большинство известных решений (как правило, соответствующих решению

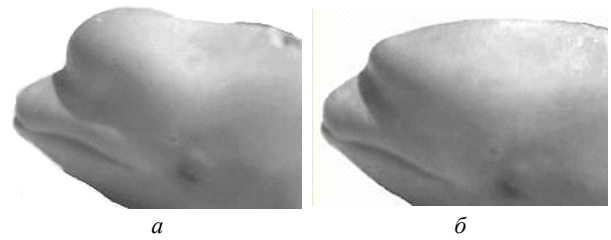


Рис. 3

задачи анализа – определению полевых характеристик преобразователей или антенн по заданному характеру возбуждения), направленных на получение широкополосных и сверхширокополосных АЧХ излучения, для которых часто используются многомодовые или разночастотные преобразователи, несмотря на получаемую в ряде случаев сравнительно малую неравномерность АЧХ, не обеспечивают линейности ФЧХ излучения и, следовательно, возможности формирования сложных или коротких акустических импульсов. Линейность ФЧХ излучения может быть достигнута при возбуждении преобразователей с электрически управляемыми характеристиками в соответствии с решением задачи синтеза – определении необходимых условий возбуждения по заданным АЧХ и ФЧХ излучения. Указанное возбуждение далее в статье называется фазированным возбуждением.

На кафедре электроакустики и ультразвуковой техники (ЭУТ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) уже более сорока лет успешно проводятся исследования и разрабатываются гидроакустические преобразователи и системы с заданными частотными и направленными свойствами, в том числе широкополосные и сверхширокополосные преобразователи, способные излучать сложные и короткоимпульсные акустические сигналы. Исследования последних лет показали принципиальную возможность достижения полосы пропускания, равной 2–3.5 октавам, с помощью стержневых секционированных преобразователей с фазированным возбуждением (ПФВ) [3]–[5], а также преобразователей волноводного типа (ПВТ), образованных соосным набором водозаполненных пьезоцилиндров, возбуждаемых по принципу антенны бегущей волны [6]–[13]. Наиболее интересные результаты для указанных типов преобразователей получаются при возбуждении их в соответствии с решением задачи синтеза, которое для каждого из этих типов преобразователей выполняется с учетом индивидуальности их колебательной системы и

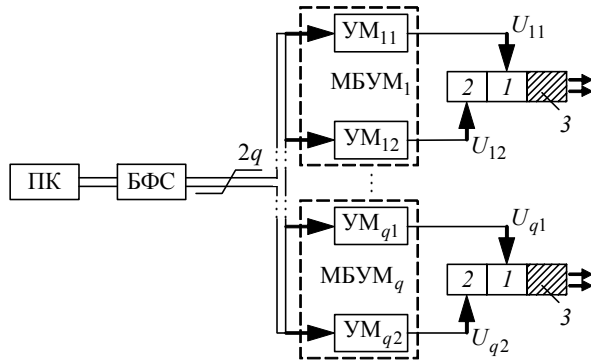


Рис. 4

принципа формирования излучения. При этом задается линейная ФЧХ излучения. Компоновка этих преобразователей в антенну благодаря возможности электрического управления характером колебания каждого из них позволяет не только управлять видом АЧХ и ФЧХ излучений, но и подчеркивать нужные спектральные составляющие излучаемых импульсных сигналов (подобно тому, как дельфины формируют разные по структуре импульсы в пределах основного конуса ХН). Управление характером возбуждения в низковольтных цепях формирования сигналов (в том числе с помощью персонального компьютера (ПК)) позволяет учитывать, а в случае необходимости – компенсировать различный характер нагруженности преобразователей при их работе в составе антенны.

На рис. 4 показаны принцип построения преобразователей и схема возбуждения макетов антенн, составленных из стержневых двухсекционных ПФВ (1 и 2 – секции пьезостержней длиной  $l_1$  и  $l_2$  соответственно; 3 – фронтальная накладка), а на рис. 5 – макетов антенн, составленных из

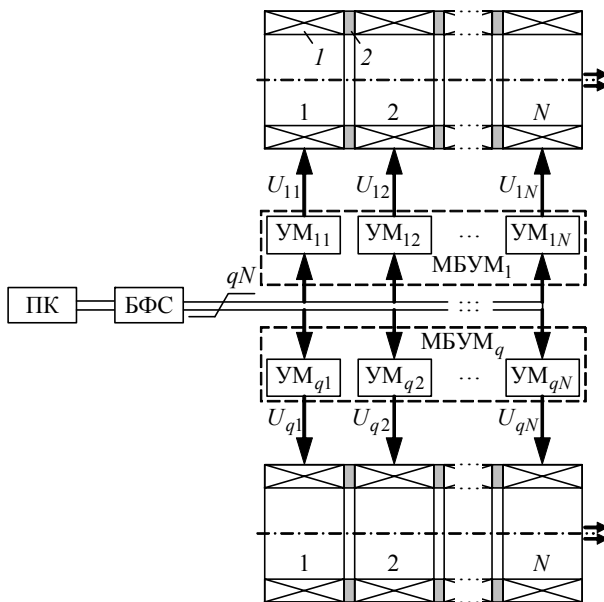


Рис. 5

ПВТ (1 – пьезоцилиндры; 2 – акустически гибкие прокладки). Основным устройством формирования необходимых сигналов возбуждения с учетом фазовых сдвигов между ними является управляющий ПК, который формирует цифровые коды сигналов, необходимых для возбуждения ПФВ и ПВТ, в соответствии с решением задачи синтеза для каждого типа преобразователей с использованием прямого и обратного преобразований Фурье. Многоканальный блок формирования сигналов (БФС) является многоканальным цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) с функцией перезаписи пачки сформированных ПК сигналов в собственную оперативную память и представления их в аналоговой форме. После однократной записи БФС может работать независимо от компьютера, выдавая с заданным периодом следования пачку необходимых сигналов на предварительные усилители многоканального блока усиления мощности (МБУМ). С выхода МБУМ сформированные сигналы возбуждения подаются на соответствующие части (секции) пьезостержней ПФВ или пьезоцилиндры ПВТ, входящие в состав антенн. При необходимости сканирования ХН для макетов антенн время задержки (компенсации) сигналов соседних преобразователей задается программно в ПК и находится из соотношения  $\tau = [d_{\text{мц}}(q-1)\sin\theta]/c_0$ , где  $d_{\text{мц}}$  – межцентровое расстояние между аперттурами соседних преобразователей;  $q$  – текущий номер преобразователя в антенне вдоль выбранной координаты;  $\theta$  – угол компенсации ХН;  $c_0$  – скорость звука в воде.

Проведение комплексных экспериментальных исследований полевых характеристик разработанных макетов антенн, составленных из ПФВ и ПВТ, а также системы их возбуждения стало возможным благодаря введению в эксплуатацию на кафедре ЭУТ заглушенного гидроакустического

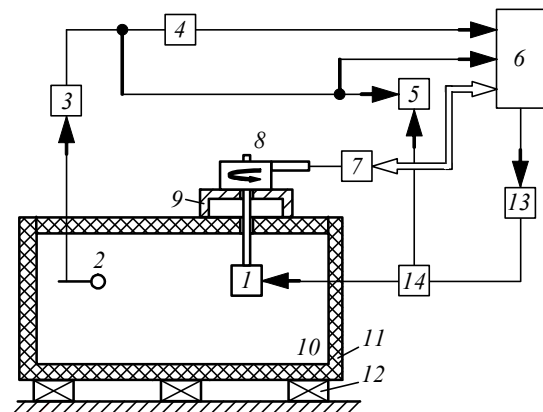


Рис. 6

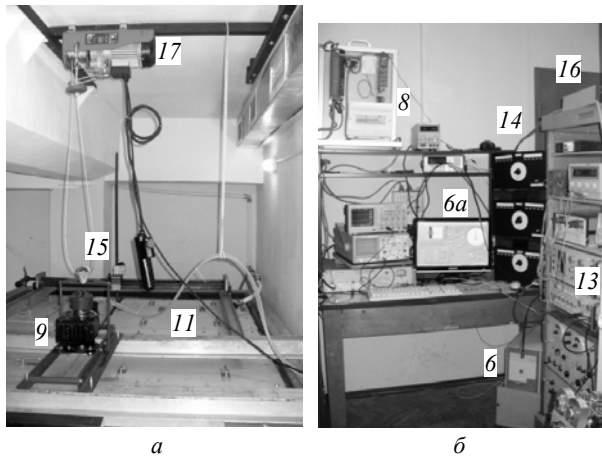


Рис. 7

бассейна с программно-управляемым поворотным устройством (ПУ) и контрольно-измерительным стендом, позволяющими автоматизировать процессы измерения ХН и АЧХ макетов для различных режимов их возбуждения. Блок-схема измерительной установки представлена на рис. 6, где 1 – исследуемая антенна; 2 – гидрофон; 3 – усилитель; 4 – АЦП; 5 – цифровой осциллограф; 6 – управляющий компьютер; 7 – приводной преобразователь для управления ПУ; 8 – программно-управляемое ПУ с платформой 9; 10 – гидроакустический бассейн с заглушающим покрытием 11; 12 – амортизирующие опоры; 13 – генератор специальных сигналов или БФС; 14 – МБУМ.

Бассейн (рис. 7, а) снабжен также креплением 15 для гидрофона 1, позволяющим перемещать его по трем координатам, и лебедкой 17 с блоком управления. Контрольно-измерительный стенд (рис. 7, б), помимо ранее указанных приборов, содержит стойку 16 с дополнительной измерительной аппаратурой, а также управляющий ПК 6, на экране монитора 6а которого отображаются панели виртуального прибора [14], [15], специально разработанного в среде LabVIEW для управления и контроля процесса измерения.

Пример отображения панели виртуального прибора представлен на рис. 8. В зонах 1–3 сосредоточены функции управления поворотным устройством. Переключателями 4 определяется вид панелей управления и визуального контроля измеряемых характеристик. Переключателем 5 устанавливается задержка для учета времени распространения акустического импульса от антенны до гидрофона. На виртуальном осциллографе 6 отображается принятый сигнал в реальном масштабе времени, а также выбирается положение строга. Угол поворота антенны отображается индикатором 7.

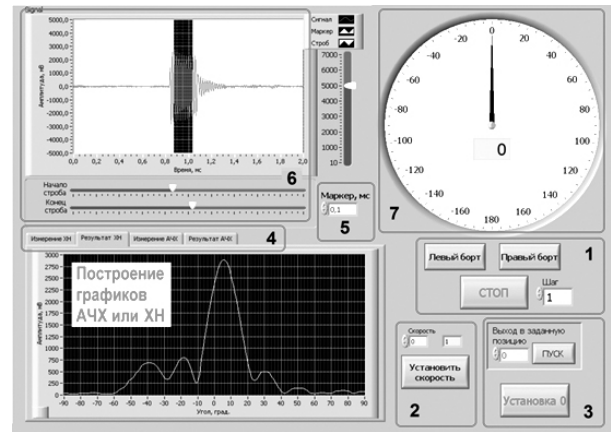


Рис. 8

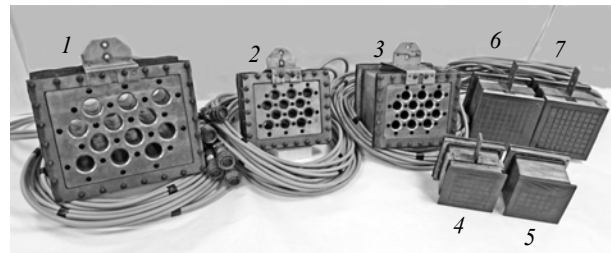


Рис. 9

Рассмотрим некоторые результаты исследований макетов антенн (рис. 9). Макеты 1–3 составлены из ПВТ, содержащих разные по числу и размерам пьезоцилиндры. Макеты 4–7 представляют собой двухсекционные стержневые ПФВ с разным разделением на секции.

На рис. 10 показаны АЧХ звукового давления, создаваемого макетами 5 и 7 со стержневыми ПФВ, приведенного к амплитуде возбуждающего напряжения 1 В и расстоянию 1 м, в режимах

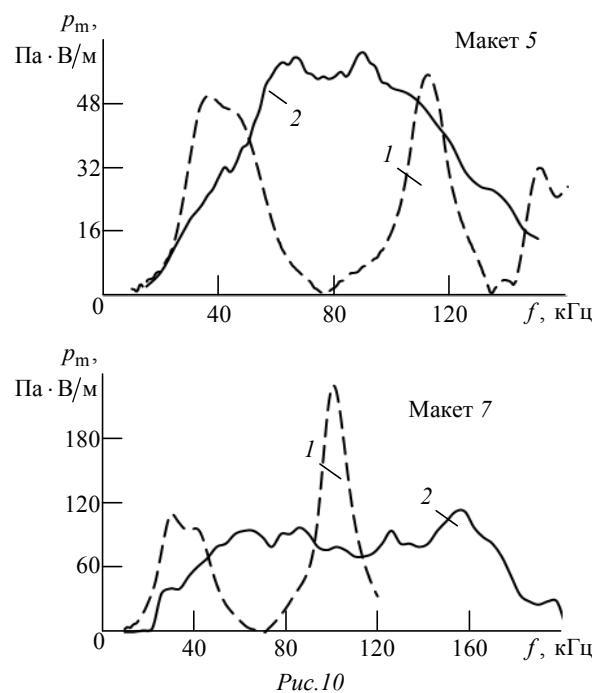


Рис. 10

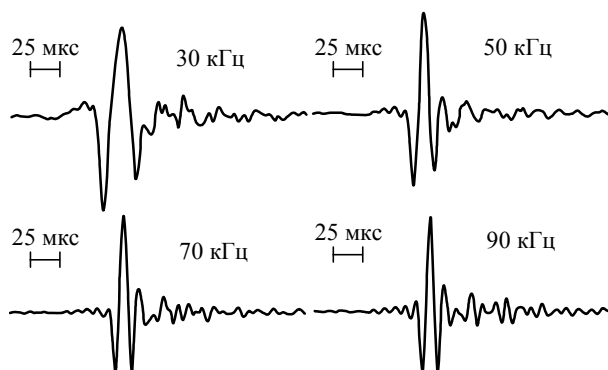


Рис. 11

синфазного (кривая 1) и фазированного возбуждений в соответствии с решением задачи синтеза (кривая 2). Длины секций пьезостержневой макета 5 соотносятся как  $l_1:l_2=1:1$ , макета 7 – как  $l_1:l_2=3:1$ . Во втором случае удастся дополнительно увеличить диапазон рабочих частот, охватывая при этом область от первой до пятой мод продольных колебаний.

При синфазном возбуждении пьезостержневой ПФВ излучение происходит лишь в областях первой и третьей мод продольных колебаний пьезостержня. Причем самый короткий акустический импульс (4–5 периодов задающей частоты) при возбуждении преобразователя однопериодным импульсом получается в области первой моды, соответствующей полуволновому резонансу пьезостержня (для макетов 4–7 частота полуволнового резонанса  $f_p \approx 35...40$  кГц), когда функциональна используемая фронтальная согласующая накладка. Перестройка по частоте этого акустического импульса без увеличения его длительности возможна в очень узкой полосе ( $\pm 5\%$ ) относительно резонансной частоты  $f_p$ . Фазированное возбуждение в соответствии с решением задачи синтеза позволяет не только расширить диапазон рабочих частот преобразователя до 2 октав, но и обеспечить в этом диапазоне формирование ультракоротких (1–1.5 периода колебаний) акустических импульсов  $s_{ак}(t)$ , перестраиваемых по частоте [5]. На рис. 11 приведены формы акустических импульсов, излученных макетом 5 при его фазированном возбуждении однопериодным импульсом в соответствии с решением задачи синтеза. Импульсы фиксировались четырехлучевым осциллографом Tektronix TDS 2024B с последующей записью на USB-флэш-накопитель.

На рис. 12 показано формирование сигнала, аналогичного коммуникационному импульсу белухи, с помощью макета 7. С учетом реального

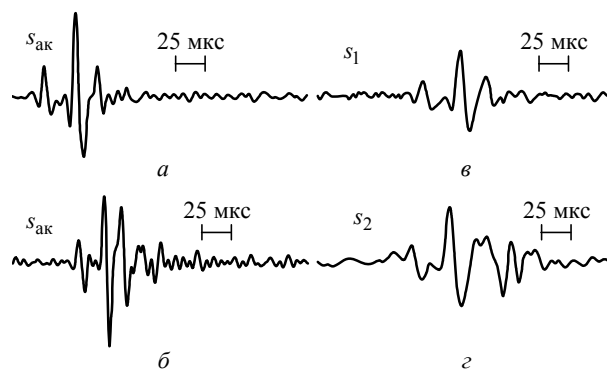


Рис. 12

сигнала белухи, прошедшего оцифровку (рис. 12, а), и решения задачи синтеза получены сигналы возбуждения  $s_1(t)$  (рис. 12, б) и  $s_2(t)$  (рис. 12, в), подаваемые на секции 1 и 2 макета 7 (рис. 9) соответственно. Излученный макетом 7 акустический импульс (рис. 12, б) в целом достаточно близок по форме к оригиналу, однако ограниченность по полосе пропускания (порядка 2 октав) и наличие плоскопараллельных торцов преобразователей, способствующих возникновению переотражений, по-видимому, приводят к проявлению послезвучания.

ПВТ, состоящие из пьезоцилиндров с акустически более гибкой колебательной системой, позволяют получить полосу пропускания до 3–3.5 октав и обеспечить лучшее приближение к заданной форме акустических импульсов [11], [12]. Благодаря возбуждению, реализующему режим бегущей во фронтальном направлении волны, излучение ПВТ в тыльном направлении существенно ослабляется. На рис. 13 представлены результаты расче-

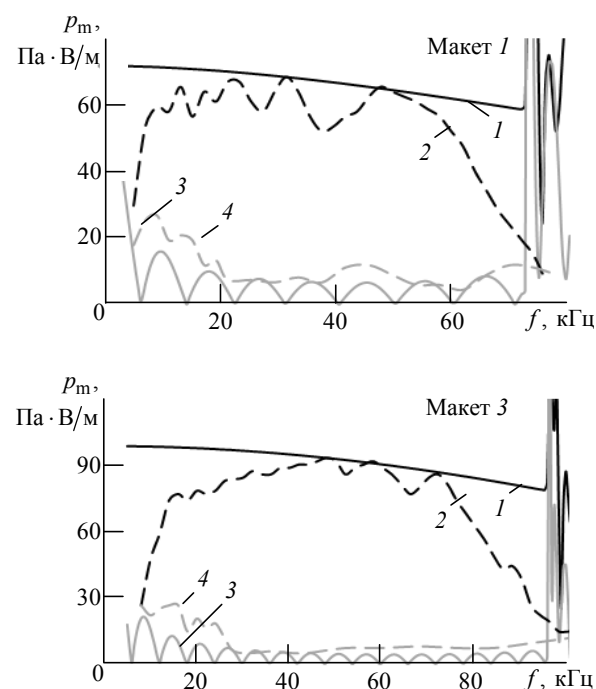


Рис. 13

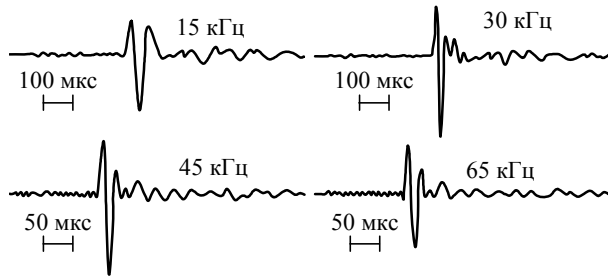


Рис. 14

та и измерения АЧХ звукового давления, приведенного к амплитуде возбуждающего напряжения 1 В и расстоянию 1 м, во фронтальном и в тыльном направлениях для макетов 1 ( $N=10$ ) и 3 ( $N=20$ ), составленных из ПВТ, при их возбуждении в соответствии с решением задачи синтеза. Полоса пропускания в основном диапазоне частот ПВТ, в котором формируются квазиплоские волны, измеренная по уровню  $-3$  дБ, для этих макетов составляет 3.1 и 2.9 октавы соответственно. С увеличением числа  $N$  пьезоцилиндров увеличивается уровень излучения во фронтальном направлении и уменьшаются – в тыльном.

В области низких частот уменьшение измеренного звукового давления во фронтальном направлении по сравнению с расчетным обусловлено ограничениями имеющейся аппаратуры: невозможностью получения амплитуд возбуждающих пьезоцилиндры электрических напряжений, требуемых в соответствии с решением задачи синтеза [11]. В области высоких частот ограничивающим фактором служит возникновение нормальной моды первого порядка.

На рис. 14 иллюстрируется возможность перестройки по частоте ультразвуковых акустических импульсов  $s_{ак}(t)$  макетом 1 при фазированном возбуждении его ПВТ однопериодным импульсом.

Рис. 15 иллюстрирует формирование с помощью этого же макета сигнала, аналогичного эхолокационному импульсу дельфина: *а* – реальный эхолокационный сигнал дельфина, записанный при работе с животным; *б* – акустический импульс  $s_{ак}(t)$ , полученный в результате расчетов в соответствии с решением задачи синтеза; *в* – результаты расчетов нормированных АЧХ излучения для макета 1 во фронтальном (кривая 1) и тыльном (кривая 2) направлениях, а также спектр сигнала дельфина  $\Phi_c$  (кривая 3). Для макетов ПВТ ввиду их сравнительной низкочастотности реальные импульсы дельфина, предоставленные в цифровой записи, были промасштабированы по частоте таким образом, чтобы основная область спектра  $\Phi_c$  импульса располагалась в основном диапазоне АЧХ этих макетов (рис. 15, *в*). На рис. 15 также приведены результаты измерений: *г* – импульс возбуждения для десятого пьезоцилиндра  $s_{10}(t)$  (см. рис. 5,  $N=10$ ) и акустический импульс  $s_{ак}(t)$  (задержка между импульсами и соотношение их размахов определяются параметрами измерительной установки); *д* – акустический импульс  $s_{ак}(t)$  в более крупном временном масштабе; *е* – спектр  $\Phi_c$  излученного макетом 1 акустического импульса (в логарифмическом

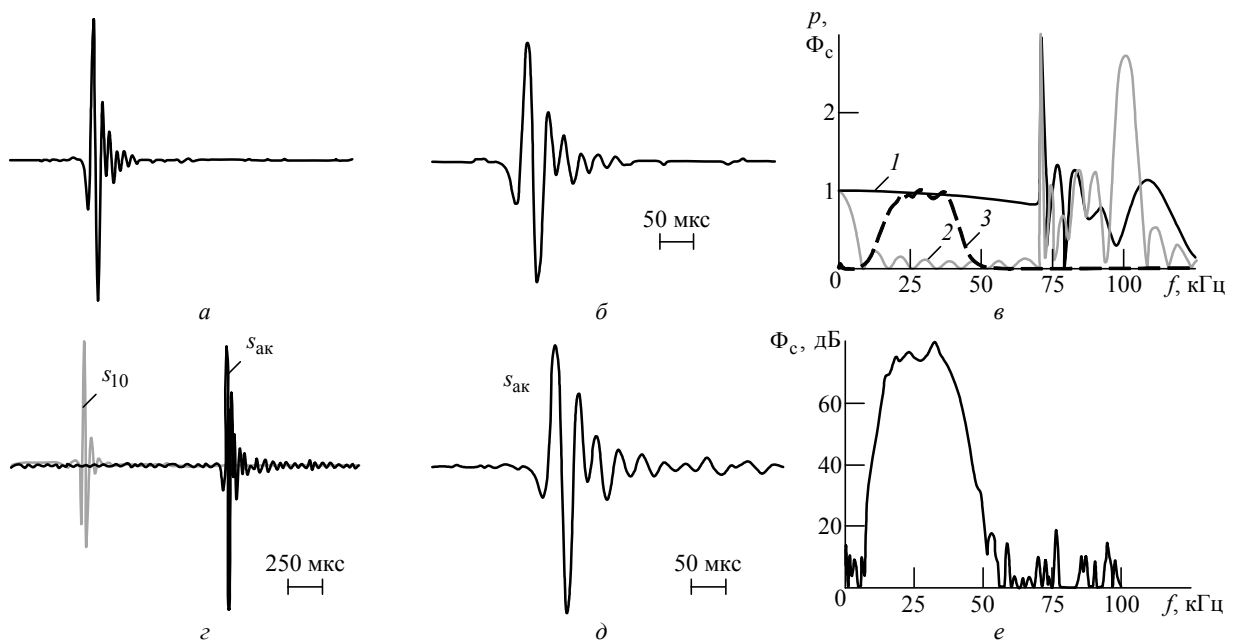


Рис. 15

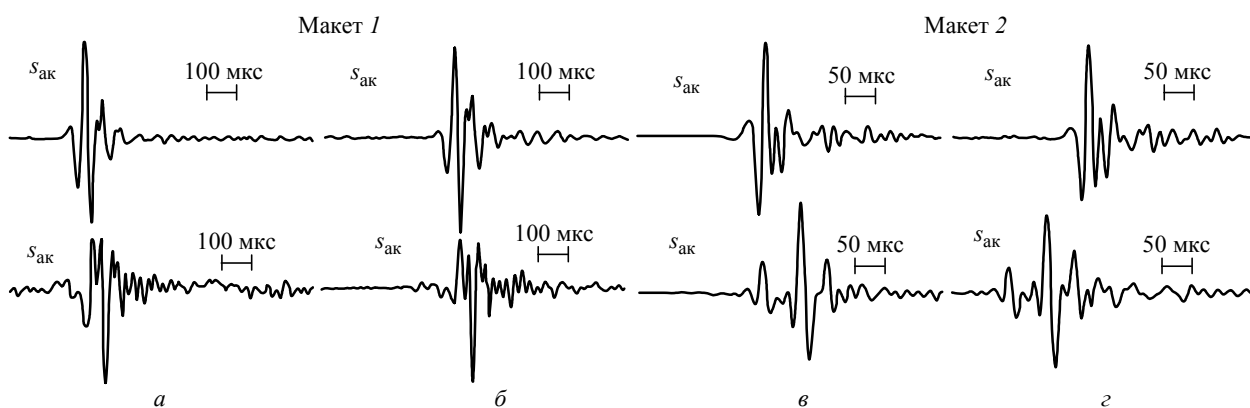


Рис. 16

масштабе по оси ординат).

Имитационные возможности ПВТ при излучении эхолокационных и коммуникационных импульсов дельфинов (верхний ряд) и белух (нижний ряд) с помощью макетов 1 и 2 показаны также на рис. 16: а, в – расчетные акустические импульсы  $s_{ак}(t)$ , полученные после масштабирования; б, г – экспериментально полученные акустические импульсы. Визуальное сопоставление реальных сигналов дельфинов (белух) и полученных экспериментально акустических импульсов, излученных макетами ПВТ, показывает их вполне удовлетворительное соответствие даже для сравнительно сложно формируемой последовательности полупериодов одной полярности.

Оценка уровня излучения по результатам измерения полевых и импульсных характеристик исследуемых макетов показала способность обеспечения достаточно эффективной их работы с удельной мощностью излучения порядка  $1...2 \text{ Вт/см}^2$  (при использовании ПВТ) в диапазоне частот до 3 октав или с удельной мощностью излучения  $4...8 \text{ Вт/см}^2$  и более (при использовании стержневых ПФВ) в диапазоне частот до 2 октав.

ГАС, созданные на базе предложенных решений, могут быть использованы в станциях обна-

ружения различного назначения, в том числе для классификации объектов по характеру изменения их отражательной способности, в системах звукоподводной связи с повышенной информативностью и скрытностью, а также при разработке систем обучения и управления поведением китообразных.

Дальнейшие исследования по совершенствованию разрабатываемых принципов построения ПФВ и ПВТ, а также системы их возбуждения могут быть направлены, например, на повышение быстродействия БФС и уменьшение влияния каналов на работу друг друга, особенно при большой емкостной нагрузке; разработку альтернативных быстродействующих коммутирующих устройств, способных формировать заданные сложные импульсы возбуждения, например, перспективным направлением здесь может быть построение усилителей мощности на ключевых элементах и с использованием широтно-импульсной модуляции; разработку методики и критериев сравнения реальных сигналов китообразных и сформированных с помощью разрабатываемой ГАС. В этой связи целесообразна кооперация с профильными организациями, такими как ОАО «Концерн "Океанприбор"», ОАО «Концерн "МПО – Гидроприбор"» и ЗАО «НПЦ "Аквamarin"» (Санкт-Петербург), ОАО «ГНПП "Регион"» (Москва).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Родионов А. А. Учиться у дельфинов. URL: <http://www.den-za-dnem.ru/page.php?article=325> (Дата посещения 10.04.2016).
2. Иванов М. П., Степанов Б. Г. Исследование акустического биосенсора дельфина и возможности построения его технического аналога // *Фундаментальная и прикладная гидрофизика: сб. науч. тр.* СПб.: Наука, 2011. Т. 4, № 3. С. 108–122.
3. Степанов Б. Г. О возможности построения широкополосных стержневых пьезопреобразователей с фазированным возбуждением секций // *Акустический журн.* 2009. Т. 55, № 3. С. 407–414.

4. Пат. RU 2485715 С1. Н04R1/44 (2006.01). Способ возбуждения стержневого гидроакустического преобразователя / Б. Г. Степанов; опубл. 20.06.2013. Б. и. № 17.
5. Степанов Б. Г. Об экспериментальных исследованиях широкополосных стержневых преобразователей с фазированным возбуждением двух секций // *Тр. XII Всерос. конф. "Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики"*, Санкт-Петербург, 27–29 мая 2014 г. СПб.: Нестор-История, 2014. С. 444–448.
6. Пат. RU 1723972 С. МПК 5 Н04R1/44, Н04R17/00. Гидроакустический преобразователь / Д. Б. Дианов,

Б. Г. Степанов, В. Б. Малахов, В. Н. Душаткин, Ю. Л. Тиссенбаум; опублик. 15.12.1994.

7. Малахов В. Б., Степанов Б. Г. О построении высокоэффективных сверхширокополосных гидроакустических преобразователей // Тр. VI Междунар. конф. "Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики" (ГА 2002), Санкт-Петербург, 28–31 мая 2002 г. СПб.: ФГУП «ЦНИИ "Гидроприбор"», 2002. С. 288–292.

8. Степанов Б. Г. Широкополосный преобразователь волноводного типа // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2008. № 8. С. 39–50.

9. Пат. RU 2393644 С1. H04R1/44, H04R17/00 (2006.01). Гидроакустический преобразователь волноводного типа / Б. Г. Степанов; опублик. 27.06.2010. Б. и. № 18.

10. Пат. RU 2393645 С1. H04R1/44, H04R17/00 (2006.01). Широкополосный гидроакустический преобразователь / Б. Г. Степанов; опублик. 27.06.2010. Б. и. № 18.

11. Степанов Б. Г. Сверхширокополосный гидроакустический преобразователь волноводного типа. Задача синтеза // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. № 3. С. 87–96.

12. Степанов Б. Г. О возможности дополнительно увеличения рабочего диапазона частот гидроаку-

стического преобразователя волноводного типа и его работы в импульсном режиме. Задача синтеза // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. № 4. С. 71–80.

13. Степанов Б. Г. Об излучении одиночным преобразователем волноводного типа через его водозаполненные апертуры в полубесконечные пространства // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2015. № 4. С. 68–76.

14. Пестерев И. С., Степаненко Н. В., Степанов Б. Г. Разработка контрольно-измерительного стенда для автоматизированного измерения направленных и частотных характеристик гидроакустических антенн // Сб. докл. 67-й науч.-техн. конф. ППС СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Санкт-Петербург, 2014. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. С. 177–182.

15. Пестерев И. С., Степанов Б. Г. О расширении функциональных возможностей контрольно-измерительного стенда кафедры ЭУТ для автоматизации измерений частотных и направленных характеристик антенн // Сб. докл. 69-й науч.-техн. конф. ППС СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Санкт-Петербург, 2016. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 215–220.

B. G. Stepanov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Bionic acoustic systems and devices

*The biosensor echolocation system of cetaceans is briefly considered. The general schemes of construction and excitation of ultra-wideband antennas, composed of rod two-section transducers with phased excitation, and also transducers waveguide type using the management PC, are resulted. Possibility of reception of a pass-band of an order of 2–3 octaves and radiations of these models of echolocation and communication signals of dolphins and Beluga whales, and also - ultra-short acoustic impulses reconstructed on frequency in the specified band of frequencies is shown.*

Echolocation system of cetaceans, transducer of waveguide type, rod transducer with the phase excitation, short acoustic signal

Статья поступила в редакцию 16 марта 2016 г.



УДК 621.383.51

В. П. Афанасьев

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

Е. И. Теруков

Научно-технический центр тонкопленочных технологий  
при Физико-техническом институте им. А. Ф. Иоффе РАН

## Тонкие пленки аморфного гидрогенизированного кремния и солнечные модули на их основе

*Солнечная энергетика является одной из самых перспективных отраслей возобновляемой энергетики. В России массовое развитие солнечной энергетики связано с организацией запущенного в феврале 2015 г. на ООО "Хевел" производства тонкопленочных солнечных модулей на основе аморфного кремния, которое призвано создать полноценную высокотехнологичную отрасль солнечной энергетики как альтернативу традиционным источникам энергии. Для поддержки и развития этого производства при Физико-техническом институте им. А. Ф. Иоффе в 2012 г. начало функционировать ООО "Научно-технический центр тонкопленочных технологий", главная задача которого – улучшение основных параметров солнечных модулей на основе аморфного кремния в интересах ООО "Хевел".*

### **Солнечные модули, тонкопленочные технологии, аморфный кремний, гетеропереход, аморфный/монокристаллический кремний, подготовка кадров для солнечной энергетики**

Характерной особенностью деятельности человечества в начале XXI в. является быстрый рост энергопотребления. Одним из самых перспективных экологически чистых возобновляемых источников энергии следует признать солнечную энергетику, обеспечивающую прямое преобразование солнечной энергии в электрическую [1], [2]. За последние 20–30 лет темпы роста солнечной энергетики составляют в среднем примерно 25 %. Такой интенсивный рост обеспечивается как за счет расширения производства, так и за счет разработки новых структур и принципов работы фотоэлектрических преобразователей. Количество солнечной энергии, поступающей на Землю, превышает энергию всех мировых запасов нефти, газа, угля и других энергетических ресурсов, в том числе возобновляемых. По существующим оценкам, солнечной энергии, поступающей на Землю каждую минуту, достаточно для того, чтобы удовлетворить текущие потребности человечества в энергии в течение года. Сегодня в мире установлено 140 ГВт мощностей солнечной энергетики при ежегодных темпах

прироста 30...40 ГВт. Их основу составляют солнечные элементы (СЭ) на кристаллическом (41 %) и поликристаллическом (45 %) кремнии. Оставшуюся нишу занимают тонкопленочные СЭ на основе a-Si:H, CdTe и CuInSe.

За рубежом развитие фотоэнергетики (ФЭ) подкрепляется целевыми инвестициями, что обеспечило взрывной рост количества солнечных электростанций, который в последние 10 лет составил 40–70 % в год. Например, в странах Европы, США и Японии реализуется программа "Один миллион солнечных крыш" [3], включающая субсидии государства на установку солнечных модулей на крышах зданий общей мощностью до 3.5 кВт на одну семью и присоединение к электрической сети через инвертор и электрический счетчик.

Благодаря этому к 2014 г. производственные мощности промышленного изготовления СЭ превысили 40 ГВт в год, а цены на фотовольтаические модули за последние три года упали в 2–3 раза. Для того чтобы ФЭ могла вносить значимый вклад в обеспечение человечества энергией, необходимо решить две задачи: во-первых, нарас-

тить производство СЭ и довести ФЭ-системы до терраваттного уровня; во-вторых, снизить цену на электроэнергию, вырабатываемую солнечными станциями до приемлемого, конкурентоспособного уровня [4], [5]. С обеими задачами фотоэнергетика планомерно справляется.

Локомотивом солнечной энергетики являются СЭ из кристаллического кремния (с-Si). В настоящее время более 90 % всего объема производства полупроводниковой солнечной фотоэнергетики составляют плоскостные модули из кристаллического кремния. Прогноз показывает, что в среднесрочной перспективе альтернативы кремнию не будет.

В связи с бурным развитием СЭ цена на поликремний – основу для получения мульти- и монокремния – в 2006–2008 гг. возросла с 200 до 450 долл/кг. Ситуация на рынке привела к резкому повышению интереса к тонкопленочным технологиям на основе a-Si:H, CdTe и CuInSe. Именно в тот период было принято решение о строительстве в России завода по производству тонкопленочных СЭ на основе аморфного кремния (a-Si). Инициаторами проекта выступили РОСНАНО и ГК "Ренова". Строительство завода должно было способствовать зарождению в нашей стране новой высокотехнологичной отрасли экономики – солнечной энергетики.

Построенный "под ключ" на оборудовании и по технологии швейцарской фирмы "Орликон Солар" завод характеризовался следующими параметрами: объем производства порядка 130 мВт, КПД модуля – 8.9 %, себестоимость – около 0.7 долл/Вт.

В России массовое развитие солнечной энергетики связано с организацией производства тонкопленочных солнечных модулей на основе аморфного кремния на ООО "Хевел" (г. Новочебоксарск), запущенного в феврале 2015 г. Для совершенствования имеющихся технологий планировалось разработать трехкаскадный солнечный модуль, улучшить оптическое поглощение света, повысить качество активных слоев в каскадах и гетеропереходах. В результате ожидалось увеличение КПД модулей до 14–15 %.

Для поддержки данного производства акционерами было принято решение создать на базе Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе РАН ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике при ФТИ им. А. Ф. Иоффе". Открытие научно-технического центра (НТЦ) состоялось в феврале 2012 г. НТЦ размещается на территории института в Санкт-Петербурге, а завод находится в Новочебоксарске (респ. Чувашия). Учредителем НТЦ является ООО "Хевел".

Резкое снижение цен на кристаллический кремний с 300 до 20 долл/кг за последние пять лет привело к необходимости модернизации действующего производства ООО "Хевел" под новую конкурентоспособную продукцию на базе существующих технологических линий завода.

Решение, апробированное в НТЦ на технологическом оборудовании, идентичном имеющемуся на ООО "Хевел", состоит в использовании технологии изготовления СЭ на основе кристаллического кремния, базирующейся на формировании гетеропереходов a-Si:H/c-Si/a-Si:H [4]. В условиях НТЦ, близких к производству, КПД составил 21 %, что позволяет выпускать конкурентоспособную продукцию. Правительство РФ включило модернизацию ООО "Хевел" в список приоритетных задач.

В НТЦ установлена пилотная линия пятого поколения по изготовлению микроморфных тонкопленочных солнечных модулей. Технологическое и метрологическое оборудование позволяет практически полностью воспроизводить заводской процесс изготовления тонкопленочных солнечных модулей. Если на заводе реализована автоматизированная линия, где человек практически не участвует в процессе производства, то в НТЦ каждая операция выполняется отдельно на оборудовании, аналогичном заводскому. Поэтому все результаты по улучшению параметров модулей могут быть легко внедрены на заводе. Такая организация работы позволяет сократить сроки передачи инноваций, разработанных в НТЦ или в другом исследовательском центре, путем масштабирования результатов в условиях, максимально приближенных к производственным.

НТЦ был поддержан фондом "Сколково". В рамках гранта получено финансирование на приобретение современного лабораторного оборудования, позволяющего прорабатывать научные идеи и случаи получения положительного результата масштабировать их на оборудовании "Орликон Солар". НТЦ является центром коллективного пользования "Сколково" и предоставляет на льготных условиях резидентам "Сколково" свое оборудование для реализации их проектов.

Технологический процесс изготовления микроморфного тонкопленочного модуля начинается с мойки стекла размером  $1.1 \times 1.3 \text{ м}^2$ . Далее идут операции изготовления модуля: контроль качества мойки стекла, напыление контактов, лазерное скрайбирование (операция применяется трижды для формирования архитектуры солнечного

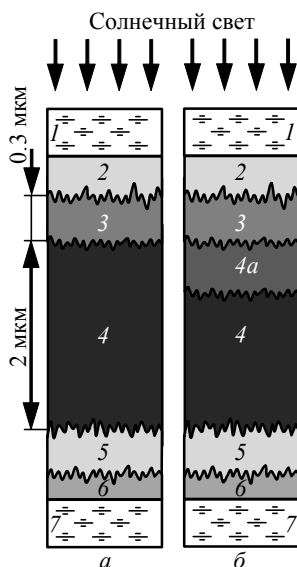


Рис. 1

модуля), напыление фотоактивных слоев, нанесение металлических контактов, ламинирование и измерение параметров готового модуля.

Технология получения пленок аморфного и микрокристаллического кремния реализуется в реакторе плазмохимическим осаждением из газовой фазы. Суть процесса заключается в разложении рабочего

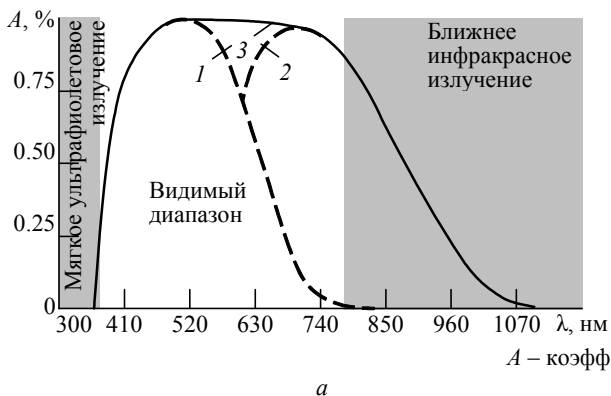
газа в плазме тлеющего разряда и осаждении тонкой пленки на стеклянной подложке. На рис. 1, а изображен двухкаскадный микро-морморфный модуль, состоящий из двух  $p-i-n$ -переходов на основе аморфного (а-Si:H) (3) и микрокристаллического гидрогенизированного (4) кремния ( $\mu c$ -Si:H). Подложкой для нанесения тонких пленок служит лицевое стекло (1), через которое при эксплуатации в модуль поступает солнечная энергия. На это стекло последовательно наносятся лицевой контакт ZnO (2), слой а-Si (3) и  $\mu c$ -Si:H (4). Тильный слой ZnO (5) не только обеспечивает съем электрической энергии, но также совместно с последующим слоем (6) служит оптическим отражателем и обеспечивает монолитную конструкцию модуля. Конструкция завершается тыльным стеклом (7), обеспечивающим герметизацию всего модуля. Такая конструкция позволяет более полно использовать солнечный спектр и превращать свет в электрическую энергию: поглощение коротковолновой части спектра обеспечивается в основном переходом на основе а-Si:H

(рис. 2, а, кривая 1), длинноволновой – переходом на основе  $\mu c$ -Si:H (рис. 2, а, кривая 2). Таким образом, спектральная характеристика модуля в целом (рис. 2, а, кривая 3) перекрывает весь видимый спектр и захватывает ближние участки ультрафиолетового и инфракрасного излучений. Переход к двухслойной конструкции позволил повысить КПД до 10 % при стартовом значении 9 %.

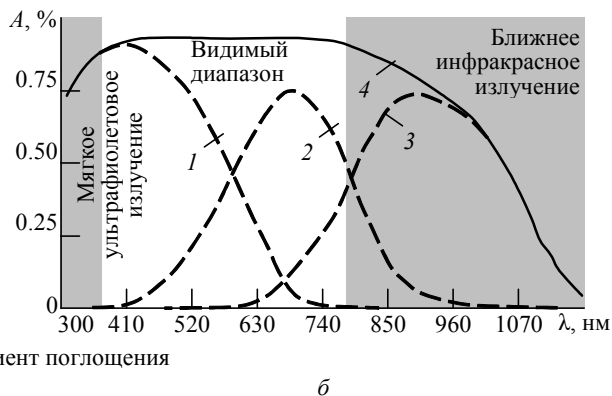
Основная задача производства – улучшение качества продукции (в рассматриваемом случае увеличение КПД модуля) и снижение ее себестоимости. Исходя из этого, была сформулирована "дорожная карта" и заключен ряд НИР и НИОКР с ООО "Хевел", направленных на решение этих задач.

Необходимо было усовершенствовать полученную от фирмы "Орликон Солар" технологию, а именно добиться улучшения качества активных слоев в гетерокаскадах и самих гетеропереходах, усовершенствования процессов оптического поглощения света в фотоактивных слоях модуля, уменьшения потерь света, связанных с отражением света от стекла, разработать антиотражающие покрытия и т. д. Целью было получить КПД модуля порядка 15 %. Основное увеличение КПД достигалось за счет добавления к двум каскадам третьего (рис. 1, б, 4а), выполненного из сплава аморфного кремния с германием (а-Si:Ge), который позволяет еще эффективнее использовать солнечный спектр. В таком модуле коротковолновая часть спектра воспринимается в основном слоем 3 (рис. 2, б, кривая 1), середина спектра – новым слоем 4а (кривая 2), а длинноволновая – слоем 4 (кривая 3). Общая спектральная характеристика модуля (кривая 4) показывает повышение эффективности преобразования световой энергии, которое должно достигать 17 %.

Рост мирового рынка фотовольтаники привел к снижению цены на поликристаллический кремний, что вызвало снижение интереса к тонкопленочным



а



б

Рис. 2

ночным технологиям, и весь мир начал заниматься производством солнечных модулей для большой энергетики на кристаллическом кремнии. Возникла дилемма: закрывать завод, в который вложено более 20 млрд р., или найти выход из этой ситуации. На этом этапе пригодились сделанные ранее научно-технические наработки Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе РАН.

Для решения указанной задачи было предложено использовать в технологии гетероструктурных фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) на монокристаллическом кремнии плазмохимические реакторы. Эти ФЭП занимают нишу высокоэффективных СЭ с КПД более 20 %, их рынок начал формироваться с 2012 г., с момента истечения срока патента фирмы "Sanyo" – единственного производителя этих модулей в мире. ООО "Хевел" располагает современными плазмохимическими установками KAI 1200, которые используются для нанесения пленок аморфного гидрогенизированного кремния и составляют 60 % стоимости завода. Реализация высокоэффективного, конкурентоспособного СЭ с использованием этого оборудования позволит модернизировать производство и вывести ООО "Хевел" на современный уровень. Поэтому было предложено использовать плазмохимические реакторы в технологии гетероструктурных высокоэффективных СЭ на монокристаллическом кремнии.

На рис. 3 схематически представлена конструкция гетероструктурного СЭ (б) и приведено его сравнение с классической конструкцией ФЭП на основе кристаллического кремния (а) и конструкцией тонкопленочного ФЭП (в). В этом случае в плазмохимический реактор помещается не стеклянная подложка, а кремниевые пластины, и на их поверхность методом плазмохимического

осаждения наносятся тонкие легированные слои аморфного гидрогенизированного кремния, формирующие на ней гетерокontakt. При этом типы легирования кристаллического кремния и аморфных слоев задают омический или барьерный контакт на гетероинтерфейсе.

Описанной структуры оказалось достаточно для получения модуля с эффективностью более 20 % на промышленном реакторе, что находится на уровне лучших мировых результатов в области технологии солнечных ФЭП на кристаллическом кремнии. Наряду с высокой эффективностью данный ФЭП обладает более низким температурным коэффициентом за счет более высокого барьера на интерфейсе по сравнению с классическим кремниевым  $p-n$ -переходом, полученным диффузией или имплантацией. Это значит, что при высоких температурах эксплуатации он эффективен не более, чем классический кристаллический модуль.

Предложенная модернизация обеспечивает высокий КПД модуля, низкотемпературный процесс формирования гетероперехода, оптимальные характеристики при его эксплуатации и цену на ФЭП, сравнимую с классической кремниевой технологией (таблица). Необходимо отметить, что если конечным продуктом тонкопленочной технологии был модуль, то при переходе на гетероструктурную технологию продуктом является не только модуль, но и ФЭП, из которых могут собираться модули на линиях сборки в месте локализации солнечных энергоустановок.

На рис. 4 представлена технология формирования гетероструктурных СЭ на основе кристаллического кремния. Подложка подвергается химической обработке с целью структурирования и очистки поверхности. Затем методом плазмохи-

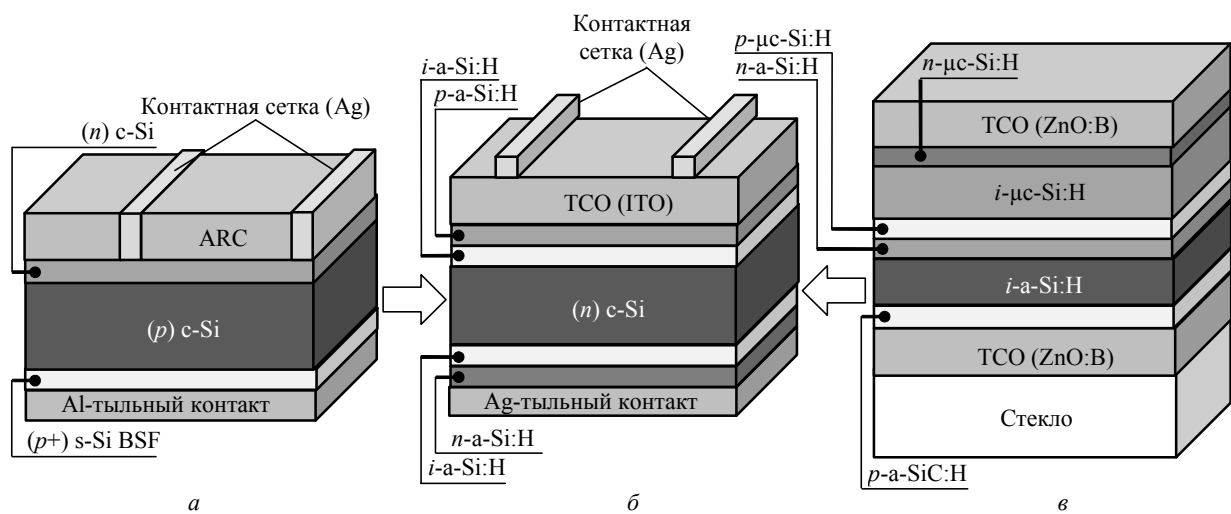
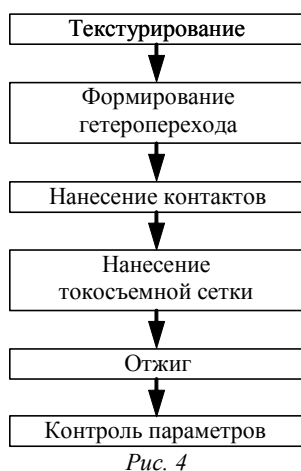


Рис. 3

| Основные характеристики                            | Тонкопленочные модули на основе a-Si/ $\mu$ c-Si (tandem) | Модули на основе гетероперехода a-Si/ c-Si (HIT) |
|----------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|
| Эффективность модуля, %                            | 9...11                                                    | 18...20                                          |
| Температурный коэффициент мощности, %/К            | 0.3                                                       | 0.3                                              |
| Световая деградация                                | Есть                                                      | Отсутствует                                      |
| Суммарная производительность линии "Хевел", МВт/г. | 86                                                        | 90...200                                         |
| Продукция завода                                   | Модули                                                    | Модули, ФЭП                                      |
| Доля на рынке, %                                   | 2...3                                                     | 1...2                                            |
| Себестоимость модуля, евро/Вт                      | 0.60...0.80                                               | 0.48...0.52                                      |



мического осаждения формируются омический и гетерокontakt, состоящие из нанослоев собственного и легированного аморфного кремния. Токосъем обеспечивается напылением на лицевую сторону прозрачного проводящего покрытия (ITO) и трафаретной печати серебряной контактной

сетки. Тылный контакт обеспечивается напылением слоев ITO и серебра. Технологический процесс состоит из семи операций, что выгодно отличает эту технологию от технологии IBC фирмы "Sun Power", позволяющей получать высокоэффективный, односторонний кристаллический ФЭП такой же эффективности, но с помощью 18 операций [6].

Понимание технологии и физики процессов, а также разработки ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН в

области физики аморфных полупроводников позволили в кратчайшие сроки добиться успеха. В течение года в ООО "Хевел" на промышленной установке была получена эффективность более 20 %, причем не в условиях лабораторного эксперимента, а в результате разработки в НТЦ технологического процесса, готового к передаче в производство.

Когда формируется новая отрасль промышленности, необходимо заниматься подготовкой кадров. С этой целью на базе кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов (КЭОП) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" в 2011 г. была открыта магистерская программа "Солнечная гетероструктурная фотоэнергетика". На протяжении пяти лет велась подготовка инженеров-технологов, метрологов и инженеров-исследователей. В 2013–2015 гг. состоялось три выпуска магистров по новой программе. Большинство выпускников защитили магистерские диссертации на "отлично", из них восемь человек получили дипломы с отличием, что свидетельствует о высокой степени мотивированно-

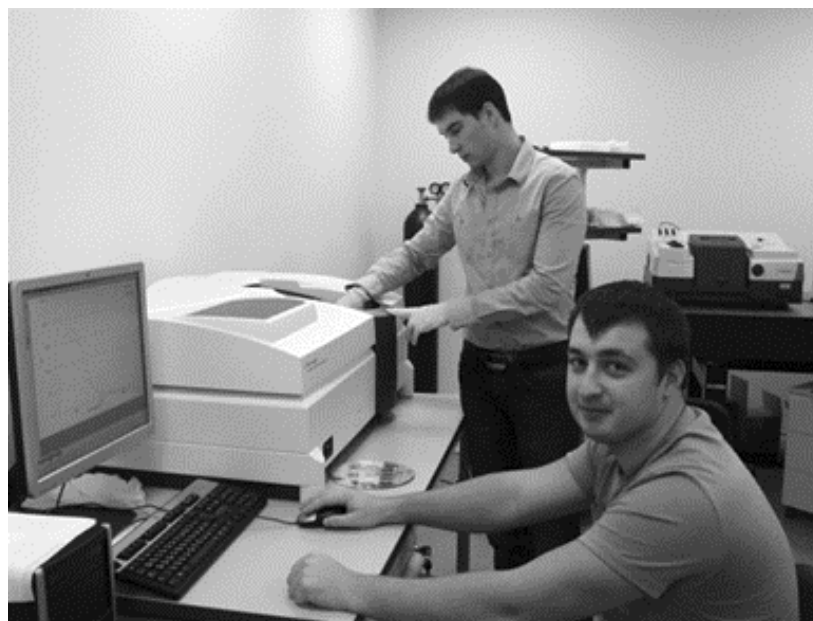


Рис. 5

сти обучающихся, основанной на тесной связи теоретического обучения с практической работой на оборудовании НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике. В настоящее время выпускники СПбГЭТУ "ЛЭТИ" успешно работают на заводе ООО "Хевел" в г. Новочебоксарске и в НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике при ФТИ им. А. Ф. Иоффе в Санкт-Петербурге (рис. 5).

Учитывая возросший объем работ в образовательной сфере, СПбГЭТУ и НТЦ в 2013 г. подписали соглашение о сотрудничестве, целью которого является обеспечение высокого качества профессиональной подготовки и переподготовки специалистов в области тонкопленочной солнечной энергетики и проведение совместных научных исследований. Соглашение существенно расширяет рамки взаимодействия вуза и НТЦ в образовательной, научно-исследовательской деятельности и в развитии инфраструктуры. Например, планируется организация Центра подготовки и переподготовки специалистов по направлению "Тонкопленочная солнечная энергетика" в СПбГЭТУ с развитой лабораторной базой. С этой целью в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" была запущена солнечная электростанция (рис. 6), на базе которой проводится цикл лабораторных работ по исследованию эффективности работы тонкопленочных солнечных модулей в условиях Санкт-Петербурга, открыта лаборатория солнечной гетероструктурной фотоэнергетики им. акад. Ж. И. Алферова (рис. 7).

Наряду с обучением студентов в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" ведется подготовка кадров высшей квалификации по солнечной энергетике. В 2014 г. доцент кафедры КЭОП А. С. Гудовских защитил докторскую диссертацию на тему "Границы раздела в гетероструктурных фотоэлектрических преобразователях солнечного излучения". Аспирантами кафедры КЭОП А. В. Семеновым и Д. Л. Ореховым в 2015 г. защищены кандидатские диссертации на темы "Технология тонкопленочных солнечных модулей большой площади на основе аморф-

ного и микрокристаллического кремния" и "Разработка технологии гетероструктурных солнечных элементов на кристаллическом кремнии с использованием промышленных реакторов плазмохимического осаждения", результаты которых внедрены в ООО "Хевел".

В октябре 2015 г. совет директоров РОСНАНО рассмотрел и поддержал новую стратегию компании "Хевел", которая заключается в технологической модернизации завода, увеличении его мощности и развитии направления по строительству и управлению солнечными электростанциями. Технологическая линия завода будет модернизирована под производство солнечных модулей с КПД не менее 20 %, что позволит увеличить годовой объем выпуска продукции на 60 %, до 160 МВт. Новая технология изготовления СЭ – HJT-технология (Heterojunction with Intrinsic Thin layer) базируется на формировании гетероперехода при помощи тонких пленок аморфного кремния (a-Si:H), нанесенных на поверхность пластины монокристаллического кремния (c-Si). СЭ, изготовленные по такой технологии, обладают всеми преимуществами классических СЭ на основе кристаллического кремния, включая высокую эффективность, достигающую на сегодняшний день 24.7 %, что соответствует уровню рекордных величин для монокристаллического кремния. В то же время такие СЭ могут быть полностью изготовлены при низких температурах. Неоспоримым преимуществом указанной технологии является достижение высокого КПД в условиях промышленного производства.

Дополнительными преимуществами этой технологии являются низкий, по сравнению с классическими СЭ на кремнии, температурный коэф-



Рис. 6



Рис. 7

фициент снижения мощности и низкотемпературный процесс формирования таких структур, что позволяет использовать более тонкие пластины c-Si и, следовательно, обеспечить более экономный расход материала, что невозможно при использовании высоких температур вследствие деформации пластин.

Таким образом, ключевым преимуществом новой технологии является создание СЭ с высоким КПД, низкой себестоимостью, высокой стабильностью характеристик.

Основным отличием СЭ, изготовленных по НИТ-технологии, от классических СЭ на кристаллическом кремнии является наличие собственного слоя аморфного кремния. Назначение этого слоя заключается в формировании гетероперехода и пассивация дефектов на поверхности c-Si-пластин [4], которая необходима для снижения рекомбинации неравновесных носителей через поверхностные состояния. Недостаточная пассивация поверхности c-Si-пластин приводит к снижению напряжения холостого хода, что влечет за собой снижение эффективности СЭ. Таким образом, качество пассивации поверхности c-Si-пластин является одним из наиболее критических параметров для создания высокоэффективных СЭ на основе НИТ-технологии. Оценку качества пассивации осуществляют измерением времени жизни неравновесных носителей заряда, значение которого для создания высокоэффективных СЭ должно быть более 1 мс [7].

В связи с переходом ООО "Хевел" на принципиально новую технологию изготовления СЭ встал вопрос не только о существенной модернизации производства, но и переподготовке специалистов, знающих новые технологии.

В связи с планируемым преобразованием тонкопленочного производства в линию гетероструктурных солнечных модулей на основе кристаллического кремния ООО "Хевел" и ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике при ФТИ им. А. Ф. Иоффе" обратились в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" с просьбой организовать при поддержке Фонда инфраструктурных и образовательных программ "РОСНАНО" подготовку и переподготовку персонала для перехода на новый вид продукции. Предлагается подготовить и реализовать образовательную программу профессиональной подготовки и переподготовки пилотной группы производственно-технического персонала в количестве 25 человек в области НИТ-технологии в объеме 300...500 ч.

Вследствие удаленности потенциального заказчика в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" внедряются дистанционные образовательные технологии. Применение электронного обучения обеспечивает возможность обучения или повышения квалификации непосредственно на рабочем месте без отрыва от производства. Наряду с этим в последние годы существенно расширился круг вузов, занимающихся подготовкой кадров по возобновляемым источникам энергии, вследствие чего возрос спрос на повышение квалификации преподавателей по этому направлению. В СПбГЭТУ "ЛЭТИ" разработан ряд дистанционных образовательных программ, таких как "Тонкопленочная солнечная гетероструктурная фотовольтаика" и "Технология и диагностика тонкопленочных солнечных модулей на основе кремния", предусматривающих следующие образовательные технологии:

- интерактивные дистанционные занятия;
- контрольные мероприятия;
- выполнение индивидуальных практических заданий;
- интерактивные виртуальные лабораторные работы с удаленным доступом к оборудованию;
- работа с электронными образовательными ресурсами;
- консультации.

Подготовлен и размещен на сайте Фонда инфраструктурных и образовательных программ в системе электронного обучения Blackboard электронный учебно-методический комплекс для подготовки специалистов для производства тонкопленочных солнечных модулей на основе пленок аморфного и микрокристаллического кремния. Регулярное общение преподавателей с инженерно-техническим персоналом в процессе повышения квалификации благотворно сказывается на уровне их подготовки, обеспечивает углубленное знание предмета.

Следующим шагом в развитии образовательных программ в области солнечной энергетики является подготовка англоязычной программы по солнечной гетероструктурной энергетике, которая предусматривает проведение всех видов занятий на английском языке. Планируется начать подготовку специалистов в англоязычной группе с 1 сентября 2016 г. Считаем, что знание терминологии и более свободное владение языком в профессиональной области позволит специалистам более оперативно знакомиться с последними разработками, которые, как правило, представлены в англоязычной литературе.

Таким образом, СПбГЭТУ "ЛЭТИ" совместно со своими стратегическими партнерами на комплексной основе совершенствует развитие образовательных программ подготовки и переподго-

товки специалистов для современного производства фотоэлектрических преобразователей и регулярно проводит их адаптацию с учетом новых разработок в области солнечной энергетики.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фортов В. Е., Попель О. С. Энергетика в современном мире. Долгопрудный: Издательский дом "Интеллект", 2011. 168 с.
2. Первый Международный форум "Возобновляемая энергетика: пути повышения энергетической и экономической эффективности" (REENFOR-2013). URL: <http://www.reenfor.org/> (дата обращения 06.05.2016).
3. <http://www.megawt.ru/17-programma-ssha-million-solnechnyh-krysh.html> (Дата обращения 29.05.2016.)
4. Гудовских А. С. Границы раздела в солнечных элементах на основе гетероструктур. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 159 с.

5. Tao C. S., Jiang J., Tao M. Natural Resource Limitations to Terawatt-Scale Solarcells // *Solar Energy Materials and Solar Cells*. 2011. Vol. 95. P. 3176–3180.

6. Solar cell efficiency tables / M. F. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, E. D. Dunlop // *Progress in Photovoltaics: Research and application*. 2014. Vol. 22. P. 701–710.

7. Sinton R. A., Cuevas A. Contactless Determination of Current-Voltage Characteristics and Minority-Carrier Lifetimes in Semiconductors from Quasi-Steady-State Photoconductance Data // *Appl. Phys. Lett.* 1996. Vol. 69, iss. 17. P. 2510–2512.

V. P. Afanasiev

*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

E. I. Terukov

*Scientific and Technical Center of Thin-Film Technologies at Ioffe Institute of RAS*

## Thin Films of Amorphous Hydrogenated Silicon and Solar Modules based on them

*Solar energy is one of the most promising sectors of renewable energy. In Russia the mass development of solar energy in connection with the organization launched in February 2015 at "Hevel" production of thin film solar modules based on amorphous silicon, which is intended to create a full-fledged high-tech industry of solar energy as an alternative to traditional energy sources. For support and development of this production open JSC "Scientific and technical center of thin film technology" begin operation at the Ioffe Institute of RAS in 2012, whose main task – improvement of the basic parameters of Solar modules based on amorphous silicon in the interests of "Hevel".*

Solar Modules, Thin Film Technologies, Amorphous Silicon, Monocrystal Silicon, Heterojunction, Training for Solar Energy

Статья поступила в редакцию 22 апреля 2016 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 18 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: aronov.tor@gmail.com

*Афанасьев Валентин Петрович*

Доктор технических наук (1997), профессор (1998), заведующий кафедрой квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – физика и технология тонких пленок; приемники и преобразователи оптического излучения, включая солнечные модули.

Тел.: 8 (812) 234-31-60.

E-mail: VPAfanasyev@mail.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 36 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

*Бессонов Виктор Борисович*

Кандидат технических наук (2014), инженер кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – физика рентгеновского излучения.

Тел.: 8 (812) 234-21-59.

E-mail: vbbessonov@yandex.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

*Грачев Сергей Владиславович*

Радиоинженер (1980, Ленинградский государственный электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина)), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 36 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: svgrach@mail.com

*Грязнов Артем Юрьевич*

Доктор технических наук (2010), профессор (2011) кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – физика рентгеновского излучения.

Тел.: 8 (812) 234-21-59.

E-mail: ay.gryaznov@yandex.ru

*Жамова Карина Константиновна*

Магистр (2011) по специальности "Электроника и микроэлектроника", ассистент кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – физика рентгеновского излучения.

Тел.: 8 (812) 234-21-59.

E-mail: KZhamova@gmail.com

*Задирако Дмитрий Олегович*

Инженер (2010) по специальности "Радиоэлектронные системы", аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов.

Тел.: +7 (921) 845-45-21.

E-mail: dozadirako@gmail.com

*Климентьев Вячеслав Петрович*

Магистр (2013) техники и технологии по направлению "Радиотехника", аспирант кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая связь; цифровая обработка сигналов.

Тел.: +7 (911) 260-13-42.

E-mail: vkladimentyev@gmail.com

*Козлов Дмитрий Сергеевич*

Магистр (2011) техники и технологии по направлению "Радиотехника", инженер кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – синтез антенных решеток; изучение нелинейностей в пассивных СВЧ-устройствах и материалах.  
Тел.: +7 (921) 979-47-64.  
E-mail: ds\_kozlov@list.ru

*Косов Владислав Олегович*

Студент 2-го курса магистратуры кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – физика рентгеновского излучения.  
Тел.: 8 (812) 234-21-59.  
E-mail: kldwe@mail.ru

*Красичков Александр Сергеевич*

Кандидат технических наук (2006), доцент (2012) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 100 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.  
Тел.: +7 (906) 265-74-79.  
E-mail: krass33@mail.ru

*Леонтьев Виктор Валентинович*

Доктор технических наук (2001), профессор (2003), пенсионер. Автор 147 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика; распространение и рассеяние радиоволн; морская радиолокация.  
Тел.: +7 (911) 241-39-76.  
E-mail: vvleontyev@mail.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). Автор девяти научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.  
Тел.: +7 (911) 287-55-41.  
E-mail: invers93@gmail.com

*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

*Малышев 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

*Манцетов Андрей Александрович*

Кандидат технических наук (1990), доцент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – телевизионные и видеотехнические системы специального назначения.  
Тел.: 8 (812) 346-47-84.  
E-mail: vm@eltech.ru

*Мартынов Михаил Игоревич*

Магистр (2015) электроники и наноэлектроники, аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – волновые процессы в активных колебательных системах на основе спин-волновых линий задержки.  
Тел.: +7 (951) 663-79-11.  
E-mail: nitrogeniumfirst@gmail.com

*Можжаева Екатерина Игоревна*

Бакалавр техники и телекоммуникаций (2015), студентка 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – микроволновая техника.  
Тел.: +7 (952) 275-02-52.  
E-mail: kolychka-kate@rambler.ru

*Мончак Александр Маратович*

Кандидат технических наук (1981), доцент (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – обработка и семантический анализ видеоинформации.  
Тел.: 8 (812) 346-47-84.  
E-mail: ammonchak@mail.ru

*Мотыко Александр Александрович*

Кандидат технических наук (2012), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

Тел.: +7 (905) 228-90-82.

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

*Никитин Алексей Александрович*

Магистр (2015) по направлению "Электроника и наноэлектроника", аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – мультиферроики на основе ферритовых и сегнетоэлектрических слоев; спиновые волны.

Тел.: +7 (921) 406-07-18.

E-mail: alexeynikitin1@gmail.com

*Никитин Андрей Александрович*

Кандидат физико-математических наук (2011), доцент (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – мультиферроидные материалы в СВЧ-электронике.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: and.a.nikitin@gmail.com

*Обухова Наталья Александровна*

Доктор технических наук (2009), профессор (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных и методических работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

Тел.: +7 (863) 278-13-85.

E-mail: natalia172419@yandex.ru

*Пименов Антон Андреевич*

Магистр техники и технологии (2014) по направлению "Радиотехника", аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – радиоэлектронные системы экологического мониторинга.

Тел.: +7 (931) 357-33-96.

E-mail: i7p9h9@gmail.com

*Подкопаев Борис Павлович*

Доктор технических наук (2011), профессор (2012) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического

университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – математическая теория систем; техническая диагностика и надежность систем радиолокации и радионавигации.

Тел.: 8 (812) 346-18-03.

E-mail: bpodkopaev@mail.ru

*Подымский Артур Алексеевич*

Начальник производства ЗАО "Светлана-Рентген". Автор десяти научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и изготовление источников рентгеновского излучения.

Тел.: 8 (812) 426-85-00.

E-mail: tech@svetlana-x-ray.ru

*Потрахов Николай Николаевич*

Доктор технических наук (2008), профессор (2009), заведующий кафедрой электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных работ. Сфера научных интересов – физика рентгеновского излучения.

Тел.: 8 (812) 234-13-91.

E-mail: nn@eltech-med.com

*Семенов Александр Анатольевич*

Кандидат физико-математических наук (2001), доцент (2003) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – технология мультиферроидных материалов для СВЧ-электроники.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: semalexander@gmail.com

*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 88 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов; цифровая связь.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: sandy@ieee.org

*Стенюков Николай Сергеевич*

Кандидат технических наук (1974), ведущий научный сотрудник АО «НИИ "Вектор"». Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиомониторинге.

Тел.: 8 (812) 591-74-04.

E-mail: nsten@mail.ru

*Степанов Борис Георгиевич*

Кандидат технических наук (1987), доцент (1996) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 90 научных работ. Сфера

научных интересов – разработка и исследование различных электроакустических преобразователей и систем с заданными направленными и частотными свойствами.

Тел.: 8 (812) 234-37-26.

E-mail: BGStepanov@mail.eltech.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

*Теруков Евгений Иванович*

Доктор технических наук (1993), старший научный сотрудник (1989), заведующий лабораторией ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН, профессор кафедры физики и современных технологий твердотельной электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 400 научных работ, 40 авторских свидетельств на изобретения и 12 патентов РФ. Сфера научных интересов – физика аморфных полупроводников и возобновляемая энергетика.

Тел.: 8 (812) 240-44-88.

E-mail: eug.terukov@mail.ioffe.ru

*Устинов Алексей Борисович*

Доктор физико-математических наук (2012), профессор (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные свойства колебаний и волн намагнитченности в ферромагнитных пленках и слоистых структурах на их основе; разработка СВЧ-микроэлектронных приборов.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: Ustinov\_rus@yahoo.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

*Файзуллина Дилара Наилевна*

Магистр (2013) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", аспирантка кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов, цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов.

Тел.: +7 (981) 811-28-69.

E-mail: dilara89@yandex.ru

*Шевченко Майя Евгеньевна*

Кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов; частотный радиомониторинг; цифровая обработка сигналов.

Тел.: 8 (812) 234-46-81.

E-mail: m\_e\_shevchenko@mail.ru

*Шмырин Михаил Сергеевич*

Радиоинженер (2005, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), начальник отдела АО «НИИ "Вектор"». Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – аппаратно-программные средства в радиомониторинге.

Тел.: 8 (812) 591-74-04.

E-mail: kotovski@list.ru

*Якшин Александр Сергеевич*

Инженер по специальности "Конструирование и технология радиоэлектронных средств" (1998, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – техническая диагностика динамических систем радиолокации и радионавигации.

Тел.: 8 (812) 449-48-08.

E-mail: yakshin\_as@mail.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.
5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).
6. 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](mailto:radioelectronic@yandex.ru)