



26-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

**4—10 сентября 2016 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 1

**Заказные и обзорные доклады,
Материалы 1-й Крымской школы для молодых ученых
«Фундаментальные проблемы современной радиоэлектроники»,
секция компании «Таркус»**

**Москва • Минск • Севастополь
2016**

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 16-07-20068
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи
(РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория,
Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
AWR — National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)
Keysight Technologies (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телеком-
C255 муникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября
2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. —
ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13).

Т. 1 : LIV, 170 [1—170], xv с. : ил. — ISBN 978-966-335-419-4.

В 1-й том включены материалы 16-ти докладов, которые были представлены на пленарных заседаниях, а также в рамках 1-й Крымской школы для молодых ученых и специалистов «Фундаментальные проблемы современной радиоэлектроники» и специальной секции компании «Таркус».

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-419-4 (т. 1)

© Оргкомитет КрыМиКо'2016
© КНТЦ им. Попова, 2016

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

акад. РАН Гуляев Ю. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия (почетный председатель)*
 акад. РАН Бугаев А. С., *МФТИ, Москва, Россия (почетный председатель)*

к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (председатель)*

проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*

проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь*

д. т. н. Борисов А. А., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*

д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*

к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*

проф. Гимпилевич Ю. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*

к. ф.-м. н. Глумова М. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*

Доценко В. В., *ЗАО НПФ «Микран», Томск, Россия*

проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*

д. ф.-м. н. Калошин В. А., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*

к. т. н. Кищинский А. А., *АО «Микроволновые системы», Москва, Россия*

к. ф.-м. н. Колесов В. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*

к. т. н. Кочемасов В. Н., *ООО «Радиокомп», Москва, Россия*

проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*

к. т. н. Михайлюк Ю. П., *СевГУ, Севастополь, Россия*

д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*

проф. Обуховец В. А., *ИТА ЮФУ, Таганрог, Россия*

к. т. н. Овчинникова Е. В., *МАИ (НИУ), Москва, Россия*

к. т. н. Редькина Е. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*

Ржевцева Н. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*

проф. Старостенко В. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*

Чечетин А. В., *НП ОАО «Фаза», Ростов-на-Дону, Россия*

АДМИНИСТРАТИВНАЯ ГРУППА

Байбарина Т. Г., *КНТЦ им. Попова*

Войченко В. Г., *КНТЦ им. Попова*

Грезина Н. С., *КНТЦ им. Попова*

Дурманов М. А., *СевГУ*

Иськив В. М., *СевГУ*

Канаки Н. Г., *СевГУ*

Свиридова Е. И., *КНТЦ им. Попова*

к. т. н. Сердюк И. В., *СевГУ*

к. т. н. Трушкин А. Н., *СевГУ*

Тыщук Ю. Н., *СевГУ*

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

- д. т. н., проф. Батура М. П., БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)
 д. т. н., проф. Шевцов В. А., НИУ «МАИ», Москва, Россия (сопредседатель)
 к. т. н. Карушкин Н. Ф., НИИ «Орион», Киев, Украина (сопредседатель)
 д. ф.-м. н., проф. Кураев А. А., БГУИР, Минск, Беларусь (зам. сопредседателя)
 д. т. н., проф. Гимпилевич Ю. Б., СевГУ, Севастополь, Россия (зам. сопредседателя)
 к. т. н. Ермолов П. П., СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)
- д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., БГУИР, Минск, Беларусь
 д. т. н. Алыбин В. Г., ОАО «Российские космические системы», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Афонин И. Л., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Белкин М. Е., МИРЭА, Москва, Россия
 д. т. н., Богатырёв Ю. В., НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск
 д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., НИИ «КрАО», Кацивели, Россия
 д. т. н., проф. Воскресенский Д. И., МАИ (ТУ), Москва, Россия
 к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия
 д. т. н., проф. Громов Д. В., ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Демченко А. И., Белорусский национальный технический ун-т, Минск
 к. т. н. Загорюлько Ю. А., ИСИ им. А. П. Ершова СО РАН, Новосибирск, Россия
 д. т. н., проф. Иванов В. Э., УрФУ, Екатеринбург, Россия
 prof. Ilcev S. D., Durban University of Technology, South Africa
 д. т. н., проф. Касьянов А. О., НИИ радиосвязи, Ростов-на-Дону, Россия
 к. т. н. Кишинский А. А., АО «Микроволновые системы», Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Магда И. И., ННЦ «ХФТИ», Харьков, Украина
 д. т. н., проф. Малютин Н. Д., ТУСУР, Томск, Россия
 д. т. н., проф. Манойлов В. Ф., ЖГТУ, Житомир, Украина
 д. т. н., проф. Нечаев Е. Е., МГТУГА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Обухов И. А., НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Пестриков В. М., СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия
 д. т. н., проф. Пестряков А. В., МТУСИ, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Плаксин С. В., ИТСТ «Трансмаг» НАН Украины, Днепропетровск
 к. т. н. Савочкин А. А., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Сазонов Д. М., НИУ «МЭИ», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Смольский С. М., МЭИ (ТУ), Москва, Россия
 д. т. н., проф. Совлуков А. С., Институт проблем управления РАН, Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Храмов А. Е., Саратовский государственный технический университет, Россия
 д. т. н., проф. Широков И. Б., СевГУ, Севастополь, Россия

Том 1

ЗАКАЗНЫЕ И ОБЗОРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1	ФИЗИЧЕСКИЕ ПОЛЯ И ИЗЛУЧЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА: НОВЫЕ НЕИНВАЗИВНЫЕ МЕТОДЫ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКИ Гуляев Ю. В.	1
INV.2	ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СВЧ КОМПОЗИТНЫЕ СТРУКТУРЫ В БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ Воскресенский Д. И., Волков А. П., Гринев А. Ю.	6
INV.3	ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ СВЧ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С.	18
INV.4	РАДИАЛЬНЫЙ КЛИСТРОН — ПЕРСПЕКТИВНЫЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЬ Галдецкий А. В.	32
INV.5	СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ГИРОТРОНОВ Запевалов В. Е.	см. Т. 13
INV.6	БЕСПРОВОДНЫЕ АКТИВНЫЕ И СЕНСОРНЫЕ СЕТИ НА ОСНОВЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Дмитриев А. С., Лазарев В. А., Мохсени Т. И., Попов М. Г.	36
INV.7	РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ КМОП БИС СОЗУ НА ОСНОВЕ КНИ СТРУКТУР Солодуха В. А., Шведов С. В., Бондаренко В. П., Чубенко Е. Б., Редько С. В., Клышко А. А.	48
INV.8	МЕТОДЫ И СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССАМИ СВЧ НАГРЕВА В НЕФТЯНОЙ ОТРАСЛИ Морозов Г. А., Анфиногентов В. И., Морозов О. Г., Насыбуллин А. Р., Самигуллин Р. Р., Смирнов С. В.	59
INV.9	КрыМиКо: ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ (к 25-летию конференции) Ермолов П. П.	70
INV.10	СВЕРХДИАПАЗОННЫЕ РУПОРНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ Калошин В. А., Нгуен К. З.	84

Материалы 1-й Крымской школы для молодых ученых и специалистов «Фундаментальные проблемы современной радиоэлектроники»

S.2	КВАНТОВЫЕ ПРИБОРЫ: ИСТОРИЯ, ПЕРСПЕКТИВЫ, ПРОБЛЕМЫ Обухов И. А.	96
S.3.1	ОБОБЩЕННЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И КВАНТОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ИСЧИСЛЕНИЯ. Часть 1. Обобщенные многопараметрические классические свертки, корреляции и время-частотные распределения Лабунец В. Г.	103
S.3.2	ОБОБЩЕННЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И КВАНТОВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ ИСЧИСЛЕНИЯ. Часть 2. Обобщенные многопараметрические квантовые свертки и корреляции Лабунец В. Г.	114

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

СЕКЦИЯ КОМПАНИИ «ТАРКУС»

T.1	МЕТОД ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПОВ «РАЗМНОЖЕНИЯ» И КЛАСТЕРИЗАЦИИ Булычев Ю. Г., Тертышников В. Б., Чепель Е. Н.	122
T.2	ОБНАРУЖЕНИЕ И РАЗРЕШЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО АППАРАТА МАСКИРОВОЧНО- ПЕРЕСТАНОВОЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ Булычев Ю. Г., Тертышников В. Б.	138
T.3	ПЕЛЕНГАЦИОННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ КООРДИНАТОМЕТРИЯ С УЧЕТОМ КРИВИЗНЫ ЗЕМЛИ И ЯВЛЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ Булычев Ю. Г., Мозоль А. А., Тертышников В. Б.	155
T.4	СОЗДАНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ И МЕТОДОВ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРИЕМНИКОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ Шукало Д. М.	165

ХРОНИКА, РЕКЛАМА

Памяти Владимира Владимировича Пустовойтенко	ii
К 75-летию профессора Манойлова Вячеслава Филипповича	iii
К 70-летию профессора Смольского Сергея Михайловича	v
К 60-летию Ильи Андреевича Обухова	viii
АО «Микроволновые системы»	ix
БГУИР	x
УрФУ	xi
НПП «ФАЗА»	xii
НПП «РАДИОКОМП»	xiii
Keysight Technologies	xiv
НПФ «МИКРАН»	xv

Том 2

СЕКЦИЯ 1/1: МОДУЛИ УСИЛЕНИЯ, ГЕНЕРАЦИИ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ СВЧ

1.1	МОДУЛИ МИКРОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ Иванов А. Г., Иванов М. А., Левашев В. Г., Васильев Е. П.	171
1.2	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ S-ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 300 Вт В НЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ Кишинский А. А., Суханов Д. А.	175
1.3	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ В ДИАПАЗОНЕ 2—4 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 35 Вт Зимин Р. А., Кишинский А. А., Суханов Д. А.	180
1.4	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ В КОРПУСАХ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА Маркинов Е. Г., Радченко А. В.	185

1.5	МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ И ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЕ СВЧ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА Петушков С. В., Белов Л. А.	190
1.6	ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА Е-ПНЕМТ ТРАНЗИСТОРАХ Крутов А. В., Ребров А. С.	197
1.7	ГЕНЕРАТОР СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ШУМОВЫХ СВЧ КОЛЕБАНИЙ Иванов В. П., Максимов Н. А., Панас А. И.	202
1.8	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ С-ДИАПАЗОНА Кишинский А. А., Поляков Г. Б., Радченко А. В.	209

СЕКЦИЯ 1/2: ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

1.9	РАЗРАБОТКА МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА И СМЕСИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 1—4,5 ГГц НА ОСНОВЕ SiGe ТЕХНОЛОГИИ Добуш И. М., Кокотов А. А., Шеерман Ф. И., Сальников А. С., Шевляков М. Л., Собянин Р. К., Бабак Л. И.	214
1.10	БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СВЧ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ДО 40 ГГц Крутов А. В., Ребров А. С.	221
1.11	ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ПОЛЕВОГО ЭЛЕКТРОДА НА МОЩНОСТНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ AlGaIn/GaN НЕМТ Торхов Н. А., Бабак Л. И., Кокотов А. А., Филимонова И. Д.	226
1.12	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ КМОП МИКРОСХЕМ И РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЛИНЕЙНОГО АТТЕНЮАТОРА СВЧ ДИАПАЗОНА Мухин И. И., Репин В. В., Дроздецкий М. Г., Алексеев Г. В.	233
1.13	СТРУКТУРНЫЙ МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МШУ Богатырев Е. А., Бычков М. С.	240
1.14	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЯЧЕЙКА ПРИЕМНИКА РАДИОСВЕТА Дмитриев А. С., Ицков В. В., Герасимов М. Ю.	см. Т. 13
1.15p	РАЗРАБОТКА МИКРОСБОРКИ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ Кутырева С. А., Черных О. А.	*
1.16p	МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МШУ Вьюгинов В. Н., Гудков А. Г., Зыбин А. А., Видякин С. И., Сидоров И. А.	247
1.17p	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ Бобрешов А. М., Жабин А. С., Степкин В. А., Усков Г. К.	255
1.18p	ТЕМПЕРАТУРА КАНАЛА И ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ 4-ВАТТНЫХ СВЧ AlGaIn/GaN НЕМТ Торхов Н. А., Семенов Э. В., Михалицкий М. М.	262
1.19p	GaAs mHEMT МИС МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ Ku-ДИАПАЗОНА Кондратенко А. В., Тепляков В. Д.	*

1.20p	РАСЧЁТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МЕТОДИКА СОГЛАСОВАНИЯ МОЩНОГО СВЧ ТРАНЗИСТОРА Пчелин В. А.	*
-------	--	---

СЕКЦИЯ 1а: МОДЕЛИРОВАНИЕ И АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И УСТРОЙСТВ

1a.1	ФИЗИКО-ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО ИНТЕГРИРОВАННОГО СВЧ-КОММУТАТОРА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ Коноплев Б. Г., Рындин Е. А.	268
1a.2	КОМПАКТНАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА С ВИСКЕРОМ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА Торхов Н. А., Бабак Л. И., Коколов А. А.	275
1a.4	МОДЕЛЬ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ Х-ДИАПАЗОНА ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ТРЕБОВАНИЙ К ВЗАИМОСОГЛАСОВАННОМУ КОМПЛЕКТУ СВЧ МИС Бердыев В. С., Зимин И. В., Митрофанов М. М.	282
1a.5	ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 200 ГГц Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Балабанов В. М., Смирнова Е. А.	289
1a.6	МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ДИАПАЗОНА 10—30 ГГц Ефремова Е. В.	296
1a.7p	НЕРАВНОМЕРНАЯ РАСЧЕТНАЯ СЕТКА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СУБМИКРОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР Килесса Г. В., Асанов Э. Э., Зуев С. А., Старостенко В. В.	303
1a.9p	РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА В СРЕДЕ РАЗРАБОТКИ «ICCAD» Косов Д. С.	*

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1	АВТОЭМИССИОННЫЕ УГЛЕРОДНЫЕ СТРУКТУРЫ С БОЛЬШИМ ТОКОМ ДЛЯ ТГц ЭЛЕКТРОНИКИ Давидович М. В., Бушуев Н. А., Яфаров Р. К.	309
2.2	О ВЛИЯНИИ ПОЛЯ НА КАТОДЕ НА ПУЧОК И РАЗОГРЕВ КОЛЛЕКТОРА НА ПРИМЕРЕ МОЩНОГО КЛИСТРОНА Духина Н. Г., Юнаков А. Н., Евсеев С. В.	316
2.3	АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРОВ, ОБРАЗОВАННЫХ МНОГОФОКУСНЫМ СФЕРИЧЕСКИМ И ПЛОСКИМ ЗЕРКАЛОМ ПРИ ДЛИНЕ ВОЛНЫ 1 мм Мясин Е. А., Соловьёв А. Н.	323
2.4	ДВУХКАСКАДНЫЕ ОРБОКЛИСТРОНЫ-УСИЛИТЕЛИ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Аксенчик А. В., Кураев А. А., Киринович И. Ф.	332
2.5	ПЛАНАРНАЯ ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА мм ДИАПАЗОНА — ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ Галдецкий А. В., Ракова Е. А.	339
2.6	КЛИСТРОННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР СОЛИТОНОПОДОБНЫХ ИМПУЛЬСОВ Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Шараевский Ю. П.	*

2.7	УСТОЙЧИВОСТЬ ОДНОМОДОВЫХ КОЛЕБАНИЙ В ГИРОТРОНАХ НА ГАРМОНИКАХ ГИРОЧАСТОТЫ С СИММЕТРИЧНЫМИ РАБОЧИМИ МОДАМИ Фокин А. П., Глявин М. Ю., Нусинович Г. С.	348
2.8p	РАЗРАБОТКА НЕПРЕРЫВНОГО 527 ГГц ГИРОТРОНА НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ Глявин М. Ю., Запечалов В. Е., Куфтин А. Н., Мануилов В. Н., Седов А. С., Цветков А. И.	355
2.9p	ГЕНЕРАТОР ШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Садовников С. А., Скороходов В. Н.	361
2.10p	ИССЛЕДОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНОГО ПИТАНИЯ ПРИБОРОВ СВЧ Ошкин И. В., Профе В. Б., Троцюк К. В., Гузов А. В., Копелович Е. А.	368
2.11p	ГИРОТРОНЫ С КОНУСООБРАЗНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ Колосов С. В., Батура М. П., Зайцева И. В.	373

Том 3

СЕКЦИЯ 3/1: СИСТЕМЫ, СЕТИ И СИГНАЛЫ РАДИОСВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.1	НЕЗАВИСИМАЯ РАБОТА БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ НА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ХАОТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ С ОБЩЕЙ ЗОНОЙ ОБСЛУЖИВАНИЯ Ефремова Е. В., Кузьмин Л. В.	380
3.2	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ АКТИВНАЯ РАДИОМЕТКА Попов М. Г.	387
3.3	ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ НА КАНАЛЬНОМ И ТРАНСПОРТНОМ УРОВНЯХ СЕТЕЙ 802.11n, ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В ИНФРАСТРУКТУРНОМ РЕЖИМЕ Чернега В. С.	394
3.4	ПРОГРАММА «ВЕКТОР-МИМО» ВЕРСИИ 2.0 МОДЕЛИРОВАНИЯ МИМО СИСТЕМЫ Дингес С. И., Пестряков А. В., Соловьев Д. А.	401
3.5	РАЗРАБОТКА КОНЦЕПЦИИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ ПОСРЕДСТВОМ НЕДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ Убайчин А. В., Алексеев Е. В., Жук Г. Г., Ташходжаев А. С., Данилов Д. Н., Абдирасул уулу Т.	406
3.6	ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СДВИГА НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ КВАДРАТУРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ Пестряков А. В., Поборчая Н. Е., Хасьянова Е. Р.	413
3.7	ОПТИМИЗАЦИЯ РАЗМЕЩЕНИЯ ПСЕВДОСПУТНИКОВ ГЛОНАСС ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОГО СУДНА НА ЭТАПЕ ПОСАДКИ Скрыпник О. Н., Арефьев Р. О., Арефьева Н. Г.	418

3.8p	МИНИМИЗАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ ПОДОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	425
3.9p	КОМПЕНСАЦИЯ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ НА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСАХ Кузьмин Л. В., Лазарев В. А.	*
3.10p	МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ В ЗДАНИЯХ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ Малый С. В., Орлова А. С.	см. т. 13
3.11p	ПРОБЛЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДОВЕРИЯ К ДАННЫМ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ ОНТОЛОГИЙ Серый А. С.	430
3.12p	ОЦЕНКА ОБЪЕМНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ПРОНИКАЮЩИХ В ПОМЕЩЕНИЕ СИГНАЛОВ WLAN Панычев А. И., Ваганова А. А.	437
3.13p	АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	444
3.14p	ИССЛЕДОВАНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ ДИНАМИКИ КОНТУРА ФАПЧ Геложе Ю. А., Клименко П. П., Максимов А. В.	449
3.15p	ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫМ МОРСКИМ СУДНОМ Афонин И. Л., Иськив В. М., Михайлюк Ю. П., Редькина Е. А., Тянь Н. Г., Щекатурич А. А.	456

СЕКЦИЯ 3/2: ОБОРУДОВАНИЕ СИСТЕМ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.15	ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФЕРРИТОВОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МОДУЛЯТОРА В РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ Гулько В. Л., Мещеряков А. А.	462
3.16	ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СВЧ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ Демьяненко А. В., Семерник И. В., Иваненко Д. И.	468
3.17	СНИЖЕНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ В АНАЛОГОВЫХ КОМПЛЕКСНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ Гребенко Ю. А., Поляк Р. И., Филатов В. А.	475
3.18	ДВУХБЛОЧНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА МЕТОДАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ОБУЧЕНИЯ Аверина Л. И., Лавлинский С. С., Малев А. С.	482
3.19	ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОНАСС/GPS Корнилов И. Н.	489

3.20p	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕКТОРНОЙ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ ДЛЯ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ Балзовский Е. В., Шипилов С. Э., Якубов В. П.	495
3.21p	ФАЗОВЫЙ ПЕЛЕНГАТОР С ОДНОКАНАЛЬНЫМ КОММУТИРУЕМЫМ ПРИЕМНИКОМ Мухомор К. Е., Денисов В. П.	*
3.22p	РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСНЫХ SC-УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА В СОВРЕМЕННЫХ СВЧ ПРИЕМНИКАХ Торопчин Д. С., Богатырев Е. А.	502
3.23p	ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ТЕХНОЛОГИЕЙ МИМО Махьюб Х. Е. А., Кисель Н. Н., Грищенко С. Г.	509
3.24p	ВЛИЯНИЕ ИСКАЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ КВАДРАТУРНОГО ПРИЕМНИКА НА ЕГО ОБНАРУЖЕНИЕ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ Нахмансон Г. С., Козлов С. В.	516
3.25p	ДООСНАЩЕНИЕ КОМПЛЕКСОВ С БЛА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРОЙ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС ГЛОНАСС/GPS С РЕАЛИЗАЦИЕЙ РЕЖИМА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ Пьянников А. А., Извольский А. В.	523
3.26p	ДООСНАЩЕНИЕ КОМПЛЕКСОВ С БЛА ОТЕЧЕСТВЕННЫМ МОБИЛЬНЫМ ТЕРМИНАЛОМ ПРИЕМА ИНФОРМАЦИИ. ОБЗОР ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИЗДЕЛИЯ Извольский А. В., Пьянников А. А.	528
3.27p	КОМПЛЕКСНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА Гребенко Ю. А., Филатов В. А., Смольский С. М.	533
3.28p	ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ МЕТОДОМ АВТОКОМПЕСАЦИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ И НАВИГАЦИИ Куприц В. Ю., Лундяк Т. С., Светличный Ю. А., Скоторенко И. В., Дегтярев П. А.	540
3.29p	ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СВЧ ПЕРЕДАТЧИК Кутырева С. А., Черных О. А.	*
3.30p	IMPLEMENTATION OF ORBIT CONSTELLATIONS FOR SATELLITE DISTRESS AND SAFETY SYSTEMS (SDSS) OF COSPAS-SARSAT NETWORK Ilcev St. D.	545
3.31p	GLOBAL SATELLITE AUGMENTATION SYSTEM (GSAS) IN FUNCTION OF MOBILE COMMUNICATION, NAVIGATION AND SURVEILLANCE (CNS) Ilcev St. D.	553

Том 4

СЕКЦИЯ 3а/1: ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПЛАНИРОВАНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

3а.1	РАЗРАБОТКА ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АЛГОРИТМА СРАВНЕНИЯ ЧИСЕЛ В ТРЕХМОДУЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ С МОДУЛЯМИ СПЕЦИАЛЬНОГО ВИДА Червяков Н. И., Бабенко М. Г., Кучеров Н. Н., Гарянина А. И., Гудиева Н. Г. *	
3а.2	ВЫЧИСЛЕНИЕ ДРОБНОЙ ПРОИЗВОДНОЙ С ПОМОЩЬЮ LOG-АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОРЯДКА МАЛОСТИ Трофимов С. П., Иванов А. В.	561
3а.3	ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБЪЕКТНО- ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Спиричева Н. Р.	568
3а.4	ПРЕДЕЛЬНАЯ СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ Дегтярев А. Н., Афонин И. Л.	575
3а.5р	ПРОБЛЕМЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СКРЫТНОСТИ, ИМИТОСТОЙКОСТИ, КРИПТОУСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССОВ АДРЕСАЦИИ СЕТЕВОГО УРОВНЯ МОДЕЛИ OSI/ISO ОТКРЫТЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СПД Сныткин И. И., Енин Н. Н.	583
3а.6р	НОВЫЙ МЕТОД ЭФФЕКТИВНОЙ СКРЫТНОЙ ИМИТОСТОЙКОЙ КРИПТОУСТОЙЧИВОЙ АДРЕСАЦИИ И ФОРМИРОВАНИЯ АДРЕСНОГО ПОЛЯ ДЛЯ 3-го (СЕТЕВОГО) УРОВНЯ МОДЕЛИ OSI/ISO ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СПД Сныткин И. И., Енин Н. Н.	588
3а.7р	ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АНСАМБЛЕВОЙ ЭМПИРИЧЕСКОЙ МОДОВОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЕМ АЛГОРИТМА Сафиуллин Н. Т.	593
3а.8р	ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОММУНИКАЦИОННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЕТИ И ЕЕ УЗЛОВ Зверева О. М., Берг Д. Б. *	
3а.9р	ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ Поршнев С. В., Корелин И. А., Якоб Д. А.	600
3а.10р	КОГЕРЕНТНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФРАГМЕНТОВ ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА ДЛЯ СЛУЧАЯ МНОГОСИМВОЛЬНОГО АЛФАВИТА Мохсени Т. И., Кикот А. М.	609
3а.11р	МОДИФИКАЦИЯ ПРИБЛИЖЕННОГО МЕТОДА ПЕРЕВОДА ЧИСЕЛ ИЗ СИСТЕМЫ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ В ДВОИЧНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ Червяков Н. И., Бабенко М. Г., Дерябин М. А., Гарянина А. И. *	
3а.12р	УСЛОВИЯ СОХРАНЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНОСТИ ЭКВИДИСТАНТНО СМЕЩЕННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ НОРМИРОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н.	616

3а.13р	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА РАСЧЕТА КИНЕМАТИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ НА НИЗКОСКОРОСТНЫХ ПРОЦЕССОРАХ Кульков Я. Ю. *	
3а.14р	ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ Дегтярев А. Н., Афонин И. Л.	623

СЕКЦИЯ 3а/2: УПРАВЛЕНИЕ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ И ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

3а.15	ХАРАКТЕРИСТИКА «КАЧЕСТВО ОБСЛУЖИВАНИЯ» СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ НА ХАОТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ Кузьмин Л. В., Лазарев В. А., Рыжов А. И.	630
3а.16	КОНТРОЛЛЕР ДОСТУПА БЕСПРОВОДНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ С ДИНАМИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЕМЫМ ПРИОРИТЕТОМ Самойленко А. П., Панычев А. И., Панычев С. А.	637
3а.17	ПРОТОКОЛ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ Андреев Ю. В., Лазарев В. А.	644
3а.18	ТРЕХМЕРНЫЙ МОБИЛЬНЫЙ МИМО КАНАЛ СВЯЗИ Ксендзов А. В.	651
3а.19	МЕТОД НЕОРТАГОНАЛЬНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА Крюков Я. В., Демидов А. Я., Покаместов Д. А.	658
3а.20	О ВЫБОРЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ СХЕМ РАЗДЕЛЕНИЯ СЕКРЕТА, ПОСТРОЕННЫХ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ Червяко Н. И., Бабенко М. Г., Шабалина М. Н., Мурга Д. А., Гарянина А. И. *	
3а.21р	АДАПТИВНОЕ КАНАЛЬНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ Волчков В. П., Санников В. Г.	665
3а.22р	ПРОГРАММНО ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ СЕТИ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ИНТЕГРИРОВАННЫМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯМИ В КОНФЛИКТНЫХ УСЛОВИЯХ Голуб Б. В., Лыков Н. Ю., Максимов Р. В. *	
3а.23р	МОБИЛЬНАЯ СИСТЕМА СБОРА И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ ЭКОЛОГО-МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ГОРОДСКОЙ СРЕДЫ Кириллов И. Н., Булкин В. В.	672
3а.24р	АНАЛИЗ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЦЕПИ ПОСТАВОК ПРЕДПРИЯТИЯ МЕТОДАМИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ Филонов С. Д.	679
3а.25р	СПУТНИКОВЫЙ ФОТОРЕГИСТРАТОР «ГОНЕЦ» Безгин А. А., Лунев Е. Г.	686
3а.26р	МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП С РАЗРЕЖЕННЫМ КОДОМ Покаместов Д. А., Демидов А. Я., Крюков Я. В.	693
3а.27р	ВЛИЯНИЕ НЕПОТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА КРОССКОРРЕЛЯЦИОННУЮ ФУНКЦИЮ ВРСК-СИГНАЛОВ Цветков В. К., Шеремет А. Ю., Лялин К. С., Мелёшин Ю. М.	700

3a.28p	СТРУКТУРА ПРОЦЕССА ПРОЕКТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ СБОРА И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДАТЧИКОВ Клевцова А. Б.	707
3a.29p	РАЗРАБОТКА ТЕХНИЧЕСКОГО РЕШЕНИЯ СИСТЕМЫ «УМНАЯ ПАРКОВКА» Папуловская Н. В.	714
3a.30p	РАЗРАБОТКА НАДЕЖНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ НА БАЗЕ КОДОВ ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В МНОГОУРОВНЕВОЙ СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ Червяков Н. И., Бабенко М. Г., Черных А. Н., Мурга Д. А., Гарянина А. И.	*

СЕКЦИЯ 3a/3: МУЛЬТИАГЕНТНЫЕ СИСТЕМЫ И ЭВОЛЮЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

3a.31	МУЛЬТИАГЕНТНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ВЫПУСКА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОЙ ПРОДУКЦИИ Аксенов К. А.	721
3a.32	РАЗРАБОТКА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ И ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ Аксенов К. А., Попов М. В.	728
3a.33	ПРИМЕНЕНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО CASE-СРЕДСТВА BPsim.SD ПРИ РАЗРАБОТКЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ВЫПУСКА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОЙ ПРОДУКЦИИ Спицина И. А., Аксенова О. П.	735
3a.34	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ЭВОЛЮЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ЗАДАЧ НА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОМ ПРЕДПРИЯТИИ Ростунцев С. Д., Антонова А. С.	742
3a.35	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИСТЕМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО ПРОИЗВОДСТВА НА ПРИМЕРЕ СИСТЕМ RAO-studio, RepastPy, Simio, BPsim.MAS Ростунцева А. Г., Ростунцев С. Д.	749
3a.36p	РАЗРАБОТКА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СРЕДСТВ МОНИТОРИНГА СТАБИЛЬНОСТИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ И ДИАГНОСТИКИ ОТКЛОНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЕДИНИЦ ПРОДУКЦИИ Аксенов К. А., Медведев С. Н., Антонова А. С.	756
3a.37p	ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ПРОЦЕССА И СТРАТЕГИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАКАЗОВ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО ПРЕДПРИЯТИЯ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АЛГОРИТМОВ ПЕРЕЦЕХОВКИ Кондратьев А. С., Медведев С. Н., Аксенова О. П.	763
3a.38p	РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СРЕДЫ JADE Аксенова О. П., Рудь А. И., Рудь С. И.	770
3a.39p	МНОГОМЕРНЫЕ КЛЕТОЧНЫЕ АВТОМАТЫ НА ОСНОВЕ МНОГОЗНАЧНОЙ, НЕЧЕТКОЙ И КВАНТОВОЙ ЛОГИКИ Мясников Ф. С., Лабунец В. Г.	*

3a.40p	ПРИМЕНЕНИЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ЗАДАЧАХ ПЛАНИРОВАНИЯ И ДИАГНОСТИКИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ СТРОИТЕЛЬНОГО ХОЛДИНГА Аксенова О. П., Киселева М. В., Ван Кай	776
3a.41p	АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ЛЕЧЕБНО-ЭВАКУАЦИОННЫХ МЕРОПРИЯТИЙ И РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ Шеклеин А. А., Ситников И. О.	783
3a.42p	РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОГО АЛГОРИТМА ЭВОЛЮЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ЗАДАЧ НА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОМ ПРЕДПРИЯТИИ Ростунцев С. Д., Ростунцева А. Г.	*

СЕКЦИЯ 3a/4: УПРАВЛЕНИЕ ЗНАНИЯМИ И ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

3a.43	МОДЕЛЬ ОТСЛЕЖИВАНИЯ БЫСТРЫХ ИЗМЕНЕНИЙ ПАРАМЕТРА СИСТЕМЫ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ Клевцов С. И.	790
3a.44	РАЗРАБОТКА ОБЛАЧНОГО СЕРВИСА АНАЛИЗА ПРИМЕНЕНИЯ СХЕМ МЕДИКАМЕНТОЗНОЙ ТЕРАПИИ ПО ТЕХНОЛОГИИ IASaaS Шалфеева Е. А., Новеселов А. С., Патюков Н. И.	797
3a.45	СБОР ИНФОРМАЦИИ О НАУЧНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ИЗ СЕТИ ИНТЕРНЕТ НА ОСНОВЕ ОНТОЛОГИИ ОБЛАСТИ ЗНАНИЙ Загорюлько Ю. А., Ахмадеева И. Р.	804
3a.46	АНАЛИЗ ПРИЗНАКОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ ПРЕДСКАЗАНИЯ ПОПУЛЯРНОСТИ ОНЛАЙН НОВОСТЕЙ В СОЦИАЛЬНЫХ СЕТЯХ Бобков В. В., Овечкина Е. В., Бобкова А. О.	811
3a.47	МОДЕЛЬ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА АВТОИНФОРМАТОРА Дружинина Н. Г., Трофимов С. П., Трофимова О. Г.	818
3a.48p	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ Скаковская А. Н., Моисеев Д. В., Анисимова М. В.	825
3a.49p	РАЗРАБОТКА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПЛАНИРОВАНИЯ РАЗВОЗА ТОПЛИВА Аксенов К. А., Зыкина М. В., Неволина А. Л., Айвазян А. Л.	831
3a.50p	ИМПУЛЬСНЫЕ НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МОДЕЛИ ДЛЯ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ Бондарев В. Н.	838
3a.51p	ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ОНТОЛОГИИ ДЛЯ ТЕМАТИЧЕСКИХ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ НАУЧНЫХ ИНТЕРНЕТ-РЕСУРСОВ Загорюлько Ю. А., Загорюлько Г. Б., Боровикова О. И.	845
3a.52p	РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ЭКСПЕРТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО НАУЧНОГО ИНТЕРНЕТ-РЕСУРСА ПО ПОДДЕРЖКЕ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ Загорюлько Г. Б.	852
3a.53p	РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ИНТЕГРАЦИИ ГЕТЕРОГЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ СОВРЕМЕННОГО ПРОМЫШЛЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ Сысолетин Е. Г.	859

3а.54р	ПРОТОТИП ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА	
	Тарасьев А. А., Берая Л. К., Васильев Н. А., Гасников А. А., Климов В. А., Шульпин А. А.	866

Том 5

СЕКЦИЯ 4/1: ЦИФРОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ. ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

4.1	ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА СВЕРХНАПРАВЛЕННОСТИ В ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ	
	Касьянов А. О., Попов Ю. Г.	873
4.2	АНТЕННА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ДЛЯ RFID-СИСТЕМ	
	Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А.	880
4.3	КОММУТИРУЕМАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ГЕОРАДАРА	
	Балзовский Е. В., Буянов Ю. И.	885
4.4	СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЗОНОЙ ПОДАВЛЕНИЯ	
	Куприц В. Ю., Александров А. В.	892
4.5	АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	
	Фам Ван Винь	896
4.6р	ОДИН ИЗ ВАРИАНТОВ ДВУХЧАСТОТНОЙ АНТЕННЫ	
	Кирпанев А. В., Кузьмин А. А., Моряков С. Н.	902
4.7р	«LOWCOST» АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ	
	Обуховец В. А.	907
4.8р	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ДИПОЛЬНАЯ ПРИЕМНАЯ АНТЕННА 0,15—2 ГГц	
	Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И., Некрасов Э. С.	912
4.9р	КОЛЬЦЕВАЯ ЦИФРОВАЯ СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ	
	Аверина Л. И., Шапошникова Ж. В.	919
4.10р	ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СФОКУСИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ, МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ И ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ	
	Веденькин Д. А.	926
4.11р	ПРЕДПРОЦЕССОРНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С НЕКОРРЕКТНЫМ ФАЗОВЫМ СДВИГОМ В ДАТЧИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯ	
	Гусев С. И., Спиркина О. В.	934
4.12р	ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ДЕРЕВА КЕЙЛИ	
	Киценька А. В., Нудьга А. А.	941
4.13р	ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ КОЛЬЦЕВОЙ СТРУКТУРЫ	
	Киценька А. В., Нудьга А. А.	947
4.14р	ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ТРЕУГОЛЬНИКА СЕРПИНСКОГО	
	Киценька А. В.	952

СЕКЦИЯ 4/2: МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

4.15	АКТИВНАЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА Широков И. Б., Устименко Е. А., Галайба А. С.	958
4.16	ШИРОКОПОЛОСНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г.	965
4.17	ШИРОКОПОЛОСНАЯ ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА Х-ДИАПАЗОНА Антипов С. А., Пастернак Ю. Г., Разинкин К. А., Чугуевский В. И.	971
4.18	СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК Евсеев Д. А., Ильин Е. В., Цитович А. А.	976
4.19	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ С НЕОДНОРОДНОЙ ПОДЛОЖКОЙ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛА Кисель Н. Н., Черемисов В. А., Дерачиц Д. С.	983
4.20p	ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С РАСШИРЕННОЙ ДИАГРАММОЙ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ Обуховец В. А.	990
4.21p	УМЕНЬШЕНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ВВЕДЕНИЕМ РЕЗОНАНСНОЙ СТРУКТУРЫ Люлюкин К. В., Литун В. И., Митрохин В. Н., Голубцов М. Е.	995
4.22p	ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ Безгин А. А., Савочкин А. А.	1002
4.23p	ВЛИЯНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ СРЕД С МЕТАМАТЕРИАЛАМИ НА СВОЙСТВА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ Чебышев В. В., Ястребцова О. И.	1009
4.24p	ОГРАНИЧЕНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН ПУТЕМ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН МНОГОСЛОЙНЫХ ПОДЛОЖЕК Ястребцова О. И.	1016
4.25p	НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СПУТНИКОВА АНТЕННАЯ СИСТЕМА ОВЧ ДИАПАЗОНА Измайлов А. А., Волков А. П.	1023
4.26p	МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ Летавин Д. А., Сычуглов С. Г.	1030
4.27p	АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩИХ ВОЛН НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ ВОЛНОВОДОВ Абдуллин Р. Р.	1037
4.28p	МОДЕЛЬ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ Хаванова М. А., Никитин А. О., Петров Р. В., Бичурин М. И.	1044
4.29p	АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩИХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ВОЛНОВОДОВ С МНОГОСЛОЙНЫМ УКРЫТИЕМ Абдуллин Р. Р.	*

СЕКЦИЯ 4/3: БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ И КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

4.30	ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НАНО- И МИКРО-КЛАССОВ Генералов А. Г., Гаджиев Э. В., Постоюк Н. И., Русский А. Б., Туманов М. В.	1051
4.31	ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В.	1058
4.32	ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ СИНТЕЗ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕШЕТОК Обуховец В. А.	1065
4.33	СОГЛАСОВАННЫЕ ПЛОСКИЕ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В. Б.	1072
4.34	ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ОПТИМИЗАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ Львович И. Я., Львович Я. Е., Преображенский А. П., Чопоров О. Н., Нечаева А. И.	1079
4.35	ЛИНЕЙКА АНТЕНН ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Антонов Ю. Г., Балландович С. В., Костиков Г. А., Любина Л. М., Сугак М. И., Терентьева П. В.	1086
4.36p	СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЛОСКИХ ЗОНИРОВАННЫХ ЛИНЗ И ЛИНЗ ФРЕНЕЛЯ Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В. Б.	1093
4.37p	ЦИЛИНДРИЧЕСКИЙ ПРОВОДНИК В ИЗОТРОПНОЙ ПЛАЗМЕ Малахов В. А., Раевский А. С., Раевский С. Б.	1100
4.38p	МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ: Е-ПОЛЯРИЗАЦИЯ Хашимов А. Б., Салихов Р. Р.	1107
4.39p	АНТЕННА С УЗКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ Букрин И. В., Гусев А. В., Иванов В. Э., Менщиков Г. П.	1114
4.40p	СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛАЗМЕННОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ Андреев С. Е., Богачев Н. Н., Богданкевич И. Л., Гусейн-заде Н. Г.	*
4.41p	АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДВУХКАНАЛЬНОГО КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА Жданов Б. В., Войтович Н. И.	1120
4.42p	ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ НА РАДИАЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ Пастернак Ю. Г., Чугуевский В. И.	1127
4.43p	ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОФИЛЯ СОГЛАСУЮЩИХ РЕБЕР ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ Куроптев П. Д., Левяков В. В., Фатеев А. В.	1134
4.44p	ЛИНЕЙНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ КУРСОВОЙ И ГЛИССАДНОЙ АНТЕНН РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ Сучков А. В.	*

СЕКЦИЯ 4/4: АНТЕННЫ, АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ИХ ТЕХНОЛОГИИ

4.45	СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХЧАСТОТНОЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ФАР С ДН СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А.	1141
4.46	ХАРАКТЕРИСТИКИ РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Добычина Е. М., Снастин М. В., Обухов А. Е.	1147
4.47	МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ИЗ ДВУХМОДОВЫХ ШИРОПОЛОСНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ВИВАЛЬДИ Редькина Е. А., Ивашина М. В., Мааскант Р.	1153
4.48	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДИОГЕОЛОГИЧЕСКОГО МЕТОДА КОНТРОЛЯ ПРОФИЛЕЙ ОТРАЖАТЕЛЕЙ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН Митрохин В. Н., Можаров Э. О.	1159
4.49	ПЛАЗМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ Богачев Н. Н., Гусейн-заде Н. Г.	*
4.50	ПРЕДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОНВЕРТОРА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ИМПЕДАНСА ШТЫРЕВЫХ МАЛОРАЗМЕРНЫХ АНТЕНН Головков А. А., Можаяева Е. И., Кершис С. А., Пивоваров И. Ю.	1166
4.51p	МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ Сучков А. В.	1173
4.52p	ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ Лаговский Б. А.	1180
4.53p	ТВИСТ-РЕФЛЕКТОР ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННЫ С ПОВОРОТОМ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ Галкина Э. В., Кирпанев А. В., Михайлов А. Н.	1187
4.54p	РАЗРАБОТКА ДВАДЦАТИЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА Дризе А. Д., Климов К. Н.	1194
4.55p	ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ W-ДИАПАЗОНА Русов Ю. С., Комиссарова Е. В., Крехтунов В. М.	1201
4.56p	СИНТЕЗИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ИСТОЧНИКА, СОЗДАЮЩЕГО ЗАДАННОЕ ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ Малышев Г. С., Раевский А. С., Раевский С. Б.	1208
4.57p	РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МЕТОДОМ МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ С ПОМОЩЬЮ РАЗДЕЛЕНИЯ ОБЛАСТЕЙ Орлов Е. Е.	*
4.58p	ДОБРОТНОСТЬ РЕЗОНАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЧАСТИЧНО ПРОЗРАЧНОЙ ПЛОСКОЙ СТЕНКОЙ Бухарин В. А., Войтович Н. И.	1216

Том 6

СЕКЦИЯ 5/1: ФИЛЬТРЫ СВЧ: МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И РЕАЛИЗАЦИЯ

5.1	ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ БАЗОВЫЕ ЯЧЕЙКИ И ФИЛЬТРЫ НА ИХ ОСНОВЕ Аристархов Г. М., Звездинов Н. В.	1222
5.2	ЕМКОСТНЫЕ ТРАНСФОРМАЦИИ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ СВЧ ДИАПАЗОНА Тюменцев А. И., Хроленко Т. С.	1229
5.3	МОЩНЫЕ СВЧ ПОЛОСОВЫЕ ОБЪЕМНО-РЕЗОНАТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С МИНИМАЛЬНЫМИ ПОТЕРЯМИ Радченко А. В., Радченко В. В.	1235
5.4	ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ САПР СВЧ Кисель Н. Н., Дерачиц Д. С., Грищенко С. Г.	1240
5.5	ВОЛНОВОДНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА СЛОЖНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ Крутиев С. В., Клещенков А. Б., Земляков В. В.	1247
5.6	РАЗРАБОТКА ОБЪЕМНОГО ФИЛЬТРА С-ДИАПАЗОНА С ПЕРЕКРЕСТНЫМИ СВЯЗЯМИ Шадрин Н. С., Беркутов Д. А., Широких С. А.	1254
5.7	ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОДЛОЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ И РАЗМЕРЫ ФИЛЬТРА НА МИКРОПОЛОСКОВЫХ СПИРАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРАХ Летавин Д. А., Четчин В. А.	1259
5.8	МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР С КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НА КОРОТКОЗАМКНУТЫХ РЕЗОНАТОРАХ Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Чернышев С. Л., Литун В. И.	1266
5.9	РАЗРАБОТКА ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА МОЩНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПЕРЕДАТЧИКА Четчин В. А., Черных О. А.	1273

СЕКЦИЯ 5/2: ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ, РЕЗОНАТОРЫ И ПАССИВНЫЕ УСТРОЙСТВА

5.10	МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЭКРАНИРОВАННЫХ ПОЛОСОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДИАПАЗОНА СВЧ Кисиленко К. И., Тимофеев Е. П.	*
5.11	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАТОРОВ НА ГРЕБНЕВЫХ СЕКЦИЯХ В КВАДРАТНЫХ ВОЛНОВОДАХ Мануилов М. Б., Кобрин К. В.	1279
5.12	РАЗРАБОТКА КОМПАКТНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ ДИАПАЗОНА 4—12 ГГц Пищенко М. Г., Пищенко Д. Г., Мануилов М. Б.	1285
5.13	ВОЛНОВОДНАЯ СКРУТКА С ИЗГИБОМ В Е/Н-ПЛОСКОСТИ НА ОСНОВЕ ДВОЙНОГО Т-МОСТА Сучков А. В.	1291

5.14	ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РЕЗОНАТОРА ТИПА ЗАПРЕДЕЛЬНОГО ВОЛНОВОДА Манойлов В. Ф.	1298
5.15	УПРАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЕФЕКТНОЙ МОДЫ ОДНОМЕРНОГО СВЧ ВОЛНОВОДНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА МЕТАЛЛИЧЕСКИМ ВКЛЮЧЕНИЕМ Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Романов А. А.	1304
5.16p	ВОЗБУЖДЕНИЕ РЕЗОНАТОРА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ МОДЫ «ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ» С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СВЯЗЬЮ Горевой А. В., Лукина А. А.	1311
5.17p	МЕТОД УСКОРЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СВЯЗАННЫХ ПЛАНАРНЫХ РЕЗОНАТОРОВ В МНОГОСЛОЙНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ Денисенко Д. В.	*
5.18p	ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ РАЗРАБОТКИ ДИСКРЕТНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФАЗОПРАВОУГОЛЬНИКОВ Семерня Р. Е., Литун В. И., Пошиолина Е. И.	*
5.19p	МИНИАТЮРНЫЙ ЧЕТЫРЕХШЛЕЙФНЫЙ МОСТ Летавин Д. А.	1315
5.20p	ПОТЕРИ В ВОЛНОВОДЕ С ШЕРОХОВАТЫМИ ЭКРАНИРУЮЩИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ Бирюков В. В.	1323
5.21p	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПАССИВНЫХ ИММИТАНСНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ Филинчук Н. А., Лищинская Л. Б., Войцеховская Е. В., Стахов В. П.	*
5.22p	ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ СУММАТОР МОЩНОСТИ В Х-ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН Гармаш С. В., Геворкян В. М., Казанцев Ю. А., Кишинский А. А.	1330

СЕКЦИЯ 5/3: СВЧ-УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ КОМБИНАЦИЙ ФИЗИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ

5.23	РАЗРАБОТКА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ В ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ДИАПАЗОНАХ С ОКТАВНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ Полина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В.	1337
5.24	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МОДУЛЯТОР ДИАПАЗОНА 78—96 ГГц Петров И. В.	*
5.25	ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЛЕСТНИЧНЫЕ ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ С МАЛЫМИ ПОТЕРЯМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ УКВ ДИАПАЗОНА В SMD КОРПУСАХ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АФАР И РАДИОЛОКАЦИИ Ерофеев М. П.	1343
5.26	УПРАВЛЯЕМЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ПЛАНАРНЫХ МАГНИТНЫХ ВОЛНОВОДОВ Романенко Д. В., Садовников А. В., Гришин С. В., Шараевский Ю. П.	*
5.27	ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ С ДВОЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО СВЯЗАННОЙ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЫ Грачев А. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н.	1350

5.28	ПРИМЕНЕНИЕ МЭМС ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПЕРЕМЕННЫХ СВЧ АТТЕНУАТОРОВ	
	Татаренко А. С., Хаванова М. А., Бичурин М. И., Кукушкин С. А.	1357
5.29p	УПРАВЛЯЕМЫЙ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИЙ СВЧ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЫ С ДВОЙНОЙ ПЕРИОДИЧНОСТЬЮ	
	Бубликов К. В., Садовников А. В., Бегинин Е. Н., Никитов С. А.	1364
5.30p	НЕЛИНЕЙНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО СВЯЗАННЫХ МАГНОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ МИКРОВОЛНОВОДОВ	
	Садовников А. В., Морозова М. А., Бегинин Е. Н., Шешукова С. Е., Гришин С. В., Шараевский Ю. П.	*
5.31p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ СВЧ УСТРОЙСТВ	
	Татаренко А. С., Лаврентьева Д. В., Бичурин М. И.	1371

СЕКЦИЯ 5а: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ

5a.2	ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВРЕМЯПРОЛЁТНЫХ КАТОДОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО НИТРИДА ГАЛЛИЯ	
	Степович М. А., Поляков А. Н., Туртин Д. В.	1378
5a.3	ПОЛЕВОЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОР НА ОСНОВЕ АЛМАЗА С δ-ЛЕГИРОВАННЫМ БОРОМ КАНАЛОМ	
	Алтухов А. А., Талипов Н. Х., Чучева Г. В.	1385
5a.4	ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ МЕТОДОМ ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ НАНОДИСПЕРСНЫМИ СЕРЕБРОСОДЕРЖАЩИМИ ЧЕРНИЛАМИ	
	Здрок А. Е., Шерстюк Д. В., Умаров А. М., Артищев С. А., Лошилов А. Г., Малютин Н. Д.	1390
5a.5	ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ НА ОБРАТНЫЕ ВОЛНЫ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИНАХ	
	Кузнецова И. Е., Недоспасов И. А.	1397
5a.6	ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В МАГНОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЕ	
	Одинцов С. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н.	1404
5a.7p	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ	СМ. Т. 13
	Малый С. В., Орлова А. С., Будай А. Г., Кныш В. П.	
5a.8p	ВЛИЯНИЕ БЫСТРОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ НА ИЗМЕНЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ УДЕЛЬНОГО КОНТАКТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОМИЧЕСКОГО КОНТАКТА Au-Ti-Pd-InN	
	Сай П. О., Жмерик В. Н., Шинкаренко В. В.	*
5a.9p	ИССЛЕДОВАНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ Au-Ti-Pd-n⁺-n-n⁺-Si ДЛЯ ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫХ ДИОДОВ	
	Романец П. М., Басанец В. В., Слипокуров В. С., Ходин А. А., Кудрик Я. Я.	*
5a.10p	СИСТЕМА СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ ДЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ СИГНАЛОВ	
	Матвеев О. В., Морозова М. А.	1411

5a.11p	НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В СЛОИСТОЙ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЕ МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ — СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК Матвеев О. В., Морозова М. А.	1418
5a.12p	АНАЛИЗ ПЛАЗМОНОВ И ГОМОГЕНИЗАЦИЯ В ГИПЕРБОЛИЧЕСКИХ МЕТАМАТЕРИАЛАХ Давидович М. В.	1424
5a.13p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЗМУЩЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ЛЕГИРУЮЩЕЙ ПРИМЕСИ НА ЭЛЕКТРОННЫЙ ТРАНСПОРТ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКЕ Сельский А. О., Короновский А. А., Москаленко О. И., Храмов А. Е.	1431

Том 7

СЕКЦИЯ 5b/1: НАНОТЕХНОЛОГИИ

5b.1	НАНОЭЛЕКТРОННЫЕ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЯ НА ИЗОЛЯТОРЕ Преснов Д. Е., Трифонов А. С., Шорохов В. В., Божьев И. В., Крупенин В. А.	1438
5b.2	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОЩНОСТЕЙ КОМБИНИРОВАННОЙ ПЛАЗМЫ ПРИ ТРАВЛЕНИИ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ НАНОМЕТРОВОГО РАЗРЕШЕНИЯ Климин В. С., Еськов А. В., Солодовник М. С.	1445
5b.3	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ НАГРЕВА НА ПАРАМЕТРЫ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК, ВЫРАЩИВАЕМЫХ МЕТОДОМ PECVD Рудык Н. Н., Ильин О. И., Федотов А. А., Ильина М. В.	1452
5b.4	ИССЛЕДОВАНИЯ ДИФфуЗИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В AlAs/GaAs РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ Макеев М. О., Мешков С. А., Иванов Ю. А.	1459
5b.5	РАСТВОРИМОСТЬ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА НАНОЧАСТИЦ СОЕДИНЕНИЙ I-III-VI ₂ В СИЛИКАТНОЙ МАТРИЦЕ Соловей Н. П., Боднарь И. В., Стрелюхин А. В.	1466
5b.6	ФОРМИРОВАНИЕ МАССИВОВ НАНОПРОВОДОВ Bi И Sb В ПОРАХ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТЕПЛОМЕРОВ Горох Г. Г., Лозовенко А. А., Обухов И. А., Смирнова Е. А.	1471
5b.7p	МИКРОСТРУКТУРА И ХЕМОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА МАТРИЧНЫХ МЕТАЛЛООКСИДНЫХ СИСТЕМ Al ₂ O ₃ /SnMoO ₄ Горох Г. Г., Захлебаева А. И., Жилинский В. В., Пянко А. В.	1478
5b.8p	ЭФФЕКТЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ И ПАМЯТИ В ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ХАЛЬКОГЕНИДНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКАХ Колосницын Б. С., Троян Е. Ф.	*
5b.9p	БИОТОПЛИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ОСНОВЕ НАНОУГЛЕРОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ Колесов В. В., Плеханова Ю. В., Китова А. Е., Тарасов С. Е., Решетилов А. Н.	1485
5b.10p	ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ВЫРАЩИВАНИЯ НАНОСТРУКТУР ЖИДКОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИЕЙ Марончук И. И., Санникович Д. Д., Черкашин А. С.	1492

5b.11p	ВЫРАЩИВАНИЕ НАНОСТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ТОЧКАМИ ЖИДКОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИЕЙ Марончук И. И., Санникович Д. Д., Потапов П. В.	1499
5b.12p	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЛАЗМЕННО-ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ ИЗ ГАЗОВОЙ ФАЗЫ ТОНКИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛЕНОК Климин В. С., Петров Н. Н., Еськов А. В., Солодовник М. С.	*
5b.13p	ХИМИЧЕСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ Дао Динь Ха, Стемпичий В. Р.	*
5b.14p	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ В ТЕХНОЛОГИИ ТРЕХМЕРНЫХ МЕЖСЛОЙНЫХ СОЕДИНЕНИЙ Ловшенко И. Ю., Стемпичий В. Р.	1506
5b.15p	РАЗРАБОТКА ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РТД НА ОСНОВЕ НАНОРАЗМЕРНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ AlGaAs ГЕТЕРОСТРУКТУР ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЕГО НАДЕЖНОСТИ Мешков С. А., Макеев М. О., Иванов Ю. А.	1513

СЕКЦИЯ 5b/2: НАНОЭЛЕКТРОНИКА

5b.16	СОЗДАНИЕ ОДНОЭЛЕКТРОННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОМИГРАЦИИ И ЭЛЕКТРОТРЕППИНГА Галстян А. Г., Дагесян С. А., Солдатов Е. С.	1520
5b.17	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТА РЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ В ВЕРТИКАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБКАХ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПАМЯТИ Ильина М. В., Блинов Ю. Ф., Ильин О. И., Смирнов В. А.	1527
5b.18	МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ ГРАФЕНОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УПРОЩЕННОЙ КОМБИНИРОВАННОЙ МОДЕЛИ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А.	1534
5b.19	МОДЕЛИРОВАНИЕ НАНОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ГРАФЕНА НА ПОДЛОЖКАХ h-BN и SiO₂ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А.	1541
5b.20	РАСЧЁТ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНХРОНИЗИРОВАННОГО ВИХРЕВОГО СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА Стремоухов П. А., Сафин А. Р.	*
5b.21	ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОЭМИССИОННЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ МАССИВА УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУР, ОРИЕНТИРОВАННОГО ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ПОДЛОЖКЕ Климин В. С.	*
5b.22p	ПЕРЕНОС ЭЛЕКТРОНОВ В КАНАЛЕ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ GaAs/AlAs КВАНТОВОЙ ПРОВОЛОКИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ПРОДОЛЬНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ Борздов А. В., Борздов В. М.	1547
5b.23p	ИМПЕДАНСНЫЕ СВОЙСТВА ПРОВОЛОЧНЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ НАНОСТРУКТУР В МОДЕЛИ ЛАНДАУЭРА — ДАТТЫ — ЛУНДСТРОМА Давидович М. В.	1554
5b.24p	ДИОД НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВОГО КАТОДА С АЛМАЗОПОДОБНЫМ ПОКРЫТИЕМ И НЕРЕЗОНАНСНОЙ ЭМИССИЕЙ Гончарук Н. М., Карушкин Н. Ф.	1561

5b.25p	ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСФЕР-МАТРИЦ ДЛЯ РАСЧЁТА НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ СИСТЕМ Мазинов А. С., Орленсон В. Б., Шевченко А. И.	1568
5b.26p	НЕЛИНЕЙНОЕ РЕЗОНАНСНОЕ РАССЕЯНИЕ ИНФРАКРАСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ КРЕМНИЕВЫМИ НАНОЧАСТИЦАМИ Смирнов А. И.	*
5b.27p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ЧАСТОТЫ И МОЩНОСТИ СУБ-ТГц ИЗЛУЧЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СЕНДВИЧНОЙ ГЕТЕРОСТРУКТУРЕ Максименко В. А., Макаров В. В., Короновский А. А., Храмов А. Е.	1574
5b.28p	КВАНТОВАНИЕ ИМПУЛЬСА ЭЛЕКТРОНОВ ПРОВОДИМОСТИ В ТОНКИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛЁНКАХ Асанов Э. Э., Килесса Г. В., Зуев С. А.	1581
5b.29p	ВЛИЯНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ПЛАЗМОННОГО РЕЗОНАНСА НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕКТОРА ПОЙНТИНГА ВНУТРИ И ВНЕ ЗОЛОТОГО НАНОЦИЛИНДРА Каневский В. И., Карушкин Н. Ф.	1588
5b.30p	ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НАНОРАЗМЕРНЫХ МДП-ТРАНЗИСТОРОВ Боровик А. М., Стемпницкий В. Р.	1593
5b.31p	ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ ТРАНЗИСТОРА С ВЫСОКОЙ ПОДВИЖНОСТЬЮ ЭЛЕКТРОНОВ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ СНИЖЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА САМОРАЗОГРЕВА Волчэк В. С., Стемпницкий В. Р.	1600

СЕКЦИЯ 5b/3: НАНОМАТЕРИАЛЫ

5b.32	ПОЛУЧЕНИЕ И СВОЙСТВА НАНОКОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ДИСКРЕТНОЙ СРЕДЕ Хлопов Б. В., Самойлович М. И.	1607
5b.33	ТРИБОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИСПЕРСИЙ НАНОЧАСТИЦ ШУНГИТОВОГО УГЛЕРОДА В ХОЛЕСТЕРИЧЕСКОМ ЖИДКОМ КРИСТАЛЛЕ Казак А. В., Усольцева Н. В., Смирнова А. И., Рожкова Н. Н., Гвоздев А. А.	1612
5b.34	ЗВЕЗДОБРАЗНЫЕ НАНОМАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ МНОГООСНОВНЫХ КИСЛОТ С ГЕТЕРОЦИКЛИЧЕСКИМИ И ХИРАЛЬНЫМИ ФРАГМЕНТАМИ. КОНСТРУИРОВАНИЕ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОГНОЗ МЕЗОМОРФИЗМА Акопова О. Б., Ковалева М. И., Бумбина Н. В., Жарникова Н. В., Смирнова А. И., Казак А. В., Усольцева Н. В., Капралова Т. С., Онучак Л. А. ...	1619
5b.35	ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНО ПОГЛОЩАЮЩИХ ОПТИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК Иванова И. Н., Клещенков А. Б., Лерер А. М., Махно В. В., Махно П. В.	1626
5b.36	ГЕТЕРОПЕРЕХОДЫ НА ОСНОВЕ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ПОРОШКОВ КРЕМНИЯ И УГЛЕРОДА Мазинов А. С., Карпенко Н. И., Работягов К. В., Гурченко В. С.	*
5b.37	ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНАЯ ПЛАЗМА С НУЛЕВОЙ ЭНТАЛЬПИЕЙ Обухов И. А.	1633
5b.38p	ТЕПЛОВОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ ПЛЕНКАМИ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ С НАНОПОРИСТОЙ СТРУКТУРОЙ Врублевский И. А., Чернякова Е. В., Аль-Адеми Я. Т. А., Горбачев Д. В.	1640

5b.39p	ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЛОИСТЫХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПЕРИОДИЧЕСКИ МОДУЛИРОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ Малый С. В.	*
5b.40p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОЦЕНТНОГО СОДЕРЖАНИЯ УГЛЕРОДНЫХ НАНОЧАСТИЦ НА ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТНЫХ РАСТВОРОВ Климин В. С., Библиева Б. С., Захарова В. В.	*
5b.41p	ФОТОДИОДНЫЕ ПРИЁМНИКИ ИК-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ БАРЬЕРНЫХ СТРУКТУР ТИПА nBn Горн Д. И., Войцеховский А. В.	*
5b.42p	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРО- И НАНОМЕХАНИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ ЛИНЕЙНЫХ УСКОРЕНИЙ С ТРЕМЯ ОСЯМИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ Лысенко И. Е., Ежова О. А., Молчанова Л. Ф.	1647

Том 8

СЕКЦИЯ 6/1: ВАКУУМНАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ

6.1	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКИХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ СВЕРХРАЗМЕРНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ИМПУЛЬСОВ ЧЕРЕНКОВСКОГО СВЕРХИЗЛУЧЕНИЯ МУЛЬТИГИГАВАТТНОЙ ПИКОВОЙ МОЩНОСТИ Заславский В. Ю., Гинзбург Н. С., Малкин А. М., Сергеев А. С.	1654
6.2	МОДЕЛИРОВАНИЕ ГИБРИДНОЙ ВИРКАТОРНОЙ СИСТЕМЫ С ФОТОННЫМ КРИСТАЛЛОМ ДЛЯ ВЫВОДА СВЧ КОЛЕБАНИЙ Фролов Н. С., Куркин С. А.	1661
6.3	ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ В ЗАРЯЖЕННОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ПЛАЗМЕ В ОТСУТСТВИЕ ИОНОВ Петрик А. Г., Дубинов А. Е., Куркин С. А., Фролов Н. С.	1668
6.4	МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В ГАЗОНАПОЛНЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ Башкирев А. М., Шеин А. Г.	1675
6.5	ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ РЕЛЯТИВИСТСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОТОКОВ В МНОГОЛУЧЕВОМ ВИРКАТОРЕ Бадарин А. А., Куркин С. А., Короновский А. А., Храмов А. Е.	1682
6.6	ВЫХОДНОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТИПОВ ВОЛН ДЛЯ ПЛАЗМЕННОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА Андреев С. Е., Богачев Н. Н.	1688

СЕКЦИЯ 6/2: НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В ПРИБОРАХ ЭЛЕКТРОНИКИ БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ

6.8	РАБОЧИЕ РЕЖИМЫ РЕЛЯТИВИСТСКИХ МАГНЕТРОНОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА Гадецкий Н. П., Воловенко Н. В., Лебеденко А. Н., Магда И. И., Мележик О. Г., Сеницын В. Г.	*
6.9	ГИРОТРОНЫ НА ВЫСОКИХ ГАРМОНИКАХ С КВАЗИРЕГУЛЯРНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ Ошарин И. В., Бандуркин И. В., Калынов Ю. К., Савилов А. В.	1695

- 6.10 ВЛИЯНИЕ КОНКУРЕНЦИИ МОД НА РЕЖИМ ЗАХВАТА ЧАСТОТЫ
МНОГОМОДОВОГО ГИРОТРОНА ВНЕШНИМ
МОНОХРОМАТИЧЕСКИМ СИГНАЛОМ
Бакунин В. Л., Денисов Г. Г., Новожилова Ю. В., Фокин А. П. *
- 6.11р ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ВИРКАТОРА
С ЭЛЛИПТИЧЕСКИМ РЕЗОНАТОРОМ
Бадарин А. А., Куркин С. А., Короновский А. А., Храмов А. Е. 1702
- 6.12 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННЫХ БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУР
В МОЩНЫХ СУБМИЛЛИМЕТРОВЫХ МЦАР-ГЕНЕРАТОРАХ
Заславский В. Ю., Гинзбург Н. С., Песков Н. Ю., Сергеев А. С. 1707
- 6.13 ФАЗОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ
В МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРИБОРАХ СВЧ
Карушкин Н. Ф. 1712

СЕКЦИЯ 6а: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ И РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

- 6а.1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ
МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ
Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Шведов С. В., Лозицкий Е. Г. 1716
- 6а.2 ВОЗМОЖНОСТИ РАЗРАБОТКИ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ
ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ БИС КОСМИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ
ПО ОТЧЕСТВЕННОЙ ТЕХНОЛОГИИ КМОП КНИ 0,18 мкм
Елесин В. В., Усачев Н. А., Назарова Г. Н., Сотсков Д. И.,
Никифоров А. Ю., Чуков Г. В., Копцев Д. А., Дмитриев В. А.,
Шелепин Н. А., Метелкин И. О., Жидков Н. М. 1723
- 6а.3 ПРОГНОЗИРОВАНИЕ И ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ
ВЫСОКОИНТЕГРИРОВАННОЙ ЭКБ ТВЕРДОТЕЛЬНОЙ СВЧ ЭЛЕКТРОНИКИ
Елесин В. В., Назарова Г. Н., Никифоров А. Ю., Сотсков Д. И.,
Телец В. А., Усачев Н. А., Чуков Г. В. 1730
- 6а.4 ВЛИЯНИЕ ОБЛУЧЕНИЯ ГАММА-КВАНТАМИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПОЛЕВЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
Васильевский И. С., Громов Д. В., Еремин И. С.,
Каргин Н. И., Полевич С. А. 1737
- 6а.5 ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ГИБРИДНО-МОНОЛИТНЫХ
РАДИОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ, УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ,
ДЛЯ КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ
Усачев Н. А., Елесин В. В., Назарова Г. Н., Сотсков Д. И.,
Телец В. А., Чуков Г. В., Паркачев Л. А., Егоров К. В. 1744
- 6а.6 ОСОБЕННОСТИ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ СВЧ ИЗДЕЛИЙ
НА ИМПУЛЬСНУЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОЧНОСТЬ
Епифанцев К. А., Скоробогатов П. К. 1751
- 6а.7р РАДИАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРОИЗВОДСТВЕ
РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ КРЕМНИЕВЫХ ПРИБОРОВ
Торхов Н. А., Градобоев А. В., Седнев В. В.,
Гарбер Н. Г., Янковская Ю. В., Минин О. Н. 1758
- 6а.8р РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ
РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ GaN СВЧ-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ
Полевич С. А., Богданов Ю. М., Громов Д. В.,
Петров М. С., Фёдоров Ю. В., Егоркин В. И. 1765

6a.9p	СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ И НЕЧЕТКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СВЧ ИС ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РАДИАЦИИ Барбашов В. М., Трушкин Н. С.	1772
6a.10p	К МЕХАНИЗМУ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ПАРАЗИТНОГО ТИРИСТОРА В ИМС ПОД ДЕЙСТВИЕМ ИМПУЛЬСНОГО ЭМИ Шуренков В. В., Громов Д. В.	1779
6a.11p	ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НАНОМЕТРОВЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК Арсеничев С. П., Глумова М. В., Григорьев Е. В., Старостенко В. В., Таран Е. П., Фитаев И. Ш.	1786
6a.12p	УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ МОЩНОГО СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ 3-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Вагин А. И., Иванов И. М., Петюшин Н. В., Рудакова А. Б., Савостьянов Д. В., Соломатин С. Ю.	1792
6a.13p	ВОЗДЕЙСТВИЕ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ БОЛЬШОЙ АМПЛИТУДЫ НА МАЛОМОЩНЫЕ БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ Бобрешов А. М., Коровченко И. С., Степкин В. А., Усков Г. К., Лэ Куанг Тук	1798

СЕКЦИЯ 8a/1: РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ИССЛЕДОВАНИЯ И ДИАГНОСТИКИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

8a.1	РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ДИСТАНЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА Федоров В. А., Филатов В. А., Смольский С. М., Тимашева Т. Г.	1804
8a.2	РАСПРОСТРАНЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ОКОЛО ПОВЕРХНОСТИ И ОТ ВНУТРЕННИХ ОРГАНОВ К ПОВЕРХНОСТИ ТЕЛА ЧЕЛОВЕКА Рыжов А. И., Попов М. Г.	1811
8a.3	ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФАНТОМА ГРУДНОЙ КЛЕТКИ ЧЕЛОВЕКА Семерник О. Е., Лебеденко А. А., Демьяненко А. В., Семерник И. В.	1818
8a.4	МИКРОВОЛНОВЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК ДЛЯ СИСТЕМЫ РАДИОТЕПЛООВОГО КАРТИРОВАНИЯ БИОЛОГИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА Анишин М. Н., Газитов С. Р., Тарасов С. Е., Уткин Б. В., Филатов А. В.	1825
8a.5	МЕТОД БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ СВЧ ТОМОГРАФИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД Гайкович К. П., Смирнов А. И., Янин Д. В.	1833
8a.6	БЛИЖНЕПОЛЬНАЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ СВЧ ДИАГНОСТИКА Беличенко В. П., Запасной А. С., Мироньчев А. С.	1838
8a.7p	ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ТОЛЩИНЫ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ НА ПАРАМЕТРЫ СВЧ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ Старостенко В. В., Полетаев Д. А., Шадрин А. А.	1845

СЕКЦИЯ 8a/2: ПРИКЛАДНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

8a.8	АКУСТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЛЯ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА БАКТЕРИАЛЬНЫХ КЛЕТОК В ПРОВОДЯЩИХ СУСПЕНЗИЯХ Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Гулий О. И., Шихабудинов А. А.	1852
------	---	------

8a.9	АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЛЕЙКОФИЛЬТРАЦИИ ГЕМОТРАНСФУЗИОННЫХ СРЕД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ Леушин В. Ю., Гудков А. Г., Бобрихин А. Ф., Лемонджав В. Н., Сидоров И. А., Маржановский И. Н., Горлачева Е. Н.	1859
8a.10	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ГРАНИЦ ЛЕВОГО ЖЕЛУДОЧКА СЕРДЦА НА МРТ-КАДРАХ ДВУХКАМЕРНОЙ ПРОЕКЦИИ ПО КОРОТКОЙ ОСИ Сохинова В. В., Зюзин В. В., Поршнев С. В., Мухтаров А. А.	1865
8a.11	АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПОСТРОЕНИЕ КОНТУРА ЛЕВОГО ЖЕЛУДОЧКА СЕРДЦА НА УЗИ ВИДЕОЗАПИСЯХ В АПИКАЛЬНОЙ ПРОЕКЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДЕРЕВА РЕШЕНИЙ Мухтаров А. А., Зюзин В. В., Поршнев С. В., Бобкова А. О.	1872
8a.12	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОТСЛЕЖИВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ СТенок ЛЕВОГО ЖЕЛУДОЧКА СЕРДЦА НА ЭХОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ПОМОЩЬЮ ОПТИЧЕСКОГО ПОТОКА Мухтаров А. А., Зюзин В. В., Поршнев С. В., Бобкова А. О.	1879
8a.13	ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ ОПОРНО-ДВИГАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ЧЕЛОВЕКА Греченева А. В., Дорофеев Н. В., Кузичкин О. Р., Быков А. А.	1886
8a.14p	ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ СЕТЧАТКИ ГЛАЗА Комкова С. В.	*
8a.15p	РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО СОЗДАНИЮ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ХРАНЕНИЯ КОНЦЕНТРАТА ТРОМБОЦИТОВ Гудков А. Г., Леушин В. Ю., Бобрихин А. Ф., Лемонджав В. Н., Маржановский И. Н., Горлачева Е. Н., Агасиева С. В.	1893

Том 9

СЕКЦИЯ 7/1: ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ, СИГНАЛОВ И АНТЕНН

7.1	ПРИМЕНЕНИЕ СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ Савин А. А.	1900
7.2	АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СТЕНД ДЛЯ ВХОДНОГО КОНТРОЛЯ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СВЧ Филатов В. А., Шукин А. В., Бобкович П. И.	1907
7.3	ДВУХЗОНДОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НА СВЧ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КВАДРАТУРНОЙ ОБРАБОТКИ Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Овчаров П. П., Таран С. Н.	1913
7.4	КАЛИБРОВКА СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕПЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТРАНСВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА Назаров М. А., Семенов Э. В.	1920
7.5	ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ «ОБЗОР TR1300/1» ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН Иськов В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурич А. А.	1927

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

7.6	АВТОМАТИЗАЦИЯ НАСТРОЙКИ ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В РАСКРЫВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Ненов И. А., Рогозин А. А., Литун В. И., Голубцов М. Е.	1934
7.7p	ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПОЛОСОВЫХ СИГНАЛОВ ВНУТРИ ПОЛОСЫ СПЛОШНОГО СПЕКТРА Семенов Э. В.	1941
7.8p	МЕТОД ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА И СРАВНЕНИЯ КАЛИБРОВОЧНЫХ И ВЕРИФИКАЦИОННЫХ ЛИНИЙ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ Савин А. А.	1948
7.9p	МЕТОДЫ ТЕСТИРОВАНИЯ И АЛГОРИТМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТ Савин А. А.	1955
7.10p	МЕТОД ОЦЕНКИ ВИДА МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПРИЕМЕ СВЧ-РАДИОСИГНАЛОВ Захарченко В. Д.	1962
7.11p	ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ВХОДНОГО КОНТРОЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МИКРОСХЕМ Шукин А. В., Бобкович П. И.	1969
7.12p	О ПРОБЛЕМЕ ВЗАИМНОСТИ ОПОРНОГО СМЕСИТЕЛЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ Фролов Д. Р., Бабенко А. А., Коротков К. С., Левченко А. С.	1976
7.13p	СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СВЧ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ Трушкин А. Н.	1983
7.14p	РАСЧЕТ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА В ПРОИЗВОЛЬНЫХ ВРЕМЕННЫХ КООРДИНАТАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ Поляков С. О., Калмыков Ан. А.	1990
7.15p	ГРАДУИРОВКА АФАР МЕТОДОМ СКАНИРОВАНИЯ НУЛЕМ Бирюк А. А., Вацков П. Ю., Кузьмин И. А., Максимовская А. И., Мелёшин Ю. М.	1997
7.16p	СВЧ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ СИГНАЛОВ РЕЗОНАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЧАСТИЧНО ПРОЗРАЧНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ Думчев В. А., Зотов А. В., Жданов Б. В., Войтович Н. И.	2004
7.17p	ПРИМЕНЕНИЕ АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ УГЛОВ ПОВОРОТА АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ РЛС Дорофеев Н. В., Кузичкин О. Р., Быков А. А., Греченева А. В.	2011
7.18p	УЧЕТ НЕКВАДРАТИЧНОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ Афонин Ф. И., Овчаров П. П., Саламатин В. В.	2018

СЕКЦИЯ 7/2: ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

7.19	ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАНОМЕТРОВЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК В СЛОИСТЫХ СТРУКТУРАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛНОВОДНО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Латышева Е. В., Феклистов В. Б.	2023
------	--	------

7.20	ФОРМИРОВАНИЕ ТЕСТОВЫХ ВОКАЛИЗИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ОСТАТОЧНЫХ ЭХО-СИГНАЛОВ УСТРОЙСТВ ЭРА-ГЛОНАСС Проценко М. Б., Громоздин В. В., Лукьянчиков А. В.	2030
7.21	КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ И ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ДЛЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ЛАБОРАТОРНЫХ ПРАКТИКУМОВ Губский Д. С., Земляков В. В., Клещенков А. Б., Крутиев С. В., Мамай И. В.	2037
7.22	АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЗОНЫ ОПРОСА RFID СИСТЕМЫ Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Щекатурин А. А.	2044
7.23	ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ RFID RTLS СИСТЕМ Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А.	2051
7.24	АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ СЕРИЙНО ВЫПУСКАЕМЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ Кисель Н. Н., Грищенко С. Г., Дерачиц Д. С.	2056
7.25	РАЗРАБОТКА SiGe СВЧ МИС ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА И ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТОВЫХ ИСПЫТАНИЙ Добуш И. М., Шеерман Ф. И., Сальников А. С., Калентьев А. А., Гарайс Д. В., Горяинов А. Е., Собянин Р. К., Бабак Л. И.	2063
7.26p	ИЗМЕРИТЕЛЬ РАЗНОСТИ ФАЗ И ОТНОШЕНИЯ УРОВНЕЙ НА ОСНОВЕ AD8302 С УПРАВЛЕНИЕМ ИЗ LabVIEW Бабенко А. А., Моисейкин Е. В., Фролов Д. Р.	2069
7.27p	ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В ПОЛОСКОВОМ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ И НЕКВАДРАТИЧНОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ Бердышев С. Н., Саламатин В. В.	2075
7.28p	ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПО ДИСТАНЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ Суханов Д. Я., Завьялова К. В.	2082
7.29p	РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК ДЛЯ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ 3-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Алексеев Е. В., Анишин М. Н., Газитов С. Р., Жук Г. Г., Тарасов С. Е., Убайчин А. В., Уткин Б. В., Филатов А. В.	2089
7.30p	ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ВБЛИЗИ СВОБОДНОЙ СТОРОНЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ Зайцев Б. Д., Шихабудинов А. М., Теплых А. А., Бородина И. А.	2097
7.31p	ОБНАРУЖЕНИЕ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВЕЩЕСТВ МЕТОДАМИ ТГц НЕСТАЦИОНАРНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ Вакс В. Л., Анфертьев В. А., Домрачева Е. Г., Приползин С. И., Черняева М. Б., Яблоков А. А., Лукьяненко И. А., Шейков Ю. В.	2104
7.32p	К ПОСТРОЕНИЮ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ ТРЕХМЕРНОГО РАДИОВИДЕНИЯ Добрязя В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А. С.	2111

7.33p	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ МИМО-СИСТЕМ РАДИОВИДЕНИЯ Борисов А. В., Калмыков А. А.	2118
7.34p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО МЕТОДА РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА В МИМО-СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ Борисов А. В., Поздняков Е. С.	2125

Том 10

СЕКЦИЯ 8/1: ГОМОДИННЫЕ И АВТОДИННЫЕ СИСТЕМЫ

8.1	ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДВУХДИОДНЫХ АВТОДИНОВ Носков В. Я., Чупахин А. П.	2132
8.2	СИГНАЛЫ АВТОДИННОГО РАДИОЛОКАТОРА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Игнатков К. А., Васильев А. С.	2139
8.3	РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОСАДКИ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ ГОМОДИННОГО ФАЗОВОГО ДАЛЬНОМЕРА Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С.	2146
8.4	РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОБРАБОТКИ ОТВЕТНОГО СИГНАЛА ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЗОНДА В КВАЗИКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В., Иванов В. Э.	2153
8.5	ФОРМИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ С МАЛЫМ ЧАСТОТНЫМ СДВИГОМ Широков И. Б., Сердюк И. В.	2160
8.6	РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ СОСТАВНЫХ ЧАСТЕЙ СИСТЕМЫ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ КОСМОДРОМА «ВОСТОЧНЫЙ» Плохих О. В., Иванов В. Э., Кудинов С. И.	2166
8.7p	АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ДВУХДИОДНЫХ АВТОДИНОВ Игнатков К. А., Чупахин А. П.	2173
8.8p	ВЛИЯНИЕ ВИДА ИМПЕДАНСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА АВТОДИНА НА ЕГО ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ Носков В. Я., Чупахин А. П.	2180
8.9p	ВЛИЯНИЕ ВИДА НЕЛИНЕЙНОСТИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА АВТОДИНА НА ЕГО ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ Носков В. Я., Чупахин А. П.	2187
8.10p	ПАРАМЕТРЫ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АВТОДИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Игнатков К. А., Мишин Д. Я.	2194
8.11p	АНАЛИЗ ФОРМИРОВАНИЯ ОТКЛИКА АВТОДИННОГО ДАТЧИКА ОТ ВИБРИРУЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА ТУРБОАГРЕГАТА Игнатков К. А.	2201
8.12p	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА Лобач В. Т., Потипак М. В., Луценко Е. Ю.	2208

8.13p	МОЩНЫЙ КОГЕРЕНТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СВЧ-ПЕРЕДАТЧИК АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ Кудинов С. И., Иванов В. Э.	2215
8.14p	ЗАДАЮЩИЙ АВТОГЕНЕРАТОР МОЩНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПЕРЕДАТЧИКА АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС Плохих О. В., Иванов В. Э., Гусев А. В., Кудинов С. И.	2222
8.15p	АЭРОЛОГИЧЕСКИЙ РАДИОЗОНД ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ Плохих О. В., Гусев А. В.	2228
8.16p	ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНЫ, РАССЕЯНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВИНТОМ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА Беляев Г. Г., Лерер А. М., Шевченко В. Н.	2234

СЕКЦИЯ 8/2: ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

8.17	ПРИМЕНЕНИЕ ТЕСТОВЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ В РАДИОЧАСТОТНОЙ УРОВНЕМЕТРИИ ЖИДКОСТЕЙ В ЕМКОСТЯХ Совлуков А. С.	2241
8.18	ЗАДАЧИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ТЕОРИИ СВЧ НАГРЕВА Анфиногентов В. И., Ганиева С. Р., Морозов Г. А., Насыбуллин А. Р., Самигуллин Р. Р.	2248
8.19	УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ СВЧ ПЛАВЛЕНИЯ ТВЕРДЫХ ОТЛОЖЕНИЙ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ТРУБЕ Анфиногентов В. И., Ганиева С. Р.	*
8.20	СШП РАДИОТОМОГРАФИЯ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЖИВЫХ ЛЮДЕЙ ЗА ПРЕГРАДАМИ Шипилов С. Э., Сатаров Р. Н., Балзовский Е. В., Федянин И. С., Якубов В. П.	2253
8.21	ВЛИЯНИЕ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ И ВЫСОТЫ ПОДВЕСА НАД НЕЙ УСТРОЙСТВ ВВОДА СВЧ-ЭНЕРГИИ В ПОЧВУ НА УРОВЕНЬ ПОБОЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Полевик Н. Д., Панферов С. Ю.	2260
8.22	БЕСКОНТАКТНЫЙ КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ НЕОДНОРОДНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ ПРИРОДНОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ОБЛАСТИ КРАЙНЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ Кочеткова Т. Д., Тарасов А. А., Дорожкин К. В., Бадьин А. В.	2266
8.23p	ДОПЛЕРОВСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ Хаблов Д. В.	2273
8.24p	ВОССТАНОВЛЕНИЕ РЕЛЬЕФА ЗОНДРУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФОКУСИРОВКИ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Кузьменко И. Ю., Якубов В. П., Муксунов Т. Р.	2280
8.25p	РАЗРАБОТКА СВЧ КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПИРОЛИЗА ТОРФА Глявин М. Ю., Калынов Ю. К., Крапивницкая Т. О., Кузиков С. В., Песков Н. Ю., Семенычева Л. Л.	2287
8.26p	МНОГОКАНАЛЬНАЯ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ГИДРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ДАМБ Плющев В. А., Сидоров И. А., Леушин В. Ю., Новичихин Е. П., Хаарбринк Р. ...	2294

8.27p	РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ИЗМЕРЕНИЮ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ С ПОМОЩЬЮ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА С БОРТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА Плющев В. А., Сидоров И. А., Новичихин Е. П.	2301
8.28p	УПРАВЛЯЕМАЯ ФОКУСИРОВКА ФРЕНЕЛЯ ДЛЯ РАДИОТОМОГРАФИИ Якубов В. П., Шипилов С. Э., Антипов В. Б., Еремеев А. И., Каменев А. В.	2308
8.29p	К ВОЗМОЖНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В КВЧ ОБЛАСТИ ЧАСТОТ «УМНЫМИ» МАТЕРИАЛАМИ Павлова А. А., Бадьин А. В., Дорожкин К. В.	2315
8.30p	ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ КОРРЕКТИРОВКИ КООРДИНАТ РОБОТИЗИРОВАННОГО СУДНА В ПРИБРЕЖНЫХ ВОДАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ GPS Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С.	2319
8.31p	ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ РАСХОДОМЕРАХ Ронкин М. В.	2323
8.32p	РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАСЫПНОГО СЛОЯ ГРАНУЛИРОВАННЫХ ЧАСТИЦ СФЕРИЧЕСКОЙ ФОРМЫ Круглов В. Н., Чирышев А. В., Круглов А. В.	*
8.33p	СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ РАСХОДОМЕРОВ Калмыков А. А., Ронкин М. В.	2330
8.34p	ПРИМЕНЕНИЕ БЛА В МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ Краснянский А. С., Рысев В. В.	*
8.35p	ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ПРОЦЕССОРА JETSON TX1 В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА БОРТУ БЛА Краснянский А. С., Тарасов А. Д.	*

СЕКЦИЯ 8/3: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8.36	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ МОДУЛЯЦИИ ИНТЕНСИВНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Раевский А. С., Бирюков В. В., Грачев В. А., Капустин С. А., Лобин С. Г.	2337
8.37	СИСТЕМЫ РАДИОФОТОНИКИ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ОПТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ Морозов О. Г.	2345
8.38	ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА МАХА — ЦАНДЕРА В САПР AWR MICROWAVE OFFICE Белкин М. Е., Головин В. В., Тышук Ю. Н.	2353
8.39	ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ В САПР AWR MICROWAVE OFFICE Головин В. В., Тышук Ю. Н.	2360
8.40	ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОЛИМЕРНЫХ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ КОМПОЗИТОВ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ МОДУЛЯТОРОВ СВЕТА Назаров М. М., Глебов В. Н., Малютин А. М., Соколов В. И.	*
8.41	ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОГО ВОЖДЕНИЯ ТРАНСПОРТА В УСЛОВИЯХ ПЕСТРЫХ ФОНОВ Будаи Б. Т.	2367

8.42	ЛАЗЕРЫ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ МОД ДИАПАЗОНА 1,06 И 1,55 мкм С ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ ОТ 10 ДО 80 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ Гаджиев И. М., Буяло М. С., Ильинская Н. Д., Портной Е. Л. *	
8.43	ЧИСЛЕННОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОФОТОННОГО ПРИЕМНОГО КАНАЛА НА ОСНОВЕ ОПТИЧЕСКОГО ГЕТЕРОДИНИРОВАНИЯ Валуев В. В., Конторов С. М., Кулагин В. В., Прохоров Д. А., Черепенин В. А., Шулунов А. Н.	2374
8.44p	РАЗВИТИЕ РАДИОФОТОННЫХ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА КАНАЛООБРАЗУЮЩИХ СТРУКТУР ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ СВЯЗИ Макаров И. А., Морозов О. Г., Колесников В. Ю., Сарварова Л. М.	2381
8.45p	МЕТОД ВАРИАЦИИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ОПРОСА РЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ РАДИО- И ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ Гаврилов П. В., Морозов О. Г., Колесников В. Ю., Сарварова Л. М.	2386
8.46p	ОЦЕНКА НЕОБХОДИМОГО ДИАМЕТРА ОБЪЕКТИВА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ Будаи Б. Т.	2391
8.47p	ФОРМИРОВАНИЕ БАРЬЕРА ШОТКИ СВЧ ФОТОДИОДОВ НА ОСНОВЕ InAlAs/InGaAs/ InP ГЕТЕРОСТРУКТУР Аксенов М. С., Валишева Н. А., Левцова Т. А., Чистохин И. Б. Просвири И. П., Кожухов А. С., Дмитриев Д. В., Торопов А. И., Гишинский А. М., Журавлев К. С.	2400
8.48p	ТЕОРИЯ БЛОХОВСКИХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ И ДЫШАЩИХ МОД В МАССИВЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ Гозман М. И., Анастасиев А. А., Козлов Н. А., Полищук И. Я., Полищук Ю. И., Соловьев С. В., Цыркунова Е. А. *	
8.49p	МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ФОТОНОВ В РЕЗОНАНСНОМ ФОТОДИОДЕ Рындин Е. А., Писаренко И. В.	2405
8.50p	РАСЧЁТ СОБСТВЕННЫХ ГИБРИДНЫХ ВОЛН В ГРАДИЕНТНОМ ОПТОВОЛОКНЕ МАТРИЧНЫМ МЕТОДОМ Моисеева Н. М., Руденок И. П., Моисеев А. В.	2412

Том 11

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ И ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ

9.1	ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ БОЛОТ ПО ДАННЫМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ Зраенко С. М.	2419
9.2	ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕСКОПА Векшин Ю. В., Лавров А. П.	2425
9.3	ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОЧАСТОТНОГО РАДИОСИГНАЛА ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ Лобач В. Т., Потипак М. В., Бахчевников В. В.	2432
9.4	ГЕОЛОКАЦИЯ ТОРФЯНИКОВ Клоков А. В., Запасной А. С., Мироньчев А. С., Дюкарев Е. А., Смирнов С. В., Шпилова С. С.	2439

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

9.5	ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНЕНИЯ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАДИОВЫСОТОМЕРНЫМИ СИСТЕМАМИ Важенин В. Г., Боков А. С., Лесная Л. Л., Сорокин А. К., Запольских Е. Ф.	2446
9.6	ПРИМЕНЕНИЕ ГЕОРАДАРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ ГЕОДИНАМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА КАРСТОВЫХ ПРОЦЕССОВ Дорофеев Н. В., Быков А. А., Кузичкин О. Р., Коськин А. В.	2453
9.7p	СВОЙСТВА ВОЛНЫ ЦЕННЕКА НАД МНОГОСЛОЙНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ И ВОЗМОЖНОСТЬ ЗОНДИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛОЕВ Давидович М. В.	2460
9.8p	ОЦЕНКА ТЕКУЩИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМ-ПРОДУКТА РСА «TerraSar-X» Атрошенко Л. М., Горобец А. Н., Елизаветин И. В., Малюков В. М.	*
9.9p	НАБЛЮДЕНИЯ КОМЕТЫ C/2011 L4 (PanSTARRS) В ЛИНИИХ OH, H₂O, CH₃OH И NH₃ Вольвач А. Е., Бережной А. А., Вольвач Л. Н., Коваленко А. В., Соболев А. М., Толмачев А. М.	2467
9.10p	ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ СВЧ ТРАКТА РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ S/X ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН Зотов М. Б., Иванов С. И.	2474
9.11p	УТОЧНЕНИЕ МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РСА X-ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДАННЫХ АБСОЛЮТНОЙ ВЛАЖНОСТИ ПРИЗЕМНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ Атрошенко Л. М., Горобец Н. Н., Елизаветин И. В., Малюков В. М., Онищенко А. А.	*
9.12p	РАДИОТОМОГРАФИЯ СО СКАНИРОВАНИЕМ ПО ПРОИЗВОЛЬНОЙ ТРАЕКТОРИИ Суханов Д. Я., Росляков С. Н.	2480
9.13p	КАТАЛОГ «PLANCK»: ДОЛГОВРЕМЕННАЯ ПЕРЕМЕННОСТЬ АКТИВНЫХ ЯДЕР ГАЛАКТИК Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	2487
9.14p	ВЛИЯНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕЙ ДЛИНЫ МОРСКИХ ВОЛН Лобач В. Т., Потипак М. В.	2493
9.15p	ГЕОРАДАР С СИСТЕМОЙ ЛОКАЛЬНОГО ВИДЕОПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ Пономарев О. Г., Хмелев В. Л.	2500

СЕКЦИЯ 9/2: РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

9.16	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НАД ЛЕСИСТЫМИ ТРАССАМИ Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г., Ангархаева Л. Х., Буянова Д. Г., Хаптанов В. Б.	2508
9.17	ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИИ Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И., Кислицын А. А.	2514
9.18	ОЦЕНКА ФАЗОВЫХ СКОРОСТЕЙ ГЕОМАГНИТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С СОВПАДАЮЩИМИ ФРОНТАМИ Быков А. А., Дорофеев Н. В., Кузичкин О. Р., Еременко В. Т.	2521

9.19	ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ЗА СЧЁТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО РЕЖИМА Артёмов К. С., Гвоздарёв А. С., Артёмова Т. К.	2528
9.20	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ ФАЗОВОЙ ДИСПЕРСНОСТИ Р АСПРОСТРАНЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕМЕНТОВ ЛЧМ СИГНАЛА НА БАЗЕ LabVIEW Иванов В. А., Иванов Д. В., Рябова Н. В., Рябова М. И., Чернов А. А., Овчинников В. В.	2535
9.21	ДОСТИЖЕНИЕ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ Лаговский Б. А.	2542
9.22p	ТРОПОСФЕРНАЯ ЗЕНИТНАЯ ЗАДЕРЖКА В АРКТИКЕ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ GPS ИЗМЕРЕНИЙ И МЕТЕОДАНЫМ Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г.	2549
9.23p	О ПРИМЕНИМОСТИ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ИМПЕДАНСНОГО ТИПА ДЛЯ РАСЧЕТА ФУНКЦИИ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ДВУХСЛОЙНОЙ ТРАССОЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ Ангархаева Л. Х., Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г.	2556
9.24p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВАРИАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ В ЕВРОПЕЙСКОМ И АЗИАТСКОМ РЕГИОНАХ РФ Зуев А. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И.	2563
9.25p	ПОВЫШЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ЗОНДИРОВАНИЯ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ КВ ДИАПАЗОНА Лобач В. Т., Потипак М. В.	2570
9.26p	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ПРИ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ШУМОПОДОБНЫМИ ФУНКЦИЯМИ Тарасенко А. М.	2577
9.27p	ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВКБ К РАСЧЁТУ ВЕКТОРОВ ПОЛЕЙ ТЕ И ТМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В АНИЗОТРОПНОЙ НЕОДНОРОДНОЙ ПЛАЗМЕ Моисеева Н. М., Моисеев А. В.	2584
9.28p	ДИФРАКЦИЯ ВОЛН НА КЛИНООБРАЗНОЙ АЭРОДРОМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ Зотов А. В., Войтович Н. И.	2591
9.29p	ОСОБЕННОСТИ ОКОННОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА С ЛЧМ Калмыков Ал. А., Шайдуров К. Д.	2598
9.30p	ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА БОЛОТНОЙ РАСТИТЕЛЬНОСТИ НА СВЧ Щеглова А. С., Кочеткова Т. Д.	2605
9.31p	СИНХРОНИЗАЦИЯ ИМИТАТОРА ЦЕЛИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н. А.	2611
9.32p	КОМПЛЕКС ПРОГРАММ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ КАРТ ПОЛОС КОГЕРЕНТНОСТИ ВЧ РАДИОКАНАЛА Иванов В. А., Конкин Н. А., Чернов А. А., Рябова М. И.	2618

СЕКЦИЯ 9/3: ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

9.33	СИНТЕЗ НОВЫХ ВИДОВ ДИНАМИЧЕСКИХ ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ МАЛОКОНТРАСТНЫХ ОБЪЕКТОВ С ВЫДЕЛЕНИЕМ ИХ КОНТУРОВ И ЛОКАЛИЗАЦИЕЙ КООРДИНАТ НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ ОТ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ, МОРЯ И ОСАДКОВ Потапов А. А.	2625
9.34	ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ИМИТАЦИИ СЛОЖНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПОЛЕЙ Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А.	2637
9.35	ОБНАРУЖЕНИЕ И ПОСТРОЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПОСРЕДСТВОМ РСА Лобжанидзе Д. Т., Сазонов В. В.	2646
9.36	АДАПТИВНАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ПОРОГАСРАБАТЫВАНИЯ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ Бобрешов А. М., Нескородов С. Е., Усков Г. К.	2653
9.37	АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОНО-ЦЕЛЕВЫХ ОБСТАНОВОК ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ Лепёхина Т. А., Николаев В. И.	2660
9.38	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПОСОБОВ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ТИПА ПОДСТИЛАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ Сорокин А. К., Важенин В. Г.	2665
9.39p	О НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ АТМОСФЕРЫ В РАЙОНАХ КРУПНЫХ ПОЖАРОВ И АТМОСФЕРНО-ИОНОСФЕРНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ Гоков А. М.	2672
9.40p	ВЫСЫПАНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГИЧНЫХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ В СРЕДНЕШИРОТНОЙ НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЕ В ПЕРИОДЫ ВОЗМУЩЕНИЙ РАЗНОЙ ПРИРОДЫ. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ Гоков А. М.	2679
9.41p	УТОЧНЕНИЕ МЕТОДИКИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В X-ДИАПАЗОНЕ ПУТЕМ РАСШИРЕНИЯ ПРОГРАММЫ СПУТСТВУЮЩИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ Атрошенко Л. М., Васильев А. Ф., Горобец Н. Н., Малюков В. М.	*
9.42p	ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ СМАЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПУТЕМ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ Будаи Б. Т.	2686
9.43p	ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНО НЕБЛАГОПРИЯТНЫХ ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ Будаи Б. Т.	2693
9.44p	УСТРОЙСТВО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРВИЧНЫХ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	2700

9.45p	ПСЕВДОГРАДИЕНТНЫЕ ПРОЦЕДУРЫ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ Андрянов Н. А.	2705
9.46p	ОСОБЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АКТИВНОЙ КОНТРОЛЬНОЙ СТАНЦИИ Лелёхина Т. А., Николаев В. И.	2711
9.47p	МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭТАПОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РСА Сосновский А. В., Коберниченко В. Г.	2716
9.48p	АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КОРОТКОВОЛННОГО КАНАЛА ПРИ ИМИТАЦИОННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ Сушенцов Р. А., Рябова Н. В.	2723
9.49p	ОЦЕНИВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ РАЗМЕРНОСТИ МЕТОДОМ ОПТИМАЛЬНОГО СКАНИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ Паршин А. Ю., Паршин Ю. Н.	2728
9.50p	ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ В РСА НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ Доросинский Л. Г.	2735
9.51p	СОВМЕСТНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НЕСКОЛЬКИХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ Доросинский Л. Г.	*
9.52p	СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ КЛАССИФИКАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ Доросинский Л. Г.	2742

Том 12

СЕКЦИЯ Н/1: ИСТОРИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ: ПРЕДПРИЯТИЯ И НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СООБЩЕСТВА

Н.1	КРЫМСКОМУ РАДИОКЛУБУ — 70 ЛЕТ Пузанков Л. А.	2749
Н.2	ИСТОРИЯ СОЗДАНИЯ И РАЗВИТИЯ АО «РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» Селиванов А. С., Волков С. А., Старцев В. К., Морозов И. А.	2759
Н.3	МНОГОСЛОЙНЫЙ ПЕЧАТНЫЙ МОНТАЖ В СТОЛИЦЕ УРАЛА: СТРАНИЦЫ ИСТОРИИ Иевлев В. И., Латыпов Р. Р., Неупокоев С. Ф.	2763
Н.4	НАУКА НА КАФЕДРЕ — ДВИЖУЩАЯ СИЛА ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА Обуховец В. А.	2770
Н.5	ТОМСКАЯ ШКОЛА МИНИАТЮРИЗАЦИИ ВЧ И СВЧ ПОЛОСКОВЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ Малютин Н. Д., Малютин А. Н.	2774
Н.6	«АВТОДИННЫЙ СЛЕД» НИЖНЕГО ТАГИЛА Носков В. Я.	2782
Н.7	ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА В УРАЛЬСКОМ ФЕДЕРАЛЬНОМ УНИВЕРСИТЕТЕ: ИСТОРИЧЕСКИЙ АСПЕКТ Коберниченко В. Г.	2789

СЕКЦИЯ Н/2: ИСТОРИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ: ЛАМПОВАЯ ТЕХНИКА

Н.8	РАЗВИТИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ И ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ТАНКАМИ В СССР В 1930-е гг. Запарий Вас. В.	2796
Н.9	ВОССТАНОВЛЕНИЕ РАДИОПРИЕМНИКА РАДИОСТАНЦИИ «БЕЛКА» И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ Власов А. В.	2803
Н.10	ИЗОБРЕТЕНИЕ ПЕНТОДА Пестриков В. М., Пестрикова М. В.	2809
Н.11	ИЗОБРЕТЕНИЕ ЛУЧЕВОГО ТЕТРОДА Пестриков В. М., Пестрикова М. В.	2817
Н.12	ИЗОБРЕТЕНИЕ ГЕКСОДА Пестриков В. М., Пестрикова М. В.	2825
Н.13	ИЗОБРЕТЕНИЕ ГЕПТОДА Пестриков В. М., Пестрикова М. В.	2833

СЕКЦИЯ Н/3: ИСТОРИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ: ПЕРСОНАЛИИ, МЕТОДОЛОГИЯ

Н.14	ВО БЛАГО РОССИИ (о пионерах телеграфии Шиллинге и Якоби) Борисова Н. А.	2839
Н.15	ФЕДОТОВСКИЕ ЧТЕНИЯ НА КОНФЕРЕНЦИИ КрыМиКо (к 90-летию Е. А. Федотова) Ермолов П. П.	2848
Н.16	ПАМЯТИ ПРОФЕССОРА ВЛАДИМИРА АЛЕКСАНДРОВИЧА ГУСЕВА (27.08.1941—19.01.2016) Афонин И. Л., Ермолов П. П., Шевченко Н. В.	2860
Н.17	ИССЛЕДОВАТЕЛЬ И ПЕДАГОГ ВИКТОР ВАСИЛЬЕВИЧ САЛАМАТИН (к 80-летию со дня рождения) Афонин И. Л., Ермолов П. П.	2867
Н.18	ПРЕДАННОСТЬ ВЫБРАННОМУ ПУТИ (к 70-летию Виктора Александровича Обуховца) Касьянов А. О., Касьянова А. Н.	2874
Н.19	К ВОПРОСУ О СОЗДАНИИ И РАЗВИТИИ МУЗЕЕВ НАУКИ И ТЕХНИКИ НА УРАЛЕ И В ДРУГИХ ПРОМЫШЛЕННЫХ РЕГИОНАХ Запарий В. В., Зайцева Е. В.	2879
Н.20р	МОТИВАЦИЯ СОДЕЙСТВИЯ ВНЕДРЕНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ Штенников В. Н.	2888
Н.21р	ОХРАНА СОСТАВНОГО НАУЧНОГО ПРОИЗВЕДЕНИЯ Штенников В. Н.	2894

Том 13

INV.5	СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ГИРОТРОНОВ Запевалов В. Е.	2898
-------	---	------

1.14	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЯЧЕЙКА ПРИЕМНИКА РАДИОСВЕТА Дмитриев А. С., Ицков В. В., Герасимов М. Ю., Уваров А. В.	2908
3.10p	МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ В ЗДАНИЯХ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ Малый С. В., Орлова А. С.	2913
5a.7p	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ Малый С. В., Орлова А. С., Будай А. Г., Кныш В. П.	2918

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Абдирасул уулу Т. 406
 Абдуллин Р. Р. 1037
 Аблякимов И. С. 2146, 2319
 Абрамов И. И. 1534, 1541
 Аверина Л. И. 482, 919
 Агасиева С. В. 1893
 Айвазян А. Л. 831
 Аколова О. Б. 1619
 Аксенов К. А. 721, 728, 756, 831
 Аксенов М. С. 2400
 Аксенова О. П. 735, 763, 770, 776
 Аксенчик А. В. 332
 Александров А. В. 892
 Алексеев Е. В. 406, 2089
 Алексеев Г. В. 233
 Алтухов А. А. 1385
 Алыбин В. Г. 18
 Аль-Адеми Я. Т. А. 1640
 Ангархаева Л. Х. 2508, 2556
 Андреев С. Е. 1688
 Андреев Ю. В. 644
 Андриянов Н. А. 2637, 2705
 Анисимова М. В. 825
 Анишин М. Н. 1825, 2089
 Антипов В. Б. 2308
 Антипов С. А. 971
 Антонов Ю. Г. 1086
 Антонова А. С. 742, 756
 Анфертьев В. А. 2104
 Анфиногентов В. И. 59, 2248
 Арефьев Р. О. 418
 Арефьева Н. Г. 418
 Аристархов Г. М. 1222
 Арсеничев С. П. 1786
 Артёмов К. С. 2528
 Артёмова Т. К. 2528
 Артищев С. А. 1390
 Асанов Э. Э. 303, 1581
 Афонин И. Л. 456, 575, 623, 2860, 2867
 Афонин Ф. И. 2018
 Ахмадеева И. Р. 804
 Бабак Л. И. 214, 226, 275, 2063
 Бабенко А. А. 1976, 2069
 Бадарин А. А. 1682, 1702
 Бадьян А. В. 2266, 2315
 Балабанов В. М. 289
 Балзовский Е. В. 495, 885, 912, 2253
 Балландович С. В. 1086
 Бандуркин И. В. 1695
 Барбашов В. М. 1772
 Батура М. П. 373
 Бахчевников В. В. 2432
 Башкирев А. М. 1675
 Башкуев Ю. Б. 2508, 2549, 2556
 Бегинин Е. Н. 1350, 1364, 1404
 Безгин А. А. 686, 1002
 Беличенко В. П. 1838
 Белкин М. Е. 2353
 Белов Л. А. . 190
 Беляев Г. Г. 2234
 Берая Л. К. 866
 Бердыев В. С. 282
 Бердышев С. Н. 2075
 Бережной А. А. 2467
 Беркутов Д. А. 1254
 Бирюк А. А. 1997
 Бирюков В. В. 1323, 2337
 Бичурин М. И. 1044, 1357, 1371
 Блинов Ю. Ф. 1527
 Бобков В. В. 811
 Бобкова А. О. 811, 1872, 1879
 Бобкович П. И. 1907, 1969
 Бобрешов А. М. 255, 1798, 2653
 Бобрехин А. Ф. 1859, 1893
 Богатырев Е. А. 240, 502
 Богатырев Ю. В. 1716
 Богачев Н. Н. 1688
 Богданов Ю. М. 1765
 Боднарь И. В. 1466
 Божьев И. В. 1438
 Боков А. С. 2611, 2446
 Бондарев В. Н. 838
 Бондаренко В. П. 48
 Борздов А. В. 1547
 Борздов В. М. 1547
 Борисов А. В. 2118, 2125
 Борисова Н. А. 2839
 Боровик А. М. 1593
 Боровикова О. И. 845
 Бородин И. А. 1852, 2097
 Бочаров В. С. 1058
 Бубликов К. В. 1364
 Будаи Б. Т. 2367, 2391, 2686, 2693
 Будаи А. Г. 2918
 Букрин И. В. 1114
 Булкин В. В. 672
 Булычев Ю. Г. 122, 138, 155
 Бумбина Н. В. 1619
 Бухарин В. А. 1216
 Бушуев Н. А. 309
 Буянов Ю. И. 885, 912
 Буянова Д. Г. 2508
 Быков А. А. 1886, 2011, 2453, 2521
 Бычков М. С. 240
 Ваганова А. А. 437
 Вагин А. И. 1792
 Важенин В. Г. 2446, 2611, 2665
 Вакс В. Л. 2104
 Валишева Н. А. 2400
 Валуев В. В. 2374
 Ван Кай 776
 Васильев А. С. 2139
 Васильев К. К. 2637
 Васильев Н. А. 866
 Васильев Е. П. 171
 Васильевский И. С. 1737
 Вацков П. Ю. 1997
 Веденькин Д. А. 926
 Векшин Ю. В. 2425
 Видякин С. И. 247
 Виленский А. Р. 1266
 Власов А. В. 2803
 Войтович Н. И. 1120, 1216, 2004, 2591
 Волков А. П. 6, 1023
 Волков С. А. 2759
 Волчэк В. С. 1600
 Волчков В. П. 665
 Вольвач А. Е. 2467, 2487
 Вольвач Л. Н. 2467, 2487
 Воскресенский Д. И. 6
 Врублевский И. А. 1640
 Вьюгинов В. Н. 247
 Гаврилов П. В. 2386
 Гаджиев Э. В. 1051, 1058

- Газитов С. Р. 1825, 2089
 Гайкович К. П. 1833
 Галайба А. С. 958
 Галдецкий А. В. 32, 339
 Галкина Э. В. 1187
 Галстян А. Г. 1520
 Ганиева С. Р. 2248
 Гарайс Д. В. 2063
 Гарбер Н. Г. 1758
 Гармаш С. В. 1330
 Гасников А. А. 866
 Гвоздарёв А. С. 2528
 Гвоздев А. А. 1612
 Геворкян В. М. 1330
 Геложу Ю. А. 449
 Генералов А. Г. 1051, 1058
 Герасимов М. Ю. 2908
 Гишинский А. М. 2400
 Гимпилевич Ю. Б. 880, 1913, 2044, 2051
 Гинзбург Н. С. 1654, 1707
 Глумова М. В. 1786
 Глявин М. Ю. 348, 355, 2287
 Гоков А. М. 2672, 2679
 Головин В. В. 2353, 2360
 Головков А. А. 1166
 Голубцов М. Е. 995, 1934
 Гончарук Н. М. 1561
 Горбачев Д. В. 1640
 Горевой А. В. 1311
 Горлачева Е. Н. 1859, 1893
 Горох Г. Г. 1471, 1478
 Горяинов А. Е. 2063
 Градобоев А. В. 1758
 Грачев А. А. 1350
 Грачев В. А. 2337
 Гребенко Ю. А. 475, 533
 Греченева А. В. 1886, 2011
 Григорьев Е. В. 1786
 Гринев А. Ю. 6
 Грищенко С. Г. 509, 1240, 2056
 Громов Д. В. 1737, 1765, 1779
 Громоздин В. В. 2030
 Губский Д. С. 2037
 Гудков А. Г. 247, 1859, 1893
 Гузов А. В. 368
 Гулий О. И. 1852
 Гулько В. Л. 462
 Гуляев Ю. В. 1
 Гусев А. В. 1114, 2153, 2222, 2228
 Гусев С. И. 934
 Давидович М. В. 309, 1424, 1554, 2460
 Дагесян С. А. 1520
 Данилов Д. Н. 406
 Дегтярев А. Н. 575, 616, 623
 Дегтярев П. А. 540
 Дембелов М. Г. 2508, 2549, 2556
 Дементьев В. Е. 2637
 Демидов А. Я. 658, 693
 Демьяненко А. В. 468, 1818
 Дерачиц Д. С. 983, 1240, 2056
 Дингес С. И. 401
 Дмитриев В. А. 1723
 Дмитриев Д. В. 2400
 Дмитриев А. С. 36, 2908
 Дмитриев Б. С. 361
 Добряк В. А. 2111
 Добуш И. М. 214, 2063
 Добычина Е. М. 1147
 Домрачева Е. Г. 2104
 Дорожкин К. В. 2266, 2315
 Доросинский Л. Г. 2735, 2742
 Дорофеев Н. В. 1886, 2011, 2453, 2521
 Дризе А. Д. 1194
 Дроздецкий М. Г. 233
 Дружинина Н. Г. 818
 Дубинов А. Е. 1668
 Думчев В. А. 2004
 Духина Н. Г. 316
 Дюкарев Е. А. 2439
 Дядьков Н. А. 2611
 Евсеев Д. А. 976
 Евсеев С. В. 316
 Егоркин В. И. 1765
 Егоров К. В. 1744
 Ежова О. А. 1647
 Елесин В. В. 1723, 1730, 1744
 Енин Н. Н. 583, 588
 Епифанцев К. А. 1751
 Еремеев А. И. 2308
 Еременко В. Т. 2521
 Еремин И. С. 1737
 Ермолов П. П. 70, 2848, 2860, 2867
 Ерофеев М. П. 1343
 Ершов Г. А. 425, 444, 2700
 Еськов А. В. 1445
 Ефремова Е. В. 296, 380
 Жабин А. С. 255
 Жарков Ю. Д. 361
 Жарникова Н. В. 1619
 Жданов Б. В. 1120, 2004
 Жидков Н. М. 1723
 Жилинский В. В. 1478
 Жук Г. Г. 406, 2089
 Журавлев К. С. 2400
 Завьялова К. В. 2082
 Загорюлько Г. Б. 845, 852
 Загорюлько Ю. А. 804, 845
 Зайцев Б. Д. 1852, 2097
 Зайцева Е. В. 2879
 Зайцева И. В. 373
 Запарий В. В. 2879
 Запарий Вас. В. 2796
 Запасной А. С. 1838, 2439
 Запалов В. Е. 355, 2898
 Запольских Е. Ф. 2446
 Заславский В. Ю. 1654, 1707
 Захарченко В. Д. 1962
 Захлебаева А. И. 1478
 Звездинов Н. В. 1222
 Здрок А. Е. 1390
 Зебек С. Е. 1913
 Земляков В. В. 1247, 2037
 Зимин И. В. 282
 Зимин Р. А. 180
 Зотов А. В. 2004, 2591
 Зотов М. Б. 2474
 Зраенко С. М. 2419
 Зуев А. В. 2563
 Зуев С. А. 303, 1581
 Зыбин А. А. 247
 Зыкина М. В. 831
 Зюзин В. В. 1865, 1872, 1879
 Иваненко Д. И. 468
 Иванов А. В. 561
 Иванов А. Г. 171
 Иванов В. А. 2514, 2535, 2563, 2618
 Иванов В. П. 202
 Иванов В. Э. 1114, 2153, 2166, 2215, 2222
 Иванов Д. В. 2514, 2535
 Иванов И. М. 1792
 Иванов М. А. 171
 Иванов С. И. 2474
 Иванов Ю. А. 1459, 1513
 Иванова И. Н. 1626
 Ивашина М. В. 1153
 Игнатков К. А. 2139, 2173, 2194, 2201
 Иевлев В. И. 2763
 Извольский А. В. 523, 528
 Измайлов А. А. 1023

- Ильин Е. В. 976
 Ильин О. И. 1452, 1527
 Ильина М. В. 1452, 1527
 Ilsev St. D. 545, 553
 Иськив В. М. 456, 880, 1927, 2044, 2051
 Ицков В. В. 2908
 Казак А. В. 1612, 1619
 Казанцев Ю. А. 1330
 Калентьев А. А. 2063
 Калмыков А. А. 2118, 2330
 Калмыков Ал. А. 2111, 2598
 Калмыков Ан. А. 1990, 2111
 Калошин В. А. 84
 Калынов Ю. К. 1695, 2287
 Каменев А. В. 2308
 Каневский В. И. 1588
 Капралова Т. С. 1619
 Капустин С. А. 2337
 Каргин Н. И. 1737
 Карушкин Н. Ф. 289, 1561, 1588, 1712
 Касьянов А. О. 873, 2874
 Касьянова А. Н. 2874
 Кершис С. А. 1166
 Кикот А. М. 609
 Килесса Г. В. 303, 1581
 Кириллов И. Н. 672
 Киринович И. Ф. 332
 Кирпанев А. В. 902, 1187
 Киселева М. В. 776
 Кисель Н. Н. 509, 983, 1240, 2056
 Кислицын А. А. 2514
 Китова А. Е. 1485
 Киценька А. В. 941, 947, 952
 Кишинский А. А. 175, 180, 209, 1330
 Клевцов С. И. 790
 Клевцова А. Б. 707
 Клещенков А. Б. 1247, 1626, 2037
 Клименко П. П. 449
 Климин В. С. 1445
 Климов В. А. 866
 Климов К. Н. 1194
 Клоков А. В. 2439
 Клышко А. А. 48
 Кныш В. П. 2918
 Коберниченко В. Г. 2716, 2789
 Кобрин К. В. 1279
 Ковалева М. И. 1619
 Коваленко А. В. 2467
 Кожухов А. С. 2400
 Козлов С. В. 516
 Коколов А. А. 214, 226, 275
 Колесников В. Ю. 2381, 2386
 Колесов В. В. 1485
 Коломейцева Н. В. 1534, 1541
 Колосов С. В. 373
 Комиссарова Е. В. 1201
 Кондратьев А. С. 763
 Кондратьева С. Г. 1141
 Конкин Н. А. 2618
 Коноплев Б. Г. 268
 Конторов С. М. 2374
 Копелович Е. А. 368
 Копцев Д. А. 1723
 Корелин И. А. 600
 Корнилов И. Н. 489
 Коровченко И. С. 1798
 Короновский А. А. 1431
 Короновский А. А. 1574, 1682, 1702
 Коротков К. С. 1976
 Костиков Г. А. 1086
 Коськин А. В. 2453
 Кочеткова Т. Д. 2266, 2605
 Кошелев В. И. 912
 Крапивницкая Т. О. 2287
 Крехтунов В. М. 1201
 Крупенин В. А. 1438
 Крутиев С. В. 1247, 2037
 Крутов А. В. 197, 221
 Крюков Я. В. 658, 693
 Ксендзов А. В. 651
 Куденко А. С. 1337
 Кудинов С. И. 2153, 2166, 2215, 2222
 Кузиков С. В. 2287
 Кузичкин О. Р. 1886, 2011, 2453, 2521
 Кузнецова И. Е. 1397
 Кузьменко И. Ю. 2280
 Кузьмин А. А. 902
 Кузьмин И. А. 1997
 Кузьмин Л. В. 380, 630
 Кукушкин С. А. 1357
 Кулагин В. В. 2374
 Куприц В. Ю. 540, 892
 Кураев А. А. 332
 Куриленко А. С. 2111
 Куркин С. А. 1661, 1668, 1682, 1702
 Куроптев П. Д. 1134
 Куфтин А. Н. 355
 Лабунец В. Г. 103, 114
 Лабунов В. А. 1534, 1541
 Лавлинский С. С. 482
 Лаврентьева Д. В. 1371
 Лавров А. П. 2425
 Лавровский Б. А. 1180, 2542
 Лазарев В. А. 36, 630, 644
 Ларионов М. Г. 2487
 Ластовский С. Б. 1716
 Латыпов Р. Р. 2763
 Латышева Е. В. 2023
 Лебеденко А. А. 1818
 Левашев В. Г. 171
 Левцова Т. А. 2400
 Левченко А. С. 1976
 Левяков В. В. 1134
 Лемонджава В. Н. 1859, 1893
 Лепёхина Т. А. 2660, 2711
 Лерер А. М. 1626, 2234
 Лесная Л. Л. 2446
 Летавин Д. А. 1030, 1259, 1315
 Леушин В. Ю. 1859, 1893, 2294
 Литун В. И. 995, 1266, 1934
 Лобач В. Т. 2208, 2432, 2493, 2570
 Лобжанидзе Д. Т. 2646
 Лобин С. Г. 2337
 Ловшенко И. Ю. 1506
 Лозицкий Е. Г. 1716
 Лозовенко А. А. 1471
 Лошилов А. Г. 1390
 Лукина А. А. 1311
 Лукьяненко И. А. 2104
 Лукьянчиков А. В. 880, 1927, 2030, 2044, 2051
 Лундяк Т. С. 540
 Лунев Е. Г. 686
 Луценко Е. Ю. 2208
 Лысенко И. Е. 1647
 Львович И. Я. 1079
 Львович Я. Е. 1079
 Лэ Куанг Тук 1798
 Любина Л. М. 1086
 Люлюкин К. В. 995
 Лялин К. С. 700
 Мааскант Р. 1153
 Мазинов А. С. 1568
 Макаров В. В. 1574
 Макаров И. А. 2381
 Макеев М. О. 1459, 1513

- Максименко В. А. 1574
 Максимов А. В. 449
 Максимов Н. А. 202
 Максимовская А. И. 1997
 Малахов В. А. 1100
 Малев А. С. 482
 Малкин А. М. 1654
 Малый С. В. 2913, 2918
 Малышев Г. С. 1208
 Малютин Н. Д. 1390, 2774
 Малютина А. Н. 2774
 Мамай И. В. 2037
 Манойлов В. Ф. 1298
 Мануилов Б. Д. 1072, 1093
 Мануилов В. Н. 355
 Мануилов М. Б. 1072, 1093, 1279, 1285
 Маржановский И. Н. 1859, 1893
 Маркинов Е. Г. 185
 Марончук И. И. 1492, 1499
 Матвеев О. В. 1411, 1418
 Махно В. В. 1626
 Махно П. В. 1626
 Махьюб Х. Е. А. 509
 Медведев С. Н. 756, 763
 Мелёшин Ю. М. 700, 1997
 Менщиков Г. П. 1114
 Метелкин И. О. 1723
 Мешков С. А. 1459, 1513
 Мещеряков А. А. 462
 Минин О. Н. 1758
 Мироньчев А. С. 1838, 2439
 Мирянова В. Н. 616
 Митрофанов М. М. 282
 Митрохин В. Н. 995, 1159
 Михайлов А. Н. 1187
 Михайлюк Ю. П. 456, 880, 1927, 2044, 2051
 Михалицкий М. М. 262
 Мишин Д. Я. 2194
 Мишустин Б. А. 965
 Можаяева Е. И. 1166
 Можаров Э. О. 1159
 Мозоль А. А. 155
 Моисеев А. В. 2412, 2584
 Моисеев Д. В. 825
 Моисеева Н. М. 2412, 2584
 Моисейкин Е. В. 2069
 Молчанова Л. Ф. 1647
 Морозов Г. А. 59, 2248
 Морозов О. Г. 59, 2345, 2381, 2386
 Морозов И. А. 2759
 Морозова М. А. 1411, 1418
 Моряков С. Н. 902
 Москаленко О. И. 1431
 Мохсени Т. И. 36, 609
 Муксунов Т. Р. 2280
 Мухин И. И. 233
 Мухтаров А. А. 1865, 1872, 1879
 Мясин Е. А. 323
 Мясников С. А. 425, 444, 2700
 Назаров М. А. 1920
 Назарова Г. Н. 1723, 1730, 1744
 Насыбуллин А. Р. 59, 2248
 Нахмансон Г. С. 516
 Нгуен К. З. . 84
 Неволина А. Л. 831
 Недоспасов И. А. 1397
 Некрасов Э. С. 912
 Ненов И. А. 1934
 Нескородов С. Е. 2653
 Неупокоев С. Ф. 2763
 Нечаева А. И. 1079
 Никитин А. О. 1044
 Никитов С. А. 1364
 Никифоров А. Ю. 1723, 1730
 Николаев В. И. 2660, 2711
 Новоселов А. С. 797
 Новичихин Е. П. 2294, 2301
 Носков В. Я. 2132, 2180, 2187, 2782
 Нудьга А. А. 941, 947
 Нусинович Г. С. 348
 Обухов А. Е. 1147
 Обухов И. А. 96, 289, 1471, 1633
 Обуховец В. А. 907, 990, 1065, 2770
 Овечкина Е. В. 811
 Овчаров П. П. 1913, 2018
 Овчинников В. В. 2535
 Одинцов С. А. 1404
 Онучак Л. А. 1619
 Орленсон В. Б. 1568
 Орлова А. С. 2913, 2918
 Ошарин И. В. 1695
 Ошкин И. В. 368
 Павлова А. А. 2315
 Панас А. И. 202
 Панферов С. Ю. 2260
 Панычев А. И. 437, 637
 Панычев С. А. 637
 Папуловская Н. В. 714
 Паркачев Л. А. 1744
 Паршин А. Ю. 2728
 Паршин Ю. Н. 2728
 Пастернак Ю. Г. 971, 1127
 Патуков Н. И. 797
 Переломов В. Н. 425, 444, 2700
 Песков Н. Ю. 1707, 2287
 Пестриков В. М. 2809, 2817, 2825, 2833
 Пестрикова М. В. 2809, 2817, 2825, 2833
 Пестряков А. В. 401, 413
 Петрик А. Г. 1668
 Петров Р. В. 1044
 Петров М. С. 1765
 Петушков С. В. 190
 Петюшин Н. В. 1792
 Пивоваров И. Ю. 1166
 Писаренко И. В. 2405
 Пищенко Д. Г. 1285
 Пищенко М. Г. 1285
 Плеханова Ю. В. 1485
 Плохих О. В. 2153, 2166, 2222, 2228
 Плющев В. А. 2294, 2301
 Поборчая Н. Е. 413
 Поздняков Е. С. 2125
 Покаместов Д. А. 658, 693
 Полевик Н. Д. 2260
 Полевич С. А. 1737, 1765
 Полетаев Д. А. 1845
 Поляк Р. И. 475
 Поляков Г. Б. 209
 Поляков С. О. 1990
 Поляков А. Н. 1378
 Пономарев Д. В. 2023
 Пономарев О. Г. 2500
 Попина С. М. 1337
 Попов М. В. 728
 Попов Ю. Г. 873
 Попов М. Г. 36, 387, 1811
 Поршнев С. В. 600, 1865, 1872, 1879
 Постоюк Н. И. 1051
 Потапов П. В. 1499
 Потапов А. А. 2625
 Потипак М. В. 2208, 2432, 2493, 2570
 Преображенский А. П. 1079
 Преснов Д. Е. 1438
 Приползин С. И. 2104

- Просвирин И. П. 2400
 Профе В. Б. 368
 Прохоров Д. А. 2374
 Проценко М. Б. 2030
 Пузанков Л. А. 2749
 Пьянников А. А. 523, 528
 Пянко А. В. 1478
 Радченко А. В. 185, 209, 1235
 Радченко В. В. 1235
 Раевский А. С. 1100, 1208, 2337
 Раевский С. Б. 1100, 1208
 Разинкин К. А. 971
 Ракова Е. А. 339
 Ребров А. С. 197, 221
 Редькина Е. А. 456, 1153
 Редько С. В. 48
 Репин В. В. 233
 Решетилов А. Н. 1485
 Rogozin A. A. 1934
 Рожкова Н. Н. 1612
 Романов А. А. 1304
 Романова И. А. 1534, 1541
 Ронкин М. В. 2323, 2330
 Росляков С. Н. 2480
 Ростунцев С. Д. 742, 749
 Ростунцева А. Г. 749
 Рудакова А. Б. 1792
 Руденок И. П. 2412
 Рудык Н. Н. 1452
 Рудь А. И. 770
 Рудь С. И. 770
 Русов Ю. С. 1201
 Русскин А. Б. 1051
 Рыжов А. И. 630, 1811
 Рындин Е. А. 268, 2405
 Рябова М. И. 2514, 2535, 2563, 2618
 Рябова Н. В. 2514, 2535, 2563, 2723
 Савилов А. В. 1695
 Савин А. А. 1900, 1948, 1955
 Савостьянов Д. В. 1792
 Савочкин А. А. 880, 1002, 1927, 2051
 Садовников А. В. 1350, 1364, 1404
 Садовников С. А. 361
 Сазонов В. В. 2646
 Саламатин В. В. 2018, 2075
 Салихов Р. Р. 1107
 Сальников А. С. 214, 2063
 Самигуллин Р. П. 59, 2248
 Самойленко А. П. 637
 Самойлович М. И. 1607
 Саникович Д. Д. 1492, 1499
 Санников В. Г. 665
 Сарварова Л. М. 2381, 2386
 Сатаров Р. Н. 2253
 Сафиуллин Н. Т. 593
 Светличный Ю. А. 540
 Седнев В. В. 1758
 Седов А. С. 355
 Селиванов А. С. 2759
 Сельский А. О. 1431
 Семенов Э. В. 262, 1920, 1941
 Семенычева Л. Л. 2287
 Семерник И. В. 468, 1818
 Семерник О. Е. 1818
 Семерня Р. Е. 1266
 Сёмочкин А. С. 18
 Сергеев А. С. 1654, 1707
 Сердюк И. В. 2160
 Серый А. С. 430
 Сидоров И. А. 247, 1859, 2294, 2301
 Симанчук Б. П. 1337
 Синицын Е. А. 425, 444, 2700
 Ситников И. О. 783
 Скаковская А. Н. 825
 Скорик И. В. 2146, 2319
 Скоробогатов П. К. 1751
 Скороходов В. Н. 361
 Скоторенко И. В. 540
 Скрипаль А. В. 1304, 2023
 Скрыпник О. Н. 418
 Слёзкин В. Г. 965
 Смирнов А. И. 1833
 Смирнов В. А. 1527
 Смирнов С. В. 59, 2439
 Смирнова А. И. 1612, 1619
 Смирнова Е. А. 289, 1471
 Смольский С. М. 533, 1804
 Снастин М. В. 1147
 Снытин И. И. 583, 588
 Соболев А. М. 2467
 Собянин Р. К. 214, 2063
 Совлуков А. С. 2241
 Солдатов Е. С. 1520
 Соловей Н. П. 1466
 Соловьев Д. А. 401
 Соловьев А. Н. 323
 Солодовник М. С. 1445
 Солодуха В. А. 48
 Соломатин С. Ю. 1792
 Сорокин А. К. 2446, 2665
 Сосновский А. В. 2716
 Сотсков Д. И. 1723, 1730, 1744
 Сохинова В. В. 1865
 Спиричева Н. Р. 568
 Спиркина О. В. 934
 Спицна И. А. 735
 Старостенко В. В. 303, 1786, 1845
 Старцев В. К. 2759
 Стёмпницкий В. Р. 1506, 1593, 1600
 Степкин В. А. 255, 1798
 Степович М. А. 1378
 Стрельченко С. А. 1072, 1093
 Стрелюхин А. В. 1466
 Сугак М. И. 1086
 Суханов Д. А. 175, 180
 Суханов Д. Я. 2082, 2480
 Сучков А. В. 1173, 1291
 Сушенцов Р. А. 2723
 Сысолетин Е. Г. 859
 Сычугов С. Г. 1030
 Талипов Н. Х. 1385
 Таран Е. П. 1786
 Таран С. Н. 1913
 Тарасенко А. М. 2577
 Тарасов А. А. 2266
 Тарасов С. Е. 1485, 1825, 2089
 Тарасьев А. А. 866
 Татаренко А. С. 1357, 1371
 Ташходжаев А. С. 406
 Телев В. А. 1730, 1744
 Теплых А. А. 1852, 2097
 Терентьева П. В. 1086
 Тертышников В. Б. 122, 138, 155
 Тимашева Т. Г. 1804
 Толмачев А. М. 2467
 Торопов А. И. 2400
 Торопчин Д. С. 502
 Торхов Н. А. 226, 262, 275, 1758
 Трифонов А. С. 1438
 Трофимов С. П. 561, 818
 Трофимова О. Г. 818
 Троцюк К. В. 368
 Трушкин А. Н. 1983
 Трушкин Н. С. 1772
 Туманов М. В. 1051
 Туртин Д. В. 1378
 Тыщук Ю. Н. 2353, 2360

- Тюменцев А. И. 1229
Тян Н. Г. 456
Убайчин А. В. 406, 2089
Уваров А. В. 2908
Умаров А. М. 1390
Усанов Д. А. 1304, 2023
Усачев Н. А. 1723, 1730, 1744
Усков Г. К. 255, 1798, 2653
Усольцева Н. В. 1612, 1619
Устименко Е. А. 958
Уткин Б. В. 1825, 2089
Фам Ван Винь 896
Фатеев А. В. 1134
Фёдоров Ю. В. 1765
Федоров В. А. 1804
Федоров С. М. 971
Федотов А. А. 1452
Федянин И. С. 2253
Феклистов В. Б. 2023
Филатов А. В. 1825, 2089
Филатов В. А. 475, 533, 1804, 1907
Филимонова И. Д. 226
Филонов С. Д. 679
Фитаев И. Ш. 1786
Фокин А. П. 348
Фридман Л. Б. 425, 444, 2700
Фролов Д. Р. 1976, 2069
Фролов Н. С. 1661, 1668
Хаарбринк Р. 2294
Хаблов Д. В. 2273
Хаванова М. А. 1044, 1357
Хаптанов В. Б. 2508
Хасьянова Е. Р. 413
Хашимов А. Б. 1107
Хлопов Б. В. 1607
Хмелев В. Л. 2500
Храмов А. Е. 1431, 1574, 1682, 1702
Хроленко Т. С. 1229
Цветков А. И. 355
Цветков В. К. 700
Цитович А. А. 976
Цыбышев В. В. 1009
Чепель Е. Н. 122
Черемисов В. А. 983
Черепенин В. А. 2374
Черкашин А. С. 1492
Чернега В. С. 394
Чернов А. А. 2535, 2618
Черных В. Б. 1072, 1093
Черных О. А. 1273
Чернышев С. Л. 1266
Черняева М. Б. 2104
Чернякова Е. В. 1640
Чечетин А. В. 1337
Чечеткин В. А. 1259, 1273
Чистохин И. Б. 2400
Чопоров О. Н. 1079
Чубенко Е. Б. 48
Чугуевский В. И. 971, 1127
Чуков Г. В. 1723, 1730, 1744
Чупахин А. П. 2132, 2173, 2180, 2187
Чучева Г. В. 1385
Шадрин А. А. 1845
Шадрин Н. С. 1254
Шайдуров К. Д. 2598
Шалфеева Е. А. 797
Шапошникова Ж. В. 919
Шведов С. В. 48, 1716
Шевляков М. Л. 214
Шевченко А. И. 1568
Шевченко В. Н. 2234
Шевченко Н. В. 2860
Шеерман Ф. И. 214, 2063
Шейков Ю. В. 2104
Шеин А. Г. 1675
Шеклеин А. А. 783
Шелепин Н. А. 1723
Шеремет А. Ю. 700
Шерстюк Д. В. 1390
Шипилов С. Э. 495, 2253, 2308
Шипилова С. С. 2439
Широких С. А. 1254
Широков И. Б. 958, 2146, 2160, 2319
Шихабудинов А. А. 1852
Шихабудинов А. М. 2097
Шмачилин П. А. 1141
Шорохов В. В. 1438
Штеников В. Н. 2888, 2894
Шукало Д. М. 165
Шулунов А. Н. 2374
Шульпин А. А. 866
Шуренков В. В. 1779
Щеглова А. С. 2605
Щекатурич А. А. 456, 880, 1927, 2044, 2051
Щукин А. В. 1907
Щукин А. В. 1969
Юнаков А. Н. 316
Яблоков А. А. 2104
Якоб Д. А. 600
Якубов В. П. 495, 2253, 2280, 2308
Янин Д. В. 1833
Янковская Ю. В. 1758
Ястребцова О. И. 1009, 1016
Яфаров Р. К. 309

УКАЗАТЕЛЬ ОРГАНИЗАЦИЙ

Ереванский государственный университет	Ереван	Армения	831
Белмикросистемы, НТЦ	Минск	Беларусь	48
Белорусский государственный технологический университет	Минск	Беларусь	1478
Белорусский государственный университет	Минск	Беларусь	1547, 2913, 2918
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники	Минск	Беларусь	48, 332, 373, 1466, 1471, 1478, 1506, 1534, 1541, 1593, 1600, 1640
Белорусский национальный технический университет	Минск	Беларусь	1466
Интеграл, ОАО	Минск	Беларусь	48, 1716
НИУ НИИ прикладных физических проблем им. А. Н. Севченко	Минск	Беларусь	2918
НПЦ Национальной академии наук Беларуси по материаловедению	Минск	Беларусь	1716
Beijing Xiangfu Ltd.	Beijing	Китай	776
Miramap Co.	Houten	Нидерланды	2294
Белгородский государственный национальный исследовательский университет	Белгород	Россия	1886, 2011
Новгородский государственный ун-т им. Ярослава Мудрого	Великий Новгород	Россия	1044, 1357, 1371
Владивостокский государственный университет экономики и сервиса	Владивосток	Россия	797
Дальневосточный федеральный университет	Владивосток	Россия	797
Институт автоматизации и процессов управления ДВО РАН	Владивосток	Россия	797
Волгоградский государственный технический университет	Волгоград	Россия	1675, 2412
Волгоградский государственный университет	Волгоград	Россия	1955, 2412, 2584
Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина	Воронеж	Россия	516
Воронежский государственный технический университет	Воронеж	Россия	971, 1079, 1127
Воронежский государственный университет	Воронеж	Россия	255, 516, 1798, 2653
Воронежский институт высоких технологий	Воронеж	Россия	1079
Созвездие, концерн, АО	Воронеж	Россия	482, 919
Институт истории и археологии УрО РАН	Екатеринбург	Россия	2796
НПО автоматизации им. акад. Н. А. Семихатова, ОАО	Екатеринбург	Россия	2763

УЗГА, ОКБ, ООО	Екатеринбург	Россия	523, 528
Уральский государственный экономический университет	Екатеринбург	Россия	811
Уральский институт экономики, управления и права	Екатеринбург	Россия	561, 818
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екатеринбург	Россия	103, 114, 489, 561, 568, 593, 600, 679, 714, 721, 728, 735, 742, 749, 756, 763, 770, 776, 783, 811, 818, 831, 859, 866, 1030, 1037, 1114, 1259, 1273, 1315, 1865, 1872, 1879, 1990, 2111, 2118, 2125, 2132, 2132, 2153, 2166, 2173, 2180, 2187, 2194, 2201, 2215, 2222, 2228, 2323, 2330, 2367, 2391, 2419, 2446, 2467, 2598, 2611, 2665, 2686, 2693, 2716, 2735, 2742, 2763, 2782, 2789, 2879, 2888, 2894
Уральский электромеханический завод	Екатеринбург	Россия	2763
Ивановская государственная сельскохозяйственная академия им. акад. Д. К. Беляева	Иваново	Россия	1612
Ивановский государственный университет	Иваново	Россия	1612, 1619
Российский экономический университет им. Г.В. Плеханова, Ивановский филиал	Иваново	Россия	1378
Ижевский радиозавод, ООО	Ижевск	Россия	1254
Поволжский государственный технологический университет	Иошкар-Ола	Россия	926, 2514, 2535, 2563, 2618, 2723
Иркутский филиал Московского государственного технического ун-та гражданской авиации	Иркутск	Россия	418
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева	Казань	Россия	59, 926, 2248, 2345, 2381, 2386
Калужский государственный ун-т им. К. Э. Циолковского	Калуга	Россия	1378
Тайфун, АО	Калуга	Россия	971, 1127
Краснодарское высшее военное училище	Краснодар	Россия	583, 588
Кубанский государственный университет	Краснодар	Россия	1976, 2069
Крымская астрофизическая обсерватория	Крым, Ялта	Россия	2467, 2487
Институт биохимии и физиологии микроорганизмов им. Г. К. Скрыбина РАН	Моск. обл. г. Пущино	Россия	1485

Московский физико-технический институт (МФТИ)	Моск.обл. Россия г. Долгопрудный	36, 84, 282, 296, 380, 387, 609, 630, 644, 1811, 2908
НИИ электромеханики	Моск.обл. Россия г. Истра	1051, 1058
Пушинская радиоастрономическая обсерватория АКЦ ФИАН	Моск.обл. Россия г. Пушкино	2467
Системные ресурсы, НПП	Моск.обл. Россия д. Мильково	96, 289, 1471, 1633
НИИ приборов (НИИП)	Моск.обл. Россия г. Лыткарино	1765
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал	Моск.обл. Россия г. Фрязино	202, 323, 1385
Исток им. Шокина, НПП, АО	Моск.обл. Россия г. Фрязино	32, 197, 221, 316, 339, 976, 1737, 1765
СКБ Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Моск.обл. Россия г. Фрязино	202
Вега, концерн, АО	Москва Россия	6, 247, 1023, 1859, 2294, 2301, 2577, 2660, 2711
Государственный астрономический институт им. П. К. Штернберга МГУ	Москва Россия	2374, 2467
Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН	Москва Россия	1688
Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН	Москва Россия	2241, 2273
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Москва Россия	1, 36, 84, 296, 380, 387, 609, 630, 644, 1364, 1397, 1485, 1811, 2294, 2301, 2374, 2625, 2908
Институт СВЧ полупроводниковой электроники РАН	Москва Россия	1765
Лианозовский электромеханический завод, НПО, АО	Москва Россия	1173, 1194, 1291
Микроволновые системы, АО	Москва Россия	175, 180, 185, 209, 1235, 1330
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)	Москва Россия	6, 896, 976, 1023, 1141, 1147
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана	Москва Россия	247, 995, 1159, 1194, 1201, 1266, 1459, 1513, 1859, 1893, 1934, 2514, 2535, 2563
Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова	Москва Россия	289, 1438, 1520
Московский технический университет связи и информатики	Москва Россия	401, 413, 665, 1009, 1016, 1222
Московский технологический университет (МИРЭА)	Москва Россия	1180, 1688, 2353, 2542

Московский энергетический институт «МЭИ» (национальный исследовательский университет)	Москва	Россия	190, 240, 475, 502, 533, 965, 1330, 1804, 1907, 1969
Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»	Москва	Россия	1723, 1737, 1744, 1751, 1772, 1779
НИИ дальней радиосвязи (НИИДАР), НПК, ОАО	Москва	Россия	1804
НИИ точных приборов, АО	Москва	Россия	1744
НИИ ядерной физики имени Д. В. Скобельцына МГУ им. М. В. Ломоносова	Москва	Россия	1438
НИИМА «Прогресс», АО	Москва	Россия	233, 240
Радиотехнический институт имени акад. А. Л. Минца, ОАО	Москва	Россия	2646
Российские космические системы, АО	Москва	Россия	18, 2759
РТИ, ОАО	Москва	Россия	2374
РТИ-Радио, ЗАО	Москва	Россия	1792, 2374
Специализированные электронные системы (СПЭЛС), ЭНПО, АО	Москва	Россия	1723, 1730, 1744, 1765
Технологические инновации, НПП, ООО	Москва	Россия	1859, 1893
УралАлмазИнвест, ПТЦ, ООО	Москва	Россия	1385
Физический институт им. П. Н. Лебедева РАН	Москва	Россия	2487
ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга, АО	Москва	Россия	1235, 1607
ЦНИТИ «Техномаш», АО	Москва	Россия	1607
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»	Москва, Зеленоград	Россия	700, 1765, 1997
НИИ молекулярной электроники	Москва, Зеленоград	Россия	1723
Муромский завод радиоизмерительных приборов	Муром	Россия	672
Муромский институт Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых	Муром	Россия	672, 1886, 2011, 2453, 2521
Российский федеральный ядерный центр — Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики	Нижегородская обл., г. Саров	Россия	368, 1668, 2104
Саровский физико-технический институт — филиал Национального исследовательского ядерного университета МИФИ	Нижегородская обл., г. Саров	Россия	1668, 1730
Институт прикладной физики РАН (Федеральный исследовательский центр)	Нижний Новгород	Россия	348, 355, 368, 1654, 1695, 1707, 1833, 2287, 2898
Институт физики микроструктур РАН	Нижний Новгород	Россия	1833, 2104

Национальный исследовательский Нижегородский государственный ун-т им. Н. И. Лобачевского	Нижний Новгород	Россия	355, 1833, 2104, 2287,
Нижегородский госуд. технический ун-т им. Р. Е. Алексеева	Нижний Новгород	Россия	1100, 1208, 1323, 2337
Институт катализа им. Г. К. Борескова СО РАН	Новоси- бирск	Россия	2400
Институт систем информатики имени А. П. Ершова СО РАН	Новоси- бирск	Россия	430, 804, 845, 852
Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН	Новоси- бирск	Россия	2400
Орловский государственный ун-т имени И. С. Тургенева	Орел	Россия	2453, 2521
Институт геологии Карельского научного центра РАН	Петроза- водск	Россия	1612
ВНИИ «Градиент»	Ростов- на-Дону	Россия	122, 138, 155
ДонСофт, НПФ, ООО	Ростов- на-Дону	Россия	2037
КБ «Связь», АО	Ростов- на-Дону	Россия	2234
Научно-исследовательский институт радиосвязи	Ростов- на-Дону	Россия	873, 1072, 1093, 1343
Ростовский государственный медицинский университет	Ростов- на-Дону	Россия	1818
Таркус, НПП	Ростов- на-Дону	Россия	165
Фаза, НПП, АО	Ростов- на-Дону	Россия	1285, 1337
Южный федеральный университет	Ростов- на-Дону, Таганрог	Россия	268, 437, 449, 468, 509, 637, 707, 790, 873, 907, 983, 990, 1065, 1072, 1093, 1240, 1247, 1279, 1285, 1445, 1452, 1527, 1626, 1647, 1818, 2037, 2056, 2208, 2405, 2432, 2493, 2570, 2770, 2874
Радарсервис, НПК	Рязань	Россия	171
Рязанский государственный радиотехнический университет	Рязань	Россия	651, 934, 2728
Самарский государственный университет	Самара	Россия	1619
Алмаз, НПП, ОАО	Саратов	Россия	309
Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН	Саратов	Россия	1852
Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина	Саратов	Россия	1431, 1574, 1661, 1668, 1682, 1702
Саратовский государственный ун-т им. Н. Г. Чернышевского	Саратов	Россия	309, 361, 1304, 1350, 1364, 1404, 1411, 1418, 1424, 1431, 1554, 1574, 1661, 1668, 1682, 1702, 2023, 2460

Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Саратов	Россия	309, 1852, 2097
Морской гидрофизический институт РАН	Севастополь	Россия	686, 1002
Севастопольский государственный университет	Севастополь	Россия	70, 394, 456, 575, 616, 623, 686, 825, 838, 880, 958, 965, 1002, 1153, 1492, 1499, 1913, 1927, 1983, 2018, 2030, 2044, 2051, 2075, 2146, 2160, 2319, 2353, 2360, 2848, 2860, 2867, 2030
Севастопольский испытательный центр «Омега» — филиал ФГУП «НИИР»	Севастополь	Россия	2030
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского	Симферополь	Россия	303, 941, 947, 952, 1568, 1581, 1786, 1845
Научно-образовательный центр ноосферологии и устойчивого ноосферного развития КФУ имени В. И. Вернадского	Симферополь	Россия	1568
Российский телеграфный клуб	Симферополь	Россия	2749, 2803
Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИИРА), АО	СПб	Россия	425, 444, 2700
Институт прикладной астрономии РАН	СПб	Россия	2425, 2474
Радар ммс, НПП, АО	СПб	Россия	902, 1187
Санкт-Петербургский государств. электротехнический ун-т «ЛЭТИ»	СПб	Россия	1086, 1166
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения	СПб	Россия	2809, 2817, 2825, 2833
Санкт-Петербургский институт управления и экономики	СПб	Россия	2809, 2817, 2825, 2833
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого	СПб	Россия	2425, 2474
Светлана-Электронприбор, АО	СПб	Россия	247
Центральный музей связи им. А. С. Попова	СПб	Россия	2839
Научно-конструкторское бюро вычислительных систем	Таганрог	Россия	509, 1240, 2056
Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН	Томск	Россия	2439
Институт сильноточной электроники СО РАН	Томск	Россия	912
ЛЭМЗ-Т, ООО	Томск	Россия	540
Микран, НПФ	Томск	Россия	1311
Национальный исследовательский Томский государственный университет	Томск	Россия	495, 885, 1838, 2082, 2253, 2266, 2280, 2308, 2315, 2439, 2480, 2500, 2605, 2774

Национальный исследовательский Томский политехнический университет	Томск	Россия	1758, 2439
НИИ полупроводниковых приборов, АО	Томск	Россия	226, 262, 275, 1229, 1758
Сибирский физико-технический институт им. В. Д. Кузнецова	Томск	Россия	2280
ТЕСАРТ, НПК, ООО	Томск	Россия	1134
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)	Томск	Россия	214, 226, 262, 275, 406, 462, 540, 658, 693, 892, 1134, 1311, 1390, 1825, 1900, 1920, 1941, 1948, 1955, 2063, 2089, 2774
Институт физического материаловедения СО РАН	Улан-Удэ	Россия	2508, 2549, 2556
Ульяновский государственный технический университет	Улья- новск	Россия	2637, 2705
Радиотехнические системы, НПО	Челя- бинск	Россия	1107
Челябинский радиозавод «Полёт», АО	Челя- бинск	Россия	2004
Южно-Уральский государственный аграрный университет	Челя- бинск	Россия	2260
Южно-Уральский государственный университет, НИУ	Челя- бинск	Россия	1107, 1120, 1216, 2004, 2591
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова	Яро- славль	Россия	2528
Панъевропейский университет	Брати- слава	Словакия	1079
Fermi National Accelerator Laboratory	Batavia	США	1976, 2069
Institute for Research in Electronics and Applied Physics, University of Maryland	College Park	США	348
Житомирский государственный технологический университет	Житомир	Украина	1298
Орион, НИИ	Киев	Украина	289, 1561, 1588, 1712
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины	Харьков	Украина	2132
Харьковский национальный экономический университет имени С. Кузнеця	Харьков	Украина	2672, 2679
Chalmers University of Technology	Göthen- burg	Швеция	1153
Durban University of Technology	Durban	ЮАР	545, 553

Human physical fields and radiations: new noninvasive methods of medical diagnostics

Yury V. Gulyaev

Russian Academy of Sciences,
Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics
Moscow, Russian Federation
gulyaev@cplire.ru

Abstract: Human body — dynamic self-governed system which stability (homeostasis) is provided with simultaneous functioning of the distributed physiological systems of neuroregulation, the address of blood, a metabolism etc. Continuous functioning of all systems of support of life is reflected in real time, on the one hand, in difficult model of the physical fields and radiations proceeding from a human body and, on the other hand, in parametrical changes of natural background fields and radiations and the atmospheres which usually surround the person. Exact measurements and dynamic mapping of this field, radiations and changes of a background give the chance of development of new methods of noninvasive medical diagnostics — important components of preventive medicine. In the report the experimental equipment for such measurements is described and examples of diagnostics are given.

Keywords: homeostasis, neuroregulation, metabolism, dynamic mapping, preventive medicine.

Физические поля и излучения человека: новые неинвазивные методы медицинской диагностики

Гуляев Ю.В.

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
Москва, Российская Федерация
gulyaev@cplire.ru

Аннотация: Человеческий организм — динамическая самоуправляемая система, стабильность которой (гомеостаз) обеспечена одновременным функционированием распределенных физиологических систем нейрорегуляции, обращения крови, метаболизма и т. д. Непрерывное функционирование всех систем поддержки жизни отражается в реальном времени, с одной стороны, в сложной модели физических полей и излучений, исходящих из человеческого организма и, с другой

стороны, в параметрических изменениях естественных фоновых полей и излучений и атмосферы, которые обычно окружают человека. Точные измерения и динамическое картирование этих полей, излучений и изменений фона дают возможность развития новых методов неинвазивной медицинской диагностики — важной компоненты профилактической медицины. В докладе описано экспериментальное оборудование для таких измерений и приведены примеры диагностики.

Ключевые слова: гомеостаз, нейрорегуляция, метаболизм, динамическое картирование, профилактическая медицина.

1. Введение

Различают следующие виды компьютерной томографии человеческого тела:

- Рентгеновская томография (X-ray Tomography);
- Томография на основе ядерно-магнитного резонанса (ЯМР-томография, MRI Tomography);
- Ультразвуковая томография (УЗИ, Ultrasonic Tomography);
- Позитронно-эмиссионная томография (ПЭТ, PET) и др.

Эти технологии дают возможность «видеть» положение и патологию внутренних органов человеческого тела без вскрытия организма.

Проблемой является обеспечение «видеть» в реальном времени функционирование человеческих органов и организма как целого. При этом:

- Нарушение функций органов обычно происходит прежде патологических изменений;

- Чрезвычайно важно выявить пациентов, чей гомеостаз только-только начал выходить за пределы своей области стабильности;

- Тогда, как правило, имеется возможность вернуть человека к норме путем мобилизации внутренних резервов организма;

- Важно также осуществлять мониторинг результатов различных медицинских лечебных процедур в реальном времени;

- Все методы, которые позволяют врачу «видеть» функционирование органов человека и организма как целого (in vivo) чрезвычайно важны для ранней медицинской диагностики и, как следствие, для профилактической медицины;

- Критерий стабильности человеческого организма в условиях кардинально меняющейся (ухудшающейся) среды позволяет научно сформулировать требования к окружающей среде — ключевой вопрос экологии;

- Некоторые виды компьютерной томографии (ЯМР, ПЭТ) позволяют видеть функционирование внутренних органов человека.

— Это очень дорогие и, вообще говоря, инвазивные методы томографии;

— Неинвазивный и относительно дешевый метод изучения функционирования человеческих органов и организма в целом был предложен в конце 70-х — начале 80-х годов XX века в Институте радиотехники и электроники РАН. Он базируется на дистанционном радиофизическом зондировании человека.

2. Идея метода

•В процессе функционирования вокруг человека, животного и других живых организмов возникает сложная картина физических полей и излучений, отражающих в реальном времени работу физиологических систем гомеостаза. С помощью прецизионных измерений этих полей и излучений, которые существенно модулируются физиологическими процессами, исследования их пространственных и временных распределений, возможно создание новых неинвазивных методов функциональной медицинской диагностики. Очень близко к этому — измерения изменений естественных фоновых полей и излучений и атмосферы, обычно окружающих живой организм. Эти измерения также неинвазивны и также могут приносить важную информацию о функционировании организма.

Динамика изменений физических полей и излучений человека и изменений окружающего организм фона может быть связана как с естественным функционированием (например, с дыханием), так и со специальными тестами, которые нарушают естественное функционирование (например, остановка дыхания, гипервентиляция, физическая нагрузка, употребление лекарств, акупунктура и др.).

Необходимо подчеркнуть, что этот подход использует исключительно пассивные методы измерений полей и излучений живого организма с последующей компьютерной обработкой, также полностью неинвазивной, и поэтому данный способ может быть назван «Пассивной Функциональной Томографией» — ПФТ, ("Passive Functional Tomography" – PFT).

В начале 80-х годов прошлого века в Институте радиотехники и электроники АН СССР была создана специальная лаборатория по изучению физических полей и излучений человека. Сегодня эта лаборатория выросла в Центр биомедицинской радиоэлектроники ИРЭ РАН — Центр электронных диагностических систем (ЭЛДИС).

В настоящем докладе будет рассказано о некоторых работах, проводимых в этом Центре.

Имеется 6 видов физических полей и излучений, которые могут быть промодулированы физиологическими функциями организма: электрическое и магнитное поля, инфракрасное, микроволновое (СВЧ), оптическое и акустическое излучения, а также микроатмосфера вокруг организма человека («химическое» поле). Их величины показаны на Рис. 1.

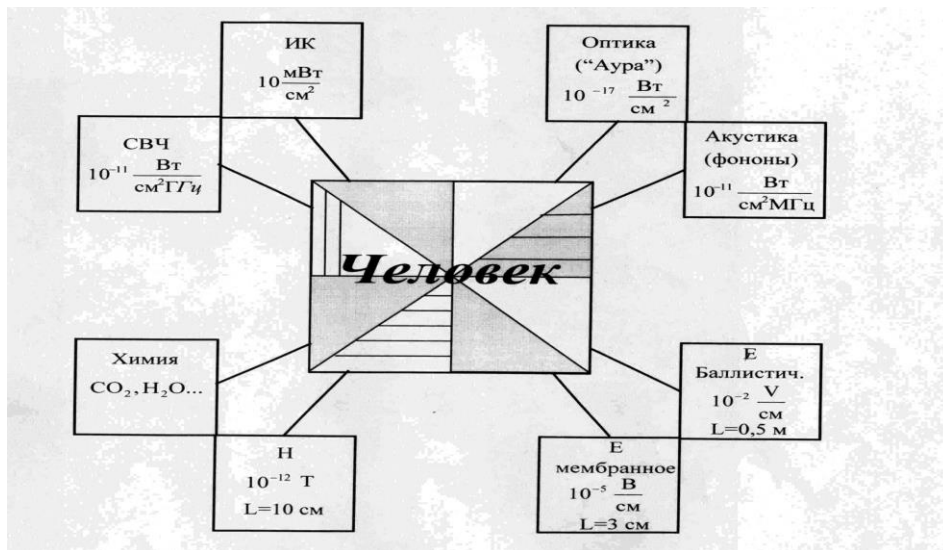


Рис. 1. Физические поля и излучения человека.

Fig. 1. Physical fields and radiations of human

3. Практические результаты

В докладе детально рассмотрены следующие неинвазивные методы медицинской диагностики:

- дистанционная термография;
- термодиагностика;
- термоокофальмология;
- термодиагностика коронарографии;
- динамическая термография;
- многоканальная акустотермометрия;
- магнитокардиография;
- магнитоэнцефалография;
- магниторезонансная томография в сверхслабых магнитных полях;
- электроимпедансная томография и маммография;

- магнитоиндукционная компьютерная томография;
- функционализация липосом наночастицами и полимерами;
- оптическая когерентная томография и др.

Список литературы

[1] Godik E.E., Gulyaev Y.V. Functional imaging of the human body. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*. 1991. Vol. 10. No. 4. P. 21-29.

References

[1] Godik E.E., Gulyaev Y.V. Functional imaging of the human body. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, 1991, vol. 10, no. 4, pp. 21 - 29.

Periodic Microwave Composite Structures for on-board Antenna Systems

Dmitry I. Voskresensky¹, Alexander P. Volkov^{1,2}, Alexander Yu. Grinev¹
Moscow Aviation Institute

(National Research University), Moscow, 125993, Russian Federation

voskr@mai.ru, grinevau@yandex.ru

²*JSC RPC Concern «VEGA»*

Moscow, 121170, Russian Federation

alexander.p.volkov@gmail.com

Abstract: Periodic microwave composite structures for characteristics improving of onboard antenna systems are considered. Frequency-selective structures for control of the back-scattering pattern of L band phased array is discussed. FSS blindness caused by resonance in a volume between FSS and ground plane for the some Bragg lobes has been discovered. Full bandwidth of a dipole on artificial magnetic structure is carried out. The low-profile conformal dual-polarizable VHF band antenna system is developed. Electromagnetic bandgap structure for surface waves suppression are considered. The low-profile decoupled P band antenna system is developed.

Keywords: frequency-selective surfaces, artificial magnetic conductors, electromagnetic bandgap structures, rcs, low-profile antennas.

Периодические СВЧ композитные структуры в бортовых антенных системах

¹Воскресенский Д.И., ^{1,2}Волков А.П., ¹Гринев А.Ю.

¹*Московский авиационный институт*

(Национальный исследовательский университет), г. Москва, 125993, Российская Федерация, voskr@mai.ru, grinevau@yandex.ru

²*АО концерн «ВЕГА»,*

г. Москва, 121170, Российская Федерация

alexander.p.volkov@gmail.com

Аннотация: Рассмотрены периодические СВЧ композитные структуры для улучшения характеристик бортовых антенных систем. Исследованы частотно-

селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной ФАР L-диапазона. Выявлен резонансный эффект приводящий к частичному подавлению некоторых лепестков Брэгга. Проведена оценка полной полосы излучателя на искусственной магнитной структуре. Разработана низкопрофильная конформная двухполяризационная антенная система ОВЧ-диапазона. Рассмотрены структуры с электромагнитной запрещенной зоной для подавления поверхностных волн и устранения эффекта ослепления в печатных ФАР. Разработана низкопрофильная развязанная антенная система Р-диапазона.

Ключевые слова: частотно-селективные структуры, искусственные магнитные структуры, структуры с электромагнитной запрещенной зоной, диаграмма обратного рассеяния, низкопрофильные антенны.

1. Введение

Неизменной тенденцией развития теории и техники антенных систем (АС), бортовых многофункциональных радиоэлектронных комплексов, выполняющих функции РЛС, землеобзора, радиотехнической разведки, радиоэлектронной борьбы, госопознавания, радионавигации и радиосвязи, является поиск и внедрение научно обоснованных технических решений, направленных на использование единой системы излучения в интересах нескольких радиотехнических систем, расширение полосы рабочих частот, сектора сканирования и многофункциональности АС, контроль эффективной поверхности рассеяния и минимизации габаритов АС. Решение подобных задач, как правило, усложняется ограниченным объемом и эксплуатационными требованиями к АС. Одним из путей решения этих проблем является использование периодических СВЧ композитных (ПСК) структур, свойства которых обусловлены типом элемента, периодом и их композицией.

Цель работы – сокращение высоты профиля бортовых АС, увеличение полосы рабочих частот и развязки, подавление поверхностных волн в подложках излучающего полотна АС, контроль эффективной поверхности рассеяния АС на основе внедрения периодических СВЧ композитных структур со свойствами частотной селективности, искусственного магнитного проводника и запрещенной электромагнитной зоны.

2. Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами частотной селективности

Частотно-селективные структуры (ЧСС) представляют собой периодические каскадные структуры, состоящие из печатных и щелевых

элементов. ЧСС являются пространственными фильтрами (ФНЧ, ФВЧ, ППФ, ПЗФ) и характеризуются полосой частот, потерями, поляризационными и угловыми свойствами. На рис. 2 приведена *двухслойная ЧСС*, состоящая из двух проводящих прямоугольных кольцевых элементов, расположенном на разных слоях диэлектрического основания. Размеры ЧСС: $d = 4,8$ мм; $w_1 = 4,58$ мм, $w_2 = 3,57$ мм; $s_1 = 0,2$ мм, $s_2 = 0,25$ мм. Основание толщиной $t_s = 2,7$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью материала $\varepsilon = 4,3$. Параметры эквивалентного фильтра-прототипа: $C1 = 125,1$ фФ; $L1 = 2,5$ нГн; $C2 = 41,34$ фФ; $L2 = 2,12$ нГн, $Z_s = 182$ Ом, $Z_0 = 120\pi$ Ом.

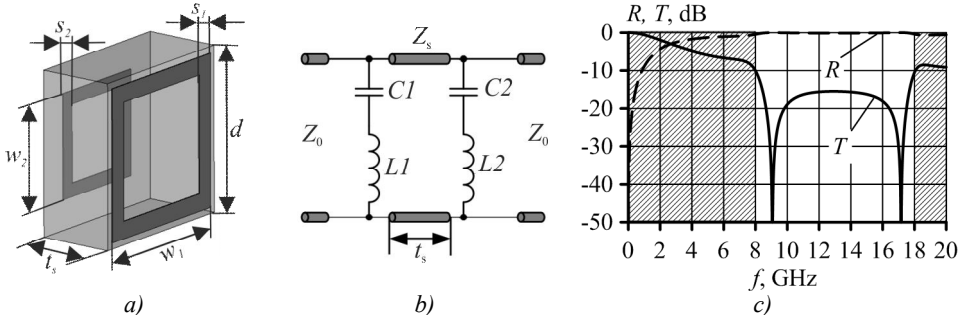


Рис. 1. Геометрия элемента (а) ЧСС, фильтр-прототип ЧСС (б) и коэффициент отражения (R) и прохождения (T) ЧСС.

Fig. 1. FSS unit cell (a), equivalent circuit (b), reflection (R) and transmission (T) coefficients (c).

Для анализа возможность устранения лепестков Брэгга [1] рассмотрена модель линейной периодической структуры (ЛПС) L-диапазона над металлическим основанием, экранируемая ЧСС (рис.2 а). Параметры ЛПС: $D_{AP} = 96$ мм, $r = 5$ мм, $l_d = 68$ мм, количество элементов ЛПС $N_d = 8$. Параметры ЧСС: $h_2 = 15$ мм, $l_{fss} = 768$ мм, количество ячеек ЧСС на длину $Nl_{fss} = 160$, $w_{fss} = 76.8$ мм, количество ячеек ЧСС на ширину $Nw_{fss} = 16$. Расстояние от ЛПС до проводящего экрана $h_1 = 25$ мм, полная высота $h_1 + h_2 = 40$ мм. На рис. 2 б приведены диаграммы обратного рассеяния (ДОР) ЛПС без ЧСС и с ЧСС.

Видно, что при $\theta = 23^\circ$, лепесток третий лепесток Брэгга остается неподавленным. Механизм этого, по-видимому, следующий. Небольшая фракция зондирующей волны всегда проходит сквозь полосно-заграждающую ЧСС в виде затухающих и распространяющихся гармоник Флоке. При определённых расстояниях между АР, ЧСС и экраном возникает резонанс, на тех периодических гармониках АР, которые его вызвали.

Усиленное электромагнитное поле, соответствующее "резонансным" гармоникам рассеянным на периодической структуре ФАР и "считавшая" её, излучается через ЧСС, тем самым ослабляя полосно-заграждающие свойства ЧСС для некоторых лепестков Брэгга [2].

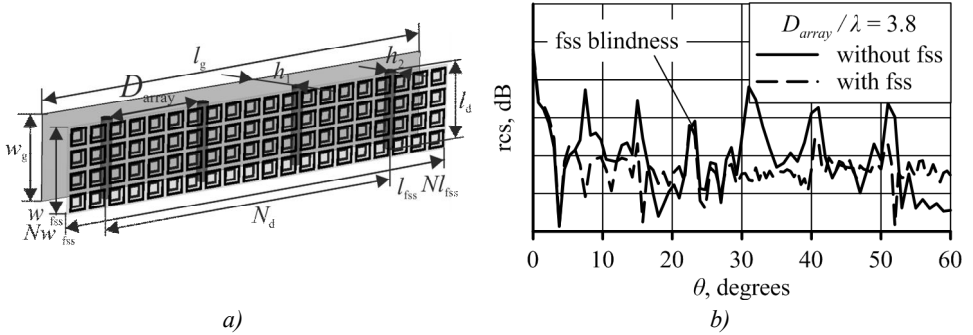


Рис. 2. Линейная периодическая структура: а) – общий вид; б) – ДОР

Fig. 2. Linear periodic structure with FSS: а) geometry, б) – monostatic rcs

Резонансные условия для моды, соответствующей лепестку Брэгга, запишем с привлечением приближённой теории резонаторных антенн (Fabry-Perot resonator antenna).

$$\Psi_{fss} + \Psi_{ar} - k_{zn}^{fss} 2h_2 = 2\pi N, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

где Ψ_{fss} – фаза коэффициента отражения от ЧСС; Ψ_{ar} – фаза коэффициента отражения от АР (в первом приближении можно считать $\Psi_{ar} = -\pi - k_{zn}^{fss} 2h_1$), k_{zn}^{fss} – постоянная распространения ЧСС. Выявленный эффект может быть устранен путем уменьшения расстояния от ЧСС до проводящего экрана или путем использования поглощающих материалов.

3. Частотно-селективные структуры для контроля ДОР линейной ФАР L-диапазона

На основе исследований в пункте 2 разработана АС (рис. 3), объединяющая ФАР L-диапазона, размещаемая в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, ЧСС с режекторной пространственно-частотной характеристикой и поглотитель на основе резистивных печатных элементов позволяет снизить амплитуду лепестков Брэгга в диаграмме обратного рассеяния ФАР при облучении волной X- и Ku-диапазонами на 5–25 дБ в полосе частот 8 – 18 ГГц в диапазоне углов (5–

55) градусов; при этом коэффициент усиления ФАР L-диапазона снижается не более на 0,3 дБ в рабочей полосе частот при сканировании на ± 45 градусов по сравнению с ФАР без ЧСС[3].

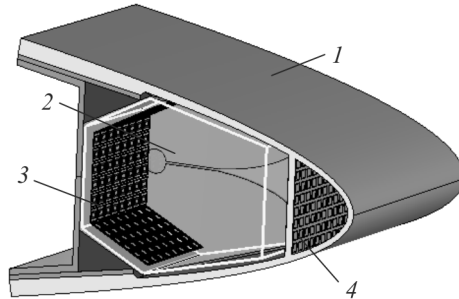


Рис. 3. Общий вид элемента ФАР: 1 – обтекатель, 2 – излучатель, 3 – поглотитель, 4 – ЧСС.

Fig.3. Phased array element: 1 – radome, 2 – radiator, 3 – absorber, 4 – fss.

На рис. 4 приведены характеристики ФАР в виде частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ и ДН восьмизначной ФАР при фазировании по нормали (а) и в направлении 45° (b).

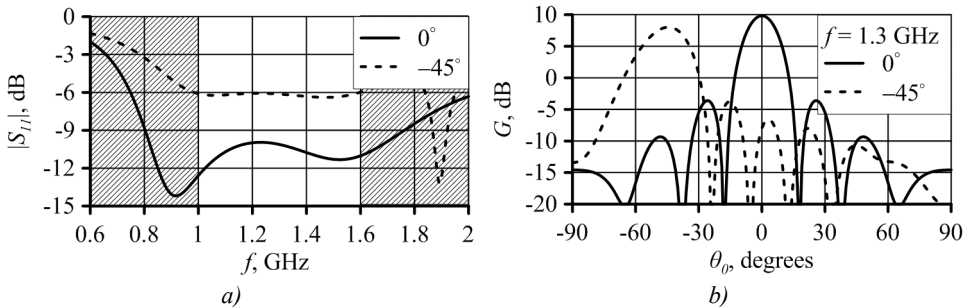


Рис. 4. Результаты полноволнового моделирования восьмизначной ФАР: а) – согласование, б) – ДН.

Рис. 4. Simulation result for eight-element phased array a) – return loss, b) – directivity.

На рис. 5 приведены ДОР ФАР без ЧСС (кривая 1), ФАР с ЧСС (кривая 2), ФАР с ЧСС и поглотителем (кривая 3) на различных частотах.

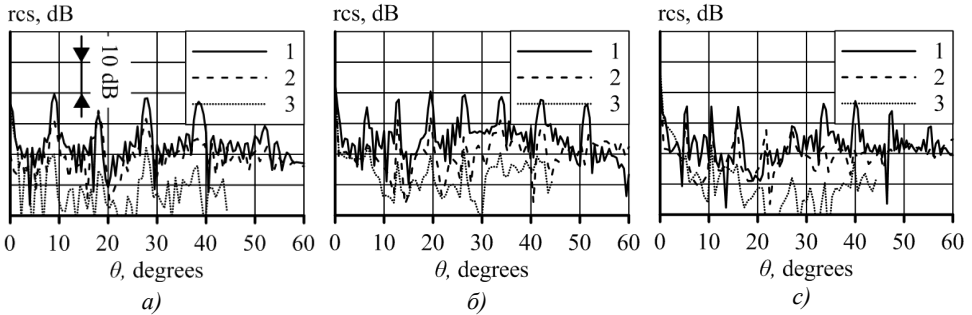


Рис. 5. ДОР: а) $D_{ar} / \lambda = 3.2$, б) $D_{ar} / \lambda = 4.8$, в) $D_{ar} / \lambda = 5.4$. 1 – ФАР без ЧСС, 2 – ФАР с ЧСС, 3 – ФАР с ЧСС и поглотителем.

Fig. 5. Monostatic rcs: а) $D_{ar} / \lambda = 3.2$, б) $D_{ar} / \lambda = 4.8$, в) $D_{ar} / \lambda = 5.4$. 1 – phased array without FSS, 2 – phased array with FSS, 3 – phased array with FSS and absorber.

4. Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами искусственного магнитного проводника

Основным типом антенных устройств для перспективных авиационных радиолокационных комплексов различного назначения являются АФАР с широкой полосой рабочих частот, состоящие из системы излучателей, в частности вибраторов, расположенных над металлическим экраном, работающие в различных диапазонах частот, в частности в ОВЧ-диапазоне ($\lambda_0 = 2.3$ м). В авиационных комплексах одним из важных параметров является высота профиля антенны, что является важным для сохранения аэродинамики носителя. В последнее десятилетие проявляется возрастающий интерес к исследованиям путей уменьшения профиля антенн и антенных решеток с помощью периодических СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника [4, 5].

Одно из преимуществ АМС структур состоит в том, что горизонтальный диполь может быть размещен вблизи подобной структуры, при входном сопротивлении 50 Ом в широкой полосе частот. Однако, помимо характеристик согласования антенны, необходимо обеспечить требуемые характеристики направленности. В [6] показано, что деградация ДН излучателя на основе АМС структуры в согласованной полосе рабочих частот обусловлена конечностью АМС структуры и возбуждению ТЕ волны в ней, что ограничивает рабочую полосу излучателя на АМС структуре. В работе, для устранения указанного эффекта и расширения полной рабочей полосы АС на АМС структуре, используется система из двух вибраторных

излучателей, расположенных в плоскости провала на расстоянии $\sim \lambda_{\pi}/2$ и возбуждаемых синфазно.

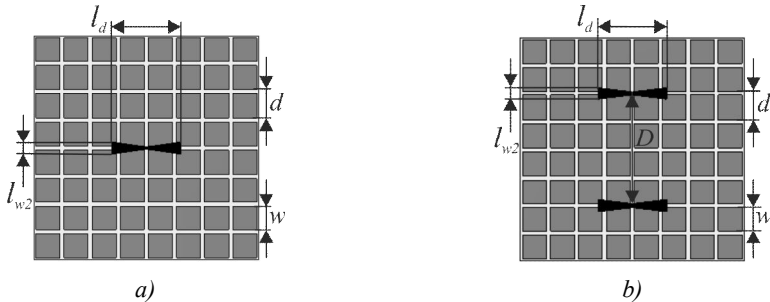


Рис. 6. Вибраторный излучатель на искусственном магнитном проводнике: а) – модель M1, б) – модель M2.

Fig. 6. Dipole radiator based on AMC: а) – model M1, б) – model M2.

На рис. 7 приведены результаты моделирования вибраторного излучателя в виде частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рис. 7 а) и ДН на верхней частоте рабочей полосы частот (рис. 7 б).

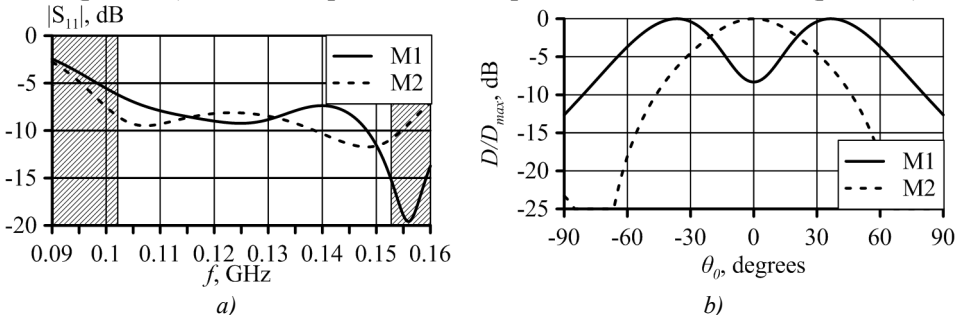


Рис. 7. Результаты полноволнового моделирования: а) – согласование, б) – ДН.

Рис. 7. Simulation result а) – return loss, б) – directivity.

5. Низкопрофильная антенная система ОВЧ-диапазона

На основе исследований, проведенных в пункте 4, разработана низкопрофильная конформная двухполяризационная антенная систем ОВЧ диапазона ($\lambda_0 = 2.3$ м) авиационного комплекса землеобзора. На рис. 2 приведен общий вид разработанной АС. АС состоит из двух вибраторных излучателей вертикальной поляризации (VD) и двух вибраторных излучателей горизонтальной поляризации (HD). Излучатели одноименной

поляризации разнесены на расстояние $0.63\lambda_0$ ($4d$), что позволило расширить полную полосу АС.

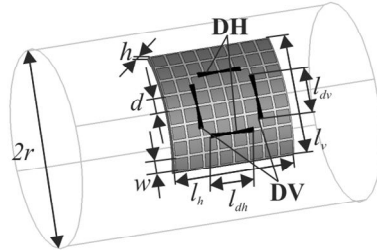


Рисунок 8 – Антенная система на основе искусственного магнитного проводника.

Fig.8. Antenna system based on AMC.

На рис. 9 приведены графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ от входа излучателей (рис.3 а) и развязки в кроссполяризационных каналах (рис.3 б). Высота профиля АС составила $0.078\lambda_0$ при полосе рабочих частот $\Delta f = 50$ МГц (39%) по уровню $KCB \leq 2$ и развязки по поляризации не более -40 дБ.

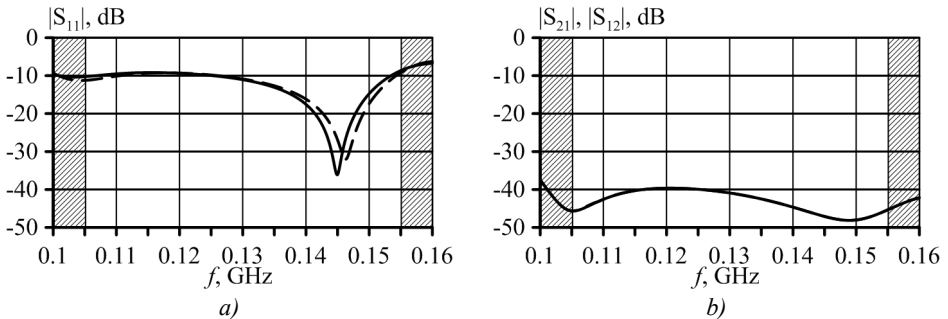


Рис. 9. Результаты моделирования АС: а) – согласование, б) – развязка по поляризации.

Fig.9. Simulation results for antenna system: а) – return loss, б) – polarization coupling.

На рис.4 приведены ДН разработанной АС на центральной частоте для излучателя HD (рис. 10 а) и для излучателя VD (рис. 11 б) в Е- и Н-плоскостях. Уровень излучения в нижней полусфере не более -10 дБ в рабочей полосе частот.

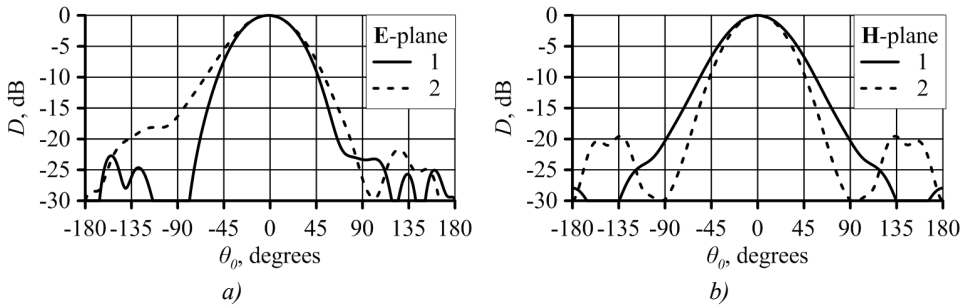


Рис. 10. ДН АС: а) – Е-плоскость; б) – Н-плоскость.

Fig. 10. Directivity: а) – E plane, б) – H plane.

6. Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоной

Наличие диэлектрических слоев в печатных ФАР приводит к поддержанию поверхностных волн (ТМ и ТЕ), которые могут привести к ухудшению как частотных, так и сканирующих свойств антенной системы. Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоной (EBG) позволяют устранить появление поверхностной волны. На рис. 11 а, б приведена модель единичной ячейки печатной вибраторной антенной решетки, расположенной на проводящем экране со слоем диэлектрика и на структуры с высоким импедансом [7].

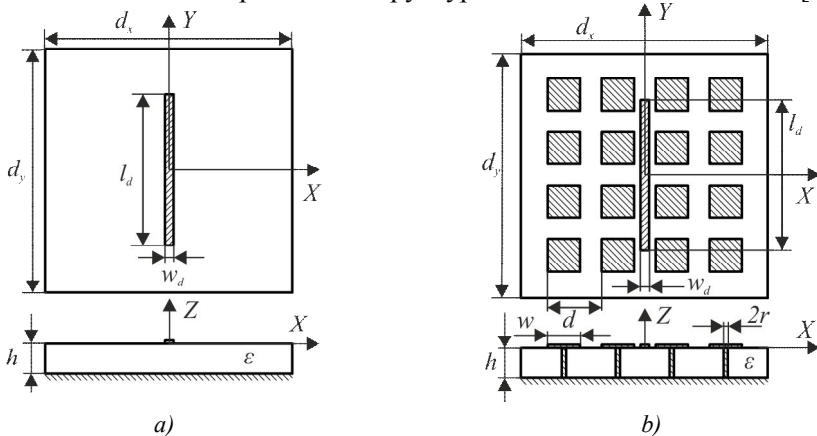


Рисунок 11 – Единичная ячейка печатной вибраторной антенной решетки: а) – диэлектрическая подложка, б) – EBG структура.

Fig. 11. Dipole array unit cell: а) – dielectric substrate, б) – EBG structure.

На рис. 6 приведены парциальных ДН центрального элемента ФАР в **Е**-плоскости (рис. 12 *a*) и в **Н**-плоскости (рис. 12 *b*).

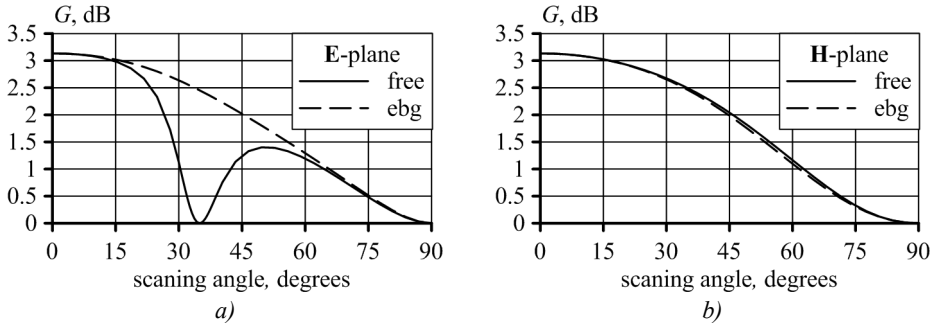


Рисунок 12 – парциальные ДН центрального элемента ФАР: *a*) – в **Е**-плоскости, *b*) – в **Н**-плоскости.

Fig. 12. Partial pattern for center antenna array element: *a*) – **E**-plane, *b*) – **H**-plane.

7. Низкопрофильная развязанная АС Р-диапазона

Комплексная разработка антенной системы Р-диапазона ($\lambda_0 = 69$ см) космического комплекса землеобзора, состоящей из двух подсистем с ортогональными поляризациями, с периодическими СВЧ композитными структурами с электромагнитной запрещенной зоной (рис. 14 *a*, *b*) позволила уменьшить профиль АС до $0.055\lambda_0$ при ширине полосы рабочих частот 14% по уровню КСВ ≤ 2 и развязкой между излучателями – 21 дБ [8].

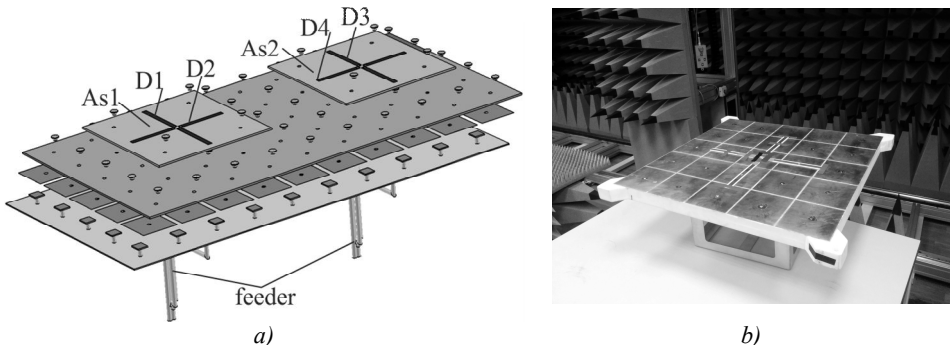


Рис. 13. Низкопрофильная антенная система Р-диапазона.

Fig. 13. Low-profile P band antenna system.

На рис. 14 приведены характеристики согласования (рис. 14 *a*) и развязки (рис. 14 *b*) разработанной АС.

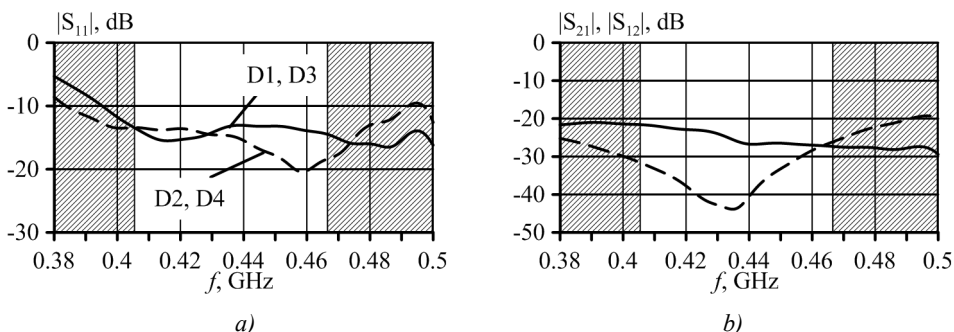


Рис. 14. Низкопрофильная антенная система Р-диапазона: *a*) – согласование, *b*) – развязка.

Fig. 14. Low-profile P band antenna system: *a*) – return loss, *b*) – mutual coupling.

8. Заключение

Комплексирование антенных систем с периодическими СВЧ композитными структурами со свойствами частотной-селективности, электромагнитной запрещённой зоны и искусственного магнитного проводника позволяет снизить амплитуду лепестков Брэгга в диаграмме обратного рассеяния ФАР на 5-25 дБкв.м, снизить высоту профиля антенных систем до 0.04 – 0.08 длин волн при полосы рабочих частот 14% - 40%, подавить поверхностные волны и увеличить развязку между элементами антенных решёток на 5-10 дБ.

Источники финансирования

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №16-38-00772 мол_а.

Список литературы

- [1] Stimson G. Introduction to airborne radar. SciTech Publishing. 1998.
- [2] Гринев А.Ю., Волков А.П., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона // Антенны. 2016. №10.
- [3] Мосейчук Г.Ф., Синани А.И., Гринев А.Ю., Ильин Е.В., Волков А.П. Оценка и контроль диаграммы обратного рассеяния линейной ФАР L-диапазона // в кн. Радиолокационные системы специального и гражданского назначения / под ред. Ю.И. Белого. М.: Радиотехника. 2016.

- [4] Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas. In Modern antenna handbook. Ed. C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – pp. 737-777.
- [5] Гринев А.Ю., Ильин Е.В., Волков А.П. Расчёт параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн.–М.: Антенны, 2012, № 10, с. 57–62.
- [6] Costa F., Luukkonen O., Simovski C.R., Monorchio A., Tretyakov S. A., Maagt P. M. TE Surface Wave Resonances on High-Impedance Surface Based Antennas: Analysis and Modeling // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2011. V. 59. № 10. P. 3588–3596.
- [7] Грибанов А.Н., Ильин Е.В., Зайкин А.Е., Волков А.П. Моделирование фазированных антенных решеток конечных размеров из волноводных и печатных излучающих элементов. // Антенны, 2013, № 4, с. 9–21.
- [8] Гринев А.Ю., Курочкин А.П., Волков А.П. Низкопрофильная развязанная антенная система на основе поверхности с высоким импедансом. – М.: Антенны, 2014, № 9, с. 4–11.

References

- [1] Stimson G. Introduction to airborne radar. SciTech Publishing. 1998.
- [2] Grinev A.Yu., Volkov A.P., Moseichuk G.F., Sinani A.I. [Bandstop frequency-selective surfaces for control of the back-scattering pattern of L band AESA]. *Antennas*, 2016, №10. (In Russian).
- [3] Moseichuk G.F., Sinani A.I., Grinev A.Yu., Ilyin E.V., Volkov A.P. [Estimation and Control of the Back-Scattering Diagram from L Band Active Phased Array]. V kn. Radiolokatsionny'e sistemy' spetsial'nogo i grazhdanskogo naznacheniya / pod red. Ju.I. Belogo. M.: Radio-tekhnika. 2016. (In Russian).
- [4] Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas. In Modern antenna handbook. Ed. C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – pp. 737-777.
- [5] Grinev A.Yu., Ilyin E.V., Volkov A.P. [Расчёт параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн]. *Antennas*, 2012, № 10, pp. 57–62. (In Russian).
- [6] Costa F., Luukkonen O., Simovski C.R., Monorchio A., Tretyakov S. A., Maagt P. M. TE Surface Wave Resonances on High-Impedance Surface Based Antennas: Analysis and Modeling // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2011. V. 59. № 10. P. 3588–3596.
- [7] Griбанov A.N., Ilyin E.V., Zaikin A.E., Volkov A.P. [Numerical modeling of finite-size phased array antennas of waveguide and microstrip patch radiators]. *Antennas*, 2013, № 4, pp. 9–21. (In Russian).
- [8] Grinev A.Yu., Kurochkin A.P., Volkov A.P. [Low-profile decoupled antenna system, based on high impedance surface]. *Antennas*. 2014. № 9, c. 4–11. (In Russian).

Acknowledgements

The reported study was funded by RFBR according to the research project №. 16-38-00772 мол_a.

Microwave SSPA for spacecrafts

Vyacheslav G. Alybin, Aleksey S. Semochkin

SC «Russian space systems»

Moscow, 111250, Russian Federation

1741otd@rniikp.ru

Abstract: The special feature of development and parameters of SSPA for spacecrafts are considered. The ways of the settlement of common problems for the spacecraft – security of safety, increase input power PAE, reduction of mass and size, improvement of radiation resistance and another are demonstrated. The questions of reserve, possibility of switching of output power without decrease of PAE are discussed, the trends of development SSPA and face of SSPA in the future are shown.

Keywords: SSPA, PAE, command-measuring system, onboard equipment.

Твердотельные СВЧ усилители мощности для космических аппаратов

Алыбин В.Г., Семочкин А.С.

АО «Российские космические системы»

г. Москва, 111250, Российская Федерация

otd1741@rniikp.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности построения и параметры твердотельных СВЧ усилителей мощности (УМ) для космических аппаратов (КА). Показаны пути решения общих для космических аппаратов проблем – обеспечения надёжности, повышения уровня выходной мощности, КПД, уменьшения массы и габаритов, повышения радиационной стойкости и др. Обсуждаются вопросы резервирования и возможности переключения выходной мощности без потери КПД, показаны тенденции развития УМ и облик УМ будущего.

Ключевые слова: усилитель мощности, КПД, масса, командно-измерительная система, монолитная интегральная схема, бортовая аппаратура.

1. Введение

Твердотельные СВЧ усилители мощности (УМ) являются одними из самых массовых электронных СВЧ устройств, будучи основными узлами передатчиков на Земле, в авиации, в космосе. При использовании УМ в

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

космосе они имеют преимущества по сравнению с ЛБВ по надёжности на большом сроке активного существования (САС), по стоимости, по габаритам и массе. Достоинства УМ обеспечили им монополию для бортовой аппаратуры командно-измерительной системы (БА КИС) КА. УМ также широко применяются в бортовой аппаратуре ретрансляторов КА. В настоящее время к УМ для КА предъявляются новые требования, что побуждает разработчиков УМ к поиску новых технических решений.

2. Требования к усилителям мощности для КА

К УМ для КА предъявляются требования, отраженные в табл. 1.

Специфической особенностью УМ для КА является работа преимущественно в непрерывном режиме в отличие от авиационных применений, где преобладает импульсный режим работы УМ.

Переключение $P_{\text{вых}}$ УМ с большего номинального уровня на меньший (без существенной потери КПД) целесообразно, в частности, для БА КИС при переходе из неориентированного режима полета КА в ориентированный. При этом сокращается энергопотребление и уменьшается нагрев выходного транзистора практически на всём САС, т.к. выходная мощность при этом требуется примерно на (7 – 9) дБ меньше, чем в неориентированном режиме.

Требование высокой надёжности УМ для КА является одним из важнейших. Максимальный САС современных КА превышает 15 лет, а требуемая вероятность безотказной работы (ВБР) УМ должна быть не менее 0,999. При этом общий срок службы УМ должен быть не менее 19 лет.

Для УМ, расположенных на КА, необходимо обеспечение в течение САС определенного температурного режима при типичном для УМ размещении на термостатированной плите. Средняя плотность теплового потока от основания УМ в настоящее время не должна превышать значения 0,2 Вт/см². Особенно важно обеспечить максимальный КПД УМ, более высокие значения которого положительно влияют на САС, уменьшение габаритов, массы и энергопотребления, являющихся важными для КА.

Специфическим для КА является рекомендуемое сокращение площади основания УМ до значения, не превышающего необходимое для обеспечения его температурного режима. Уменьшение площади основания необходимо для сокращения площади термостатированной плиты космической платформы, следовательно, габаритов и массы КА. Например, для УМ с выходной мощностью 10 Вт и КПД 40% площадь основания необходимо иметь не менее и желательно иметь не более 125 см².

Табл. 1. Требования к твердотельному усилителю мощности для КА.

Table 1. Requirements for SSPA for the spacecraft

Параметр Parameter	Значение параметра Parameters meaning
Диапазон рабочих частот Frequency band	один из L -, S -, C -, X -, Ku -, Ka - с шириной рабочей полосы частот (1-3)% one from L -, S -, C -, X -, Ku -, Ka - with (1-3)% band
Выходная мощность output power	не менее заданной из ряда (2-170) Вт no less settled from number (2-170) W
Входная мощность Input power	(2-30) мВт (2-30) mW
Возможность переключения выходной мощности Possibility of switching of output power	на один из 2-х уровней to one from two levels
CAC TAE	не менее 15 лет при ВБР не менее 0,99 и общем сроке службы не менее 19 лет no less 15 year by PFW no less 0,99 and common time of work no less 19 year
Средний тепловой поток через поверхность основания Middle thermal flow over plane of base	не более 0,2 Вт/мм ² no more 0,2 W/mm ²
Площадь основания Square of base	не больше требуемой по условиям среднего теплового потока через основание no more required by conditions of the middle thermal flow over plane of base
Диапазон температур термостабилизированной плиты Temperature range of the thermoplate	(- 20..50)°C
Радиационная стойкость по дозовым воздействиям за CAC Radiation resistance by dose over TAE	не менее 100 крад no less 100 krad
Стойкость к механическим воздействиям mechanical resistance	широкополосная вибрация – 20g; удары – 150g; акустические воздействия – 130g broadband vibration – 20g; blows – 150g; acoustics affections – 130g
Напряжение питания Bias voltage	(27±3)В, (100 В) (27±3)V, (100 V)
Группа исполнения Realization	открытый космос open space
Нагрузка на выходе Output load	любая (КЗ, ХХ) any (SC, FR)
КПД PAE	максимальный max
Габариты, масса Size, mass	Минимальные min
Датчики Sensors	P_{ax} , $P_{вых}$, ток, температура P_{in} , P_{out} , flow, temperature

Наличие унифицированных УМ с минимальным их количеством в унифицированном ряде при условии удовлетворения требованиям для всех возможных применений важно для уменьшения стоимости КА и сроков их поставки.

Кроме специфических требований к УМ существуют и общие требования:

- КСВ входов и выходов менее 1,5;
- отсутствие самовозбуждения;
- воспроизводимость характеристик от комплекта к комплекту УМ.

3. Устройство современных твердотельных усилителей мощности для КА

На рис.1 представлена типичная структурная схема нерезервированного УМ. Для выполнения требований назначения, приведенных выше, она содержит: усилительные каскады, заграждающий фильтр гармоник (Ф), автоматическую регулировку мощности (АРМ), включающую направленный ответвитель (Н.О.), детектор (ДЕТ), операционный усилитель (О.У.) и управляемый аттенюатор (АТТ). Гарантируемое согласование по входу обеспечивается вентилем (В), а хороший КСВ выхода и защита выходной цепи – циркулятором (Ц) на выходе УМ с подключённой к одному из его плеч относительно мощной согласованной нагрузкой (С.Н.).

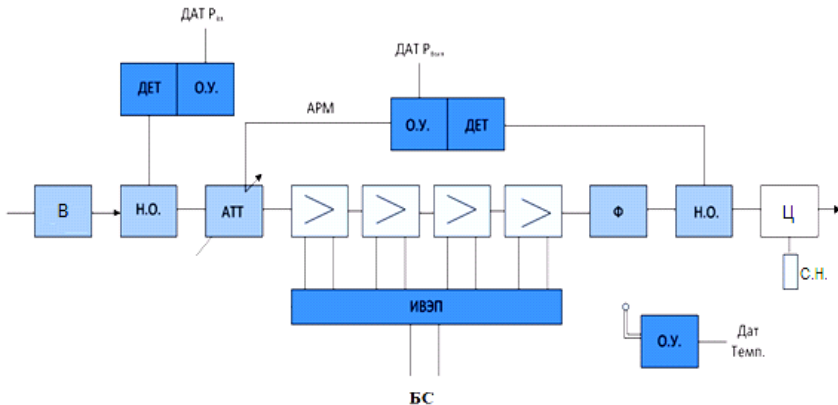


Рис. 1. Структурная схема одиночного твердотельного СВЧ усилителя мощности.

Fig. 1. Structural circuit of the single SSPA

Имеются температурный датчик (Дат Темп.) и датчики входной и выходной (ДАТ $P_{вх}$ и ДАТ $P_{вых}$) мощностей на ДЕТ и О.У. Датчики тока и напряжения предусмотрены в источниках вторичного электропитания

(ИВЭП), через которые напряжение от бортсети (БС) подаётся на транзисторные каскады.

Существующие УМ выполняются либо в виде нерезервированного прибора, и тогда резервирование осуществляется с помощью внешнего устройства перекрёстного резервирования – распределителя мощности, либо в виде резервированного (дублированного или троированного) УМ (РУМ), размещенного в одном корпусе, в виде ансамбля из 2-х или 3-х УМ и распределителя мощности, что позволяет минимизировать площадь основания УМ и его массу [1].

4. Проблемные вопросы совершенствования УМ и пути их решения

Современные УМ для КА удовлетворяют большей части предъявляемых к ним требований и обеспечивают функционирование большинства БА КИС КА, тем не менее остается немало возможностей для улучшения параметров УМ. Ключевыми ЭРИ, необходимыми для УМ, являются ЭРИ промежуточных и выходных каскадов усиления. Целесообразно использовать вместо применявшихся ранее транзисторных усилителей на арсениде галлия (*GaAs*) транзисторные усилители на нитриде галлия (*GaN*), имеющими более высокий КПД.

ЭРИ отечественного производства (ЭРИ ОП) на *GaN* в настоящее время начинают использовать в РФ. Ведущими по производству подложек для *GaN*-транзисторов являются: Институт полупроводниковой СВЧ электроники РАН (г. Москва) [2], Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе (г. Санкт-Петербург) [3,4,5], ЗАО «Элма-Малахит», г. Зеленоград (г. Москва) [6], а производителями ЭРИ ОП на *GaN* – НПО «Пульсар» (г. Москва) [7,8], ООО «Октава» (г. Новосибирск) [5,9].

Освоение более высоких диапазонов рабочих частот (*Ku* и *Ka*) успешно решается с использованием схем сложения мощностей одиночных транзисторов. На рис. 2, 3 показаны МИС *Ka*-диапазона, разработанные в РФ [10] и за рубежом [11].

Резерв в улучшении параметров УМ заключается в отыскании путей повышения КПД, увеличения выходной мощности, снижения перегрева активного слоя транзисторных структур, увеличения САС и уменьшения габаритов и массы УМ для КА. Это – взаимосвязанная система параметров УМ, по существу определяющая облик УМ будущего для КА.

Большинство УМ работают в режиме АВ [11], при котором имеет место относительно слабая компрессия коэффициента усиления в рабочей точке вольтамперной характеристики транзистора. При этом теоретиче-

ский предел значения КПД не превышает 50%, а на практике КПД при номинальном уровне $P_{вых}$ достигает значений 40 – 42 %.

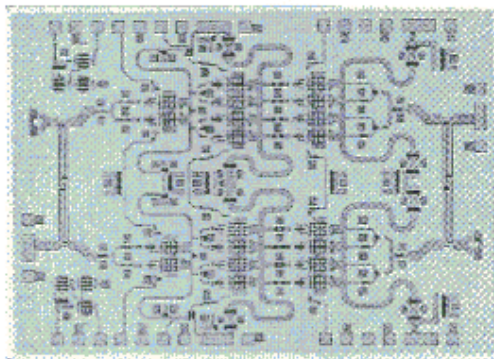


Рис. 2. МИС УМ Ка-диапазона, созданная в РФ [10]
(длина затвора 0,25 мкм).

Fig. 2. MIC of SSPA of Ka-band, founded in Russian
(length of bolt – 0,25mcm)

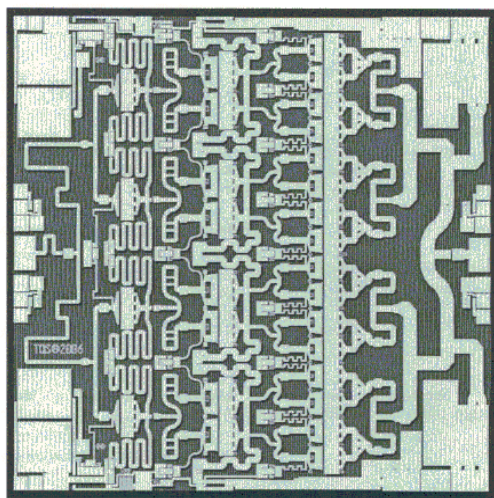


Рис. 3. МИС УМ Ка-диапазона, созданная за рубежом [11]
(длина затвора 0,15 мкм, $P_{вых} = 4$ Вт).

Fig. 3. MIC of SSPA of Ka-band, founded abroad
(length of bolt – 0,15mcm, $P_{out}=4$ W)

Для передачи информации с используемыми в радиолиниях «Борт – Земля» структурами сигнала, в которых отсутствует амплитудная модуляция, работа в режиме АВ не обязательна и, следовательно, можно исполь-

зовать более эффективные нелинейные режимы, получившие название *E* и *F*, при этом теоретический предел КПД увеличивается до 100% путем рационального использования энергии гармоник [11]. Несмотря на определённые трудности реализации таких режимов в УМ, уже в настоящее время имеются положительные результаты [12]. В режиме класса *E* при моделировании УМ в *L*-диапазоне получены расчётные значения КПД 77,9 % при выходной мощности 7,46 Вт для УМ на *GaN*. В режиме класса *F*, соответственно, КПД в *L*-диапазоне 59 % при $P_{\text{вых}}=6$ Вт.

Учитывая возрастающие трудности реализации работы УМ в режимах классов *E* и *F* с ростом частоты, можно прогнозировать в будущем зависимость КПД от частоты, показанную на рис. 4.

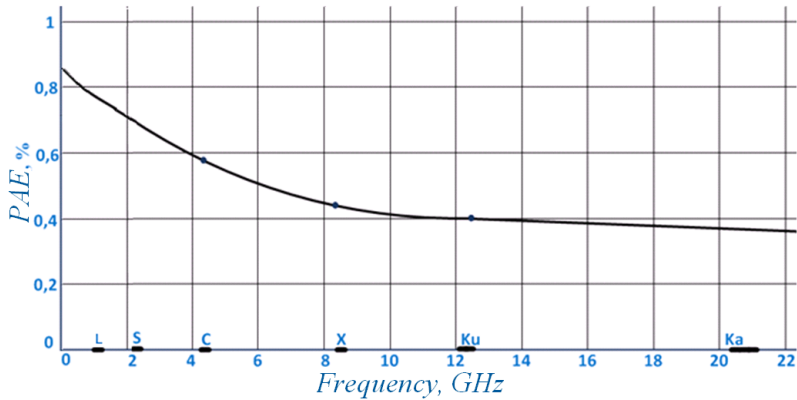


Рис. 4. Прогноз зависимости КПД УМ от частоты.

Fig. 4. Forecast of depended of PAE from frequency

Реализация требуемой выходной мощности при САС 15 лет решается рациональным сложением мощностей многих транзисторов, обеспечением хорошего теплоотвода от них и распределением транзисторов по площади основания УМ. При этом ограничение по мощности в непрерывном режиме наступает из-за возрастания плотности теплового потока с единицы площади кристалла МИС, что приводит к увеличенному перепаду температур между основанием УМ и активным слоем транзисторов.

На рис. 5 показана зависимость срока службы мощного усилительного каскада от температуры рабочего слоя транзистора на *GaAs* [11]. Из рис. 5 видно, что зависимость срока службы от температуры активного слоя транзистора очень сильная: её повышение на 8°C в 2 раза уменьшает срок службы, а на 30°C – в 10 раз. Поэтому при проектировании УМ важно избегать применения в МИС режимов, рассчитанных на сильное нагру-

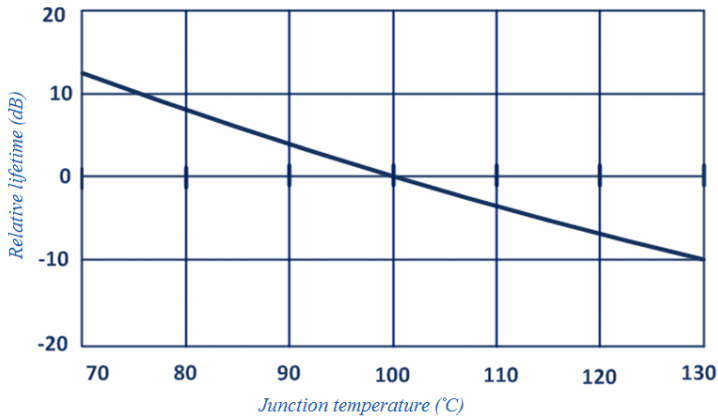


Рис. 5. Зависимость относительного срока службы транзистора на GaAs от температуры активного слоя.

Fig. 5. Relative lifetime versus junction temperature of GaAs transistor

жение транзисторов (например, более 0,4), а необходимо $P_{вых}$ достигать путем сложения $P_{вых}$ МИС по гибридно-монокристаллической (ГМИС) или гибридной технологии, распределяя тепловые потоки от МИС по площади основания УМ. Таким образом, рациональным путём построения мощных УМ БА КИС является создание системы на нескольких кристаллах вместо «системы на кристалле».

Желательно также свести к минимуму ширину канала каскада большой мощности, чтобы иметь возможность весь УМ располагать в отрезке заградительного волновода, снижая вероятность его самовозбуждения. Перспективной представляется топология УМ на направленных ответвителях с разными переходными ослаблениями [13]. Такое построение позволяет располагать один за другим несколько транзисторов или МИС с одинаковым рассеянием тепла в узком канале и на любом желаемом расстоянии один от другого, обеспечивая при этом возможность введения между ними корректирующих фазовращателей.

В такой конструкции системы обеспечивается дополнительное преимущество, проявляющееся при объединении резервируемых УМ в одном корпусе, т.к. ансамбль из двух или трёх УМ благодаря их малой ширине не потребует увеличения ширины и площади основания больше требуемой для одного УМ по условиям температурного режима.

На рис. 6 показан общий вид выходного каскада УМ [13]. При реализации ГМИС на многослойной керамике LTTC существенно сокращаются габариты УМ.

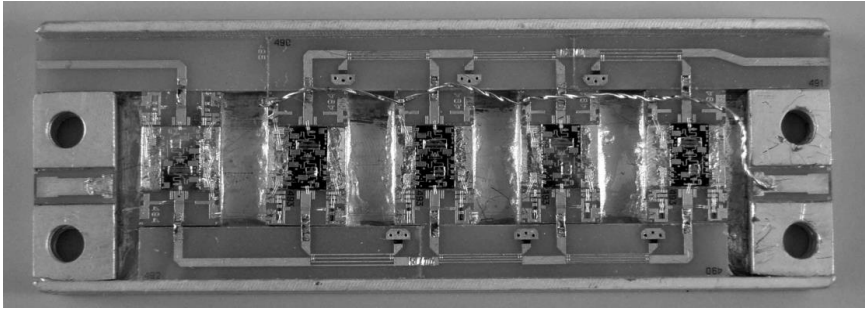
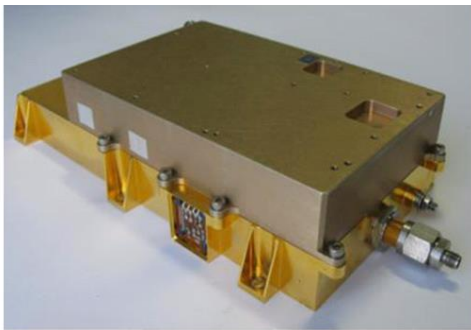
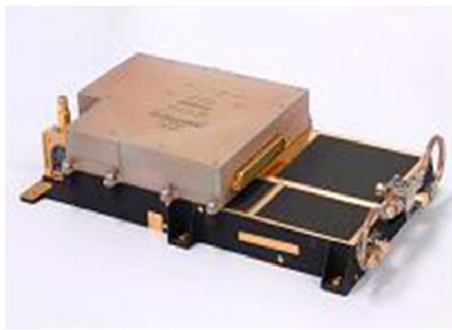


Рис. 6. Общий вид выходного каскада УМ в гибридно-монокристаллическом исполнении.

Fig. 6. General view of output cascade SSPA on GMIC



S-band



C-band

Рис. 7. 2-х этажные конструкции УМ.

Fig. 7. To-floor design SSPA for spacecraft

Если в УМ их ИВЭП располагать в одноэтажной конструкции, то требуется большая площадь основания, чем необходимо по условиям соблюдения температурного режима. При этом возрастает масса прибора и появляются проблемы в обеспечении малой неплоскостности основания (требуемое значение $\leq 0,1$ мм на длине 20 см). Для преодоления этого недостатка целесообразно делать, как минимум, двухэтажную конструкцию УМ, при этом на первом этаже-основании размещать мощные СВЧ каскады УМ и выходные МОП-транзисторы ИВЭП с относительно большим тепловыделением, а все остальные узлы, в которых тепловыделение мало, – на другом этаже. Примеры реализации 2-х этажных УМ для космических применений приведены на рис. 7.

В схеме, показанной на рис. 8, а [1], с помощью включения/отключения ИВЭП соответствующих цепей УМ в РУМ включается либо один из мощных УМ (*SSPA1* или *SSPA3*), либо маломощный (*SSPA2*). При

этом маломощный SSPA2 с бóльшей ВБР на САС работает в течение практически всего САС. Два мощных SSPA1 или SSPA3 требуются для работы БА КИС в неориентированном режиме полёта и в случае нештатных ситуаций, связанных с системой ориентации КА, а также при отказе SSPA2.

Переключения выходной мощности УМ P_{out} можно достичь путём переключения одного, например, мощного УМ на другой маломощный УМ.

Такой РУМ имеет самую высокую надёжность, прост в реализации и управлении, его недостатки заключаются в том, что при отказе маломощного SSPA2 всё остальное время на САС РУМ работает в режиме максимальной P_{out1} или P_{out2} и что комплект РУМ троированный, а не дублированный.

В схеме, показанной на рис. 8, б [14], благодаря введению маломощного переключателя (Switch 2×3) и разделению каждого из двух усилителей РУМ на мощный (SSPA2) и маломощные (SSPA1) каскады можно осуществлять как переключение выходной мощности РУМ, так и переключение резервируемых каскадов РУМ в случае отказа одного из них. Преимуществом этого типа РУМ является возможность в ориентированном режиме всегда работать на малом уровне P_{out2} и при этом содержать не троированный РУМ, а дублированный.

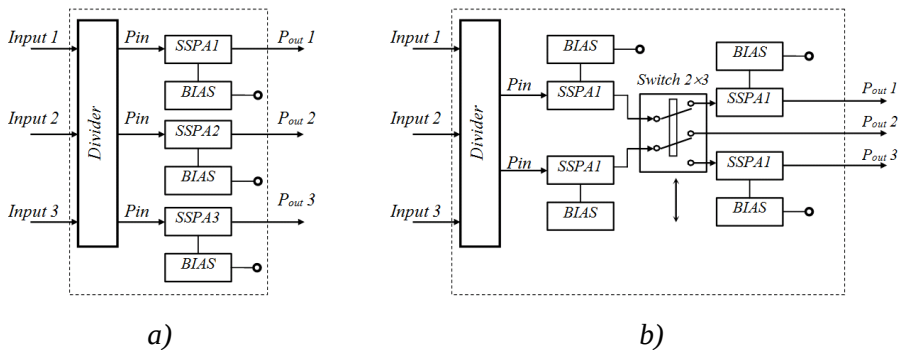


Рис. 8. Структурные схемы РУМ с переключением одного из двух уровней мощности с троированными УМ (а) и с дублированными УМ (б).

Fig. 8. Structural circuits reserved SSPA with switching one from two level of power with treecated SSPA (a) and with dublicated SSPA (b)

При переходе на GaN-транзисторы возможна регулировка $P_{вых}$ (P_{out}) изменением положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике транзисторов выходного каскада путём выбора постоянного смещения на их стоках и затворах [15]. Тем самым можно менять $P_{вых}$ в пределах 5 дБ без существенного изменения КПД (рис. 9).

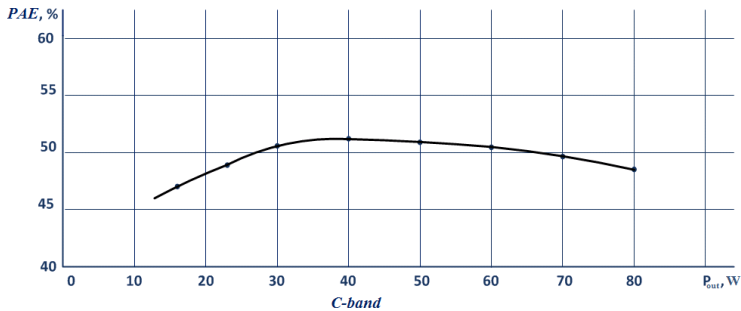


Рис. 9. Зависимость КПД УМ на GaN от $P_{вых}$.

Fig. 9. PAE SSPA on GaAs transistor versus P_{out}

В данном решении при всей его простоте имеется недостаток – ограничение по диапазону изменяемой $P_{вых}$ (порядка 5 дБ). Достоинство такого изменения номинальной мощности УМ может проявиться при создании унифицированного ряда УМ БА КИС, когда изменение её номинального значения только за счёт выбора рабочей точки транзисторных усилителей позволяет примерно в 2-3 раза сократить число конструктивов УМ в пределах унифицированного ряда каждого из частотных диапазонов.

В табл. 2 показаны прогнозные параметры унифицированного ряда УМ будущего для КА.

Из прогнозных оценок параметров РУМ будущего, приведенных в табл. 2, следует возможность для РУМ уменьшить существующие в настоящее время:

- массу и габариты – в 2 – 2,5 раза;
- энергопотребление – в 2 раза.

Заключение

В работе дан детальный анализ требований для УМ, показаны возможности их выполнения и пути совершенствования твердотельных СВЧ усилителей мощности для КА и, в частности, для БА КИС. Сделан прогноз создания унифицированных рядов резервированных усилителей мощности нового поколения, в 2- 2,5 раза превосходящих ключевые параметры современных усилителей мощности для КА.

Табл. 2. Прогнозные параметры дублированных РУМ.

Table 2. Forecast parameters of douberate SSPA

P ¹⁾		5		10		40		100		200	
F ²⁾	КПД РАЕ	S ³⁾	M ⁴⁾	S ³⁾	M ⁴⁾	S ³⁾	M ⁴⁾	S ³⁾	M ⁴⁾	S ³⁾	M ⁴⁾
L	0,8	10	0,15	20	0,25	80	0,4	200	1,2	400	2,5
S	0,7	15	0,2	25	0,3	90	0,5	225	1,5	450	3,0
C	0,5	25	0,3	50	0,5	200	1,4	500			
X	0,4	40	0,5	75	0,6	300	1,6				
Ku	0,35	50	0,7	100	0,8	400	1,8				
Ka	0,3	60	0,8	120	1,0	460	2,5				

¹⁾ - P – выходная мощность, Вт / output power, W
²⁾ - F – диапазон частот / frequency range
³⁾ - S – площадь основания / square of base
⁴⁾ - M – масса, кг / mass, kg

Список литературы

- [1] Коновалов С.Д., Тазигов А.А., Алыбин В.Г. Повышение надежности и улучшение массогабаритных параметров усилителя мощности СВЧ для бортовой аппаратуры командно-измерительных систем // Будущее российской космонавтики в информационных разработках молодых ученых и специалистов предприятий ракетно-космической промышленности Московской области. Сб. материалов. Королев. 2012. Часть 1. С. 118-120.
- [2] Федотов Ю.В., Мальцев П.П., Гнатюк Д.Л., Матвеев О.С., Крапужин Д.В., Гамкрелидзе С.А. Создание СВЧ монолитных интегральных схем 5-мм диапазона длин волн для применения в перспективных космических системах // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. Физматлит. 2016. Вып. № 2. С. 72-78.
- [3] Лундин и др. Гетероструктуры *AlGaIn/GaN* с высокой подвижностью электронов, выращенные методом газовой эпитаксии из металлических соединений // ФТП. 2004. Т. 38. Вып. № 11. С. 1364-1367.
- [4] Раков Ю.Н., Мончарес Н.В., Бобкова Т.П., Щепкина Л.В., Узельман Г.Ф., Мякишев Ю.Б., Бондарёва Т.К., Цацунчиков А.Ф., Свешников Ю.Н. Мощные интегральные гетероструктурные полевые транзисторы на нитриде галлия // Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2010. Т. 1. С. 101-102.
- [5] Гуляев В.И., Мякишев Ю.Б., Раков Ю.Н., Добуш И.М., Коколов А.А., Бабак Л.И. *GaN* К диапазона на базе 0,25 мкм // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2012. С. 66-67.
- [6] Торхов Н.А., Божков В.Г. Мощные *GaN/AlGaIn HEMT* Ka-диапазона на подложках из карбида кремния // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. г. Севастополь. 2013. Т. 1. С. 62-63.
- [7] Колковский Ю.В., Миннебаев В.М. Многофункциональные блоки высокого уровня мощности см-диапазона на *GaN HEMT* // Научно-техническая конференция. «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА.» Материалы конф. М. МНТОРЭС им. Попова. 2013. С. 23-28.

- [8] Арендаренко А.А., Орешкин В.А., Свешников Ю.Н. и др. Первые отечественные СВЧ транзисторы на основе гетероэпитаксиальных структур $AlGaIn/GaN$, выращенных на подложках кремния // Научно-техническая конференция. «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА.» Материалы конф. М. МНТОРЭС им. Попова. 2013. С. 38-42.
- [9] Гуляев В.И., Глазунов В.В., Зыкова Г.С., Мякишев Ю.Б., Мончарес Н.В. Усилитель с выходной мощностью 15 Вт диапазона 8,5-12,5 ГГц на GaN КМИС // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2012.
- [10] Шишкин Д.А., Арыков В.С., Ерофеев Е.В., Степаненко М.В. Микросхема усилителя мощности Ka -диапазона частот. // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2015. Т. 1. С. 103-104.
- [11] Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ усилители // Перевод с англ. Султанова В.О. под ред. Борисова А.А. М. Техносфера. 2015.-416 с.
- [12] Крыжановский В.Г., Рассохин Ю.В., Пасло Колантонио. Выходная цепь усилителя класса $F-1$ с щелевыми резонаторами в микрополосковой линии передачи // Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2011. Т. 1. С. 141-142.
- [13] Гуляев В.И., Глазунов В.В. Усилитель C -диапазона на GaN КМИС с выходной мощностью 25 Вт // 21-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. Севастополь. 2011. Т. 1. С. 129-130.
- [14] Патент РФ № 2541891. Алыбин В.Г., Зарапин С.А., Семочкин А.С., Коновалов С.Д. Резервированный усилитель мощности бортовой аппаратуры командно-измерительной системы. 2015. Бюлл. «Изобретения. Полезные модели» №5-2015, 20.02.2015.
- [15] C-Band $HSDL$ Transmitter CDL -MS01 COM DEV Europe. March 2010, www.comdev.co.uk.

References

- [1] Konovalov S.D., Tazikov A.A., Alybin V.G. *Povyshenie nadezhnosti i uluchshenie massogabaritnykh parametrov usilitel'ya moshhnosti SVCh dlya bortovoy apparatury komandno-izmeritel'nykh sistem* [Increase of the safety and improvement of mass-size microwave SSPA parameters for onboard command-measuring systems]. *Budushhee rossijskoj kosmonavtiki v informacionnykh razrabotkakh molodykh uchenykh i specialistov predpriyatij raketno-kosmicheskoy promyshlennosti Moskovskoy oblasti. Sb. materialov. Korolev*. 2012. Chast' 1, pp. 118 - 120. (in Russian).
- [2] Fedotov Yu.V., Mal'tsev P.P., Gnatjuk D.L., Matveenkov O.S., Krapuhin D.V., Gamkrelidze S.A. [Development of microwave Monolithic integrated circuit of 5-mm wavelengths range for application in perspective space systems//Rocket-space device engineering and information systems. *Phizmatlit*. 2016. Vol. № 2, pp. 72 - 78. (in Russian).
- [3] Lundin et al. *Geterostruktury $AlGaIn/GaN$ s vysokoy podvizhnost'yu elektronov, vyrashchennyye metodom gazovoy jepitaksii iz metallicheskikh soedinenij* [Geterostruktury $AlGaIn/GaN$ with high mobility of electrons, breded by gas epitaxation from metallic junction]. FTP. 2004. Vol. 38, ed. 11, pp. 1364 - 1367. (in Russian).
- [4] Rakov J.N., Monchares N.V., Bobkova T.P., ShChepkina L.V., Uzelman G.F., Mjaki-shev J.B., Bondarev Since, Tsatsulnikov A.F., Svешnikov Yu.N. [Nitride gallium high power integrated heterostructural FET 3] 20th Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. *Sevastopol*. 2010. Vol. № 1, PP. 101 - 102. (in Russian).

- [5] Gulyaev V.I., Mjakishev Yu.B., Rakov Yu.N., Dobush I.M., Kokolov A.A., Babak L.I. [K-band 0,25 μm GaN HEMT]. Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol. 2012. PP. 66 - 67. (in Russian).
- [6] Torkhov N.A., Bozhkov V.G. [Influence of Sink-Source Channels width on F and F_{max} limit frequencies of GaN/AlGaIn HEMT]. 23rd Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol, 2013. Vol. № 1, pp. 62 - 63. (in Russian).
- [7] Kolkovskij Yu.V., Minnebaev V.M. *Mnogofunkcional'nye bloki vysokogo urovnja moshhnosti sm-diapazona na GaN NEMT* [Many-functional blocks of high power level sm-band from GaN HEMT]. *Materialy XII nauchno-tehnicheskoy konferencii. Tverdotel'naja elektronika. Slozhnye funkcional'nye bloki REA*. M. 2013. 24 - 25 Okt. PP. 23 - 28. (in Russian).
- [8] Arendarenko A.A., Oreshkin V.A., Sveshnikov Yu.N. [The first domestic microwave transistors on heterostructure AlGaIn/GaN, breded on Si-plates]. *Materialy XII nauchno-tehnicheskoy konferencii. Tverdotel'naja elektronika. Slozhnye funkcional'nye bloki REA*. 2013. 24 - 25 Okt. PP. 38 - 42. (in Russian).
- [9] Gulyaev V.I., Glazunov V.V., Zykova G.S., Mjakishev Yu.B., Monchares N.V. [15W output with 8,5-12,5 GHz frequency band on the base of GaN QMIC's]. 22nd Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol. 2012. 10 - 14 Sept. Vol. № 1, pp. 73 - 74. (in Russian).
- [10] Shishkin D.A., Arykov V.S., Erofeev E.V., Stepanenko M.V. [Ka-band MMIC Power Amplifier Chip]. 25th Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol. 2015. 6 - 12 Sept. Vol. № 1, pp. 103 - 104. (in Russian).
- [11] Sechi F., Bujatti M. [Solid state microwave high power amplifiers]. Trans. from engl. Sultanov V.O under redaction Borisov. A.A. Moscow. *Tehnosfera*. 2015. - 416 p. (in Russian).
- [12] Kryzhanovsky V.G., Rassohin Yu.V., Colantonio P. [The output circuits of inverse class F-power amplifier with slot resonators in a microstrip line ground plane]. 21st Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol. 2011. Vol. № 1, pp. 141 - 142. (in Russian).
- [13] Guljaev V.I., Glazunov V.V. [C-band amplifier on GaN QMIC's with output power of 25W]. 21st Int. Crimean conf. «Microwave and telecommunication technology». Conf. Proc. Sevastopol. 2011. Vol. № 1. PP. 130 - 131. (in Russian).
- [14] Patent RF № 2541891. 2015. Alybin V.G., Zarapin S.A., Semochkin A.S., Konovalov S.D. *Rezervirovannyj usilitel' moshhnosti bortovoj apparatury komandno-izmeritel'noj sistemy*. [Reserved power amplifier for onboard equipment command-measuring system]. 2015/ Byul. (in Russian).
- [15] C-Band HSDL Transmitter CDL-MS01 COM DEV Europe, March 2010, www.comdev.co.uk.

Radial klystron – perspective microwave amplifier

Anatoly V. Galdetskiy

JSC «R & P Corp. «ISTOK» n.a. Shokin»

Fryazino, 141190, Russian Federation

galdetskiy@mail.ru

Abstract: A new design of klystron is considered. In the tube electrons are emitted from toroidal cathode surface and move in common plane radially from common center. Results of numerical simulation of electron optics, magnetic and resonator systems are presented. Problems of radial beam transportation and overmoded resonators are considered.

Keywords: klystron, resonator, PPM, sheet beam, electron optics.

Радиальный клистрон — перспективный СВЧ усилитель

Галдецкий А.В.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная 2а, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

galdetskiy@mail.ru

Аннотация: Рассмотрена новая конструкция клистрона, в которой электроны эмиттируются с тороидальной поверхности и движутся в одной плоскости по радиусам относительно общего центра. Представлены результаты численного моделирования электронно-оптической, магнитной и электродинамической системы прибора. Рассмотрены проблемы транспортировки радиального электронного пучка и сверхразмерности резонаторной системы.

Ключевые слова: клистрон, резонатор, МПФС, ленточный пучок, электронная оптика.

1. Введение

С момента изобретения клистрона основной тенденцией его развития было повышение мощности, кпд, полосы частот [1]. В однолучевой конструкции это достигается за счет увеличения напряжения питания (поскольку первеанс пучка как правило не превышает $0.5-1 \mu\text{A/V}^{3/2}$). При этом пучок находится на оси симметрии системы, что значительно ослабляет

требования к однородности магнитного поля и облегчает транспортировку пучка. При ограничениях на рабочее напряжение повышение мощности достигается за счет увеличения тока пучка, которое обеспечивается существенным развитием поперечных размеров электронно-оптической, магнитной и резонаторной систем. В частности, в свое время была предложена многолучевая конструкция клистрона, которая позволила при ограниченном напряжении питания существенно увеличить мощность, полосу рабочих частот и КПД лампы [2]. В отличие от однолучевой конструкции здесь пучки не находятся на оси симметрии, и поэтому, как правило, для их транспортировки требуется однородное магнитное поле в большом объеме, что приводит к значительному развитию магнитной системы в поперечном направлении и соответствующему увеличению габаритов прибора. Альтернативным направлением, интенсивно развивающимся в последние годы в применении к приборам миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов, является использование ленточного пучка [3, 4]. Однако здесь проблемы транспортировки пучка в магнитной системе становятся еще более острыми из-за возникновения диокотронной неустойчивости на краях ленты.

2. Радиальный пучок

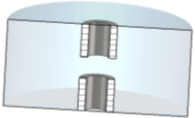
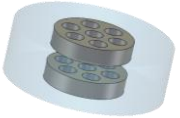
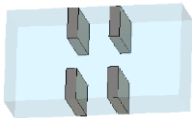
Введем параметр эффективности электродинамической и электронно-оптической систем лампы в виде произведения характеристического импеданса резонатора на проводимость пучка $\rho \frac{I_0}{U_0}$ (или напрямую связанное с ним произведение импеданса резонатора на площадь сечения пучка ρS). От этой величины напрямую зависит достижимая полоса частот лампы. Сравним значения этого параметра для однолучевого, 7-лучевого и ленточного потоков, проходящих через резонаторы соответствующей конструкции, настроенные на частоту 6 ГГц с зазором 3 мм и диаметром канала 3 мм, – типичные параметры для мощных клистронов см диапазона (Таблица 1).

Ленточный пучок имеет значительное преимущество, однако для его устойчивой транспортировки и борьбы с диокотронной неустойчивостью нужно строить достаточно сложную магнитную систему.

Мы рассмотрели новую конструкцию клистрона, в которой электроны движутся не параллельно друг другу как в традиционных одно- и многолучевых приборах или приборах на ленточных пучках, а в одной плоскости по радиусам относительно общего центра. Эмиссия пучков происходит с тороидальной поверхности катода (Рис. 1).

Таблица. 1. Сравнение эффективности резонаторных систем для ленточного, одно- и многолучевого электронных потоков.

Table 1. Comparison of FOM of cavities for sheet beam, single- and multibeam electron flow

	 Однолучевой поток Single beam	 Многолучевой поток Multiple beams	 Ленточный поток Sheet beam
ρ , Ом ρ , Ohm	304	120	540
Площадь сечения S , мм ² Beam area	1.767	12.4	3.8
Эффективность ρS FOM ρS	537	1484	2025

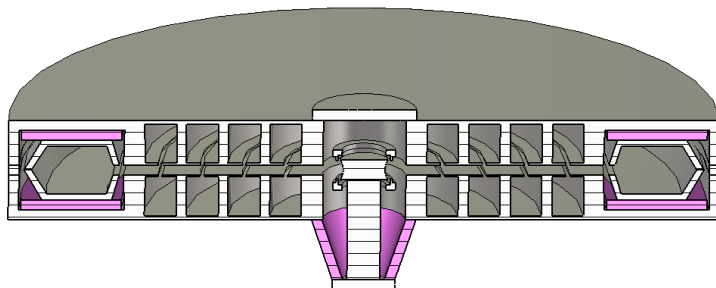


Рис. 1. Схема конструкции радиального клистрона (без магнитной системы).

Fig. 1. Schematic design of radial klystron

Такой подход имеет целый ряд преимуществ:

- Площадь эмиссии катода может быть увеличена на порядок по сравнению с традиционной многолучевой конструкцией. Это дает возможность повысить выходную мощность и понизить напряжение питания лампы. Благодаря компрессии пучка в пушке вдоль одной координаты можно понизить плотность токоотбора, а значит увеличить срок службы и уменьшить вероятность пробоев.
- Большая периферия электронного пучка обеспечивается при компактном катоде.

- Благодаря большой площади стенок канала возможно обеспечить хороший теплоотвод от области взаимодействия, а большая площадь коллектора дает возможность его эффективного охлаждения, что позволяет увеличить среднюю мощность лампы.
- Каждый парциальный электронный луч в лампе находится на пересечении двух плоскостей симметрии магнитной системы, что обеспечивает малую величину поперечных компонент магнитного поля и хорошее токопрохождение. Наличие плоскостей симметрии магнитного поля позволяет использовать МПФС или реверсную магнитную систему, что дает возможность понизить массу прибора.
- Отсутствие перемычек между каналами в магнитных полюсах снимает проблему магнитного насыщения в них.
- Группировка пучка обычно приводит к повышению влияния пространственного заряда и динамической расфокусировке пучка в конце области взаимодействия. В радиальном клистроне этот эффект уменьшен из-за радиальной расходимости парциальных пучков, что позволяет повысить токопрохождение.
- Производство проводимости пучка на характеристический импеданс резонаторов в данной конструкции выше, чем в традиционных одно и многолучевых приборах, что позволяет рассчитывать на расширение полосы частот.

Возможны варианты построения прибора с единым электронным потоком не имеющим краев (и значительно подавленной диокотронной неустойчивостью) или потоком, секционированным на отдельные ленточные лучи. При высоком уровне выходной мощности за указанные преимущества приходится платить сверхразмерностью резонаторов. В работе рассмотрены возможности решения данной проблемы. Проанализированы проблемы транспортировки пучка в лампе. Рассмотрены вопросы технологии изготовления прибора.

References

- [1] G. Caryotakis. High Power Klystrons: Theory and Practice at the Stanford Linear Accelerator Center. SLAC-PUB-10620, August 2004
- [2] A. N. Korolev, S. A. Zaitsev, I. I. Golenitskij et al. Traditional and novel vacuum electron devices, IEEE Transactions on Electron Devices, 2001, vol. 48, no. 12, p. 2929-2937.
- [3] Anurag Srivastava, Jin-Kyu So, Yiman Wang, Jinshu Wang, R. S. Raju, Seong-Tae Han, Gun-Sik Park. Design of Sheet-Beam Electron Gun with Planar Cathode for Terahertz Devices. Journal of Infrared Millimeter Terahertz Waves, 2009, vol. 30, p. 670–678.
- [4] Zongjun Shi, D. Gamzina, L. R. Barnett, A. Baig, N. C. Luhmann. 3-D Simulations and Design of Multistage Depressed Collectors for Sheet Beam Millimeter Wave Vacuum Electron Devices. IEEE Trans. on Electron Devices, 2009, vol. 60, no. 9, p. 2912-2917.

Wireless active and sensor networks based on ultra wideband chaotic radiopulses

Alexander S. Dmitriev¹, Vadim A. Lazatev¹, Timur I. Mokhseni¹,
Maxim G. Popov^{1,2}

¹*Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
chaos@cplire.ru*

²*Moscow Institute of Physics and Technology
Dolgoprudny, Moscow region, 141701, Russian Federation
chaos@cplire.ru*

Abstract: We consider active wireless sensor networks that use as a carrier of information for the wireless transmission of ultra-wideband chaotic impulses. It is proposed and developed universal transceiver module for active network components and the different types of nodes based on it. We analyze the structure of active ultra-wideband wireless networks and the principles of their functioning. Examples of experimental networks based on the universal module and their characteristics.

Keywords: dynamic chaos, chaotic radio pulses, UWB wireless communication, sensor networks. actuators,.

Беспроводные активные и сенсорные сети на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов

¹Дмитриев А.С., ¹Лазарев В.А., ¹Мохсени Т.И., ^{1,2}Попов М.Г.

¹*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
chaos@cplire.ru*

²*Московский физико-технический институт
г. Долгопрудный, Московской обл., 141701, Российская Федерация
chaos@cplire.ru*

Аннотация: Рассматриваются активные беспроводные сенсорные сети, использующие в качестве носителя информации для беспроводной передачи сверхширокополосные хаотические импульсы. Предлагается, разрабатывается и исследуется универсальный приемопередающий модуль для узлов активных сетей и различные типы узлов на его основе. Анализируется структура активных сверхширокополос-

ных беспроводных сетей и принципы их функционирования. Приводятся примеры экспериментальных сетей на основе универсального модуля и их характеристики.

Ключевые слова: динамический хаос, хаотические радиоимпульсы, беспроводная связь сверхширокополосные коммуникации, сенсорные сети, актуаторы,

1. Введение

Беспроводные сенсорные сети (БСС) представляют собой совокупность узлов с датчиками, объединенными в самоорганизующийся ансамбль, путем взаимодействия по радиоканалам [1]. Популярность БСС и объем их использования быстро растут в последние годы. Так, в 2010 году в мире было произведено около 50 миллионов микросхем приемопередатчиков для БСС, а в 2012 году – уже более 100 миллионов. Ожидается, что прирост производства чипов и функциональных устройств на их основе в 2015-2019 гг. будет составлять более 20% в год. В основном БСС используются пока как средства для сбора, доставки и обработки данных от пространственно-распределенных датчиков, таких, например, как датчики потребления электроэнергии, воды, температуры и т.д.

Упомянутые объемы производства микросхем для БСС относятся к устройствам на основе технологии ZigBee, использующей узкополосные сигналы и обеспечивающей скорости передачи информации до 250 Кбит/сек. Однако на рынке начинают появляться первые продукты, которые можно отнести к сектору сенсорных сетей и которые обеспечивают значительно более высокие скорости передачи данных чем приемопередатчики сенсорных узлов первого поколения, используя сверхширокополосные сигналы. При этом они имеют более низкое потребление, чем традиционные узкополосные системы и обладают лучшими возможностями для использования в задачах, связанных с определением местоположения. Соответственно расширяется и круг задач, которые могут решаться с помощью беспроводных сенсорных сетей. Более того, вследствие расширения областей применения, эволюционирует и обобщается само понятие сенсорной сети. С другой стороны, широко изучаются сети, узлы которых кроме приемопередатчика и датчика, включают в себя актуаторы – устройства, воздействующие на окружающую среду, в том числе устройства отображения информации (например, светодиоды или экраны), и устройства обработки информации (микроконтроллеры, процессоры, нейронные сети) [2-4]. Например, набирает популярность использование приемопередающих узлов для дистанционного беспроводного управления световыми приборами.

Ниже будем называть такие обобщенные беспроводные сенсорные сети *активными беспроводными сетями (АБС)*. Особый интерес представляют сверхширокополосные АБС, поскольку сочетание высокой скорости передачи при малом потреблении, в сочетании с дополнительными возможностями по обработке информации в узлах и использованию высокоинформативных сенсоров и актуаторов, дает новое качество в применении беспроводных сетей.

В докладе рассматривается реализация АБС на основе сверхширокополосных (СШП) прямохаотических приёмопередатчиков [5-7], в которых скорость передачи между узлами в 10-50 раз превосходит скорость передачи между приёмопередающими узлами, реализованными на узкополосных приёмопередатчиках типа ZigBee. Описывается структура активных беспроводных сетей, принципы их построения и функционирования.

Наряду с самими приёмопередатчиками в узлы, рассматриваемой концепции активной сети, включаются дополнительные модули различного назначения. Выбор соответствующих модулей для узлов, вместе с коммуникационными возможностями, позволяет рассматривать сверхширокополосные прямохаотические АБС не только как средство сбора данных с некоторой территории и передачи их в пункт обработки, но и как мощную технологическую платформу, для решения более широких классов задач, относящихся к многоэлементным взаимодействующим системам, в том числе таких как коллективное поведение роботов, создание пространственной инфокоммуникационной инфраструктуры, исследование поведения многоэлементных динамических систем, пространственно-распределенных средств обработки информации и сетевых систем. Структура разработанных узлов сети позволяет использовать в них, как специально разработанные модули различных типов, так и стандартные покупные устройства.

2. Состояние проблемы

За последние несколько лет был разработан и исследован ряд прямохаотических приёмопередатчиков в диапазоне 3-5 ГГц для средств персональной связи и сенсорных сетей, в том числе СШП приёмопередатчики семейства ППС-4+ [7].

На основе этих приёмопередатчиков были созданы сенсорные узлы, включающие в себя, наряду с приёмопередатчиком, специальную сенсорную плату, содержащую один или несколько датчиков. Так, например,

были созданы сенсорные платы с датчиками температуры, освещенности, влажности, акселерометром и микрофоном. Кроме того, была создана специальная плата, включающая высокопроизводительный микроконтроллер и цветной светодиод. Последнюю плату можно отнести к актуаторным, поскольку ее назначением является обработка информации и отображение результата, воспринимаемое глазом (воздействие на сетчатку, как элемент окружающей среды).

Эти разработки были интегрированы в учебно-исследовательском комплексе «Сверхширокополосные беспроводные сенсорные сети» [5-7]. Упомянутые приемопередатчики и комплекс создавались с характеристиками, ориентированными на стандарт IEEE 802.15.4a - 2007 [8], регламентирующий использование сверхширокополосных сигналов в персональных беспроводных сетях связи на физическом уровне (Ultra Wideband Personal Area Networks. Physical level). В этом стандарте прямохаотические сигналы (хаотические радиоимпульсы) используются в качестве опционального носителя информации. В последующие годы наблюдалась высокая активность в создании стандартов СШП средств связи, как по линии IEEE (IEEE 802.15.4 – 2011, IEEE 802.15.6 – 2012, IEEE 802.15.4f – 2012), так и по линии Международной организации по стандартизации (ISO) и Международной электротехнической комиссии (IEC) (ISO/IEC 24730-61 – 2013, ISO/IEC 24730-62 – 2013).

Стандарт IEEE 802.15.4 – 2011 относится к физическому уровню персональных сетей общего назначения, объединяя и модернизируя стандарты IEEE 802.15.4 – 2006 и IEEE 802.15.4a – 2007. Стандарт IEEE 802.15.6 – 2012 – к сетям медицинского и бытового назначения, располагаемым непосредственно у тела человека (нательным сетям). Стандарты IEEE 802.15.4f – 2012, ISO/IEC 24730-61 – 2013, ISO/IEC 24730-62 – 2013 определяют требования к сверхширокополосным активным радиометкам. Интересно отметить что, если скорость передачи данных в стандарте IEEE 802.15.4a - 2007 ограничивается 200 Кбит/сек, то в стандарте IEEE 802.15.4 – 2011, созданном на его основе, вводятся скорости передачи 110 Кбит/сек, 850 Кбит/сек, 6,8 Мбит/сек и 27,2 Мбит/сек. Такие же скорости передачи фигурируют в стандарте ISO/IEC 24730-62 – 2013.

После принятия стандарта по активным меткам (IEEE 802.15.4f) на рынке появились первые устройства и средства, обеспечивающие, в том числе, и возможность высокоточного определения местоположения меток. К таким устройствам относятся СШП радиометки и считыватели компании Zebra [9] и метки компании Trackit Systems [10]. Еще одним интересным СШП продуктом является микросхема СШП приемопередатчика

компании DecaWave и приемопередающий модуль на ее основе [11]. Компания поставляет также набор для разработчиков на основе микросхемы

Отметим, что упомянутые практические зарубежные разработки СШП средств связи в основном концентрируются на задаче определения дальности между объектами и их местоположения, в то время как собственно задаче передачи данных уделяется меньшее внимание. Сверхширокополосные средства связи на хаотических радиоимпульсах, напротив в основном разрабатываются для решения задач передачи информации и обеспечения передачи потоков данных по сетям. Поэтому и требования к этим двум направлениям развития СШП беспроводных средств существенно различны.

3. Универсальный модуль и сетевые узлы на его основе

Анализ тенденций развития сверхширокополосных средств связи, характеристик разработанных приемопередатчиков на основе хаотических радиоимпульсов и накопленный при этом опыт показали целесообразность создания универсального СШП прямохаотического приемопередающего модуля (ППМ), который мог бы быть использован для решения широкого круга задач в области беспроводных средств связи малого радиуса действия.

В работе предлагается такое решение и его реализация - ППМ-47. Сверхширокополосный прямохаотический приемопередающий модуль ППМ-47 - малогабаритное устройство с физической скоростью передачи до 12 Мбит/сек, к которому на специальных платах могут быть подключения датчики, актуаторы, элементы питания и другие компоненты.

Структура модуля включает в себя блок сверхширокополосного передатчика (ПД), блок сверхширокополосного приемника (ПР), антенну, ключ (К), а также цифровой блок (ЦП), обеспечивающий управление передачей и приемом, обеспечение сетевых функций и сопряжение модуля с внешними устройствами. Такими устройствами могут быть сенсоры и актуаторы, выполненные на отдельных платах. Внешние устройства могут быть как цифровыми, так и аналоговыми. Во втором случае для преобразования сигнала в цифровую форму может быть использован встроенный аналого-цифровой преобразователь микроконтроллера. В приемопередатчике используется высокопроизводительный 32 разрядный микроконтроллер STM232L с пониженным потреблением мощности. Цифровая передача между микроконтроллером приемопередатчика и внешними устройствами осуществляется по высокоскоростному SPI интерфейсу. Модуль обеспечивает передачу информации между двумя устройствами в режиме «точка

– точка», а также работу в сети. При этом все вопросы управления сетевыми уровнем обеспечиваются микроконтроллером самого устройства.

Конструктивно модуль представляет собой плату размером 50х35х6 мм³, выполненную на материале FR-4 с толщиной равной 0,6 мм.

Диапазон рабочих частот приемопередающего модуля лежит в пределах 3 – 5 ГГц.

Модуль может быть использован самостоятельно, без специальных дополнительных плат или устройств, например, в качестве корневого узла (базовой станции), подключаемого к компьютеру или как ретранслятор. Он также может входить в состав сенсорных и актуаторных узлов, где вместе с ним присутствуют датчики или актуаторы, соответственно.

Узел-ретранслятор – используется при необходимости увеличения дальности связи. Наряду с универсальным модулем включает в себя плату, содержащую аккумулятор. Зарядка аккумулятора осуществляется через микро-USB разъем.

Активная RFID метка – устройство, обеспечивающее идентификацию объекта к которому она приставлена. Активная RFID метка кроме универсального приемопередающего модуля включает в себя плату электропитания с никелевой батареей емкостью 600 мАч, которая обеспечивает автономную работу метки от двух лет и более (в зависимости от режима эксплуатации). Метка, как и другие устройства на основе универсального модуля помещена в пластмассовый корпус с форм-фактором спичечного коробка.

Акустический сенсорный узел – устройство, которое может быть использовано для персональной голосовой связи между людьми в офисе или домашней обстановке. Условно его можно назвать «удаленным голосом». Наряду с универсальным модулем оно включает в себя плату, содержащую микрофон, динамик, микроконтроллер и аккумулятор. Зарядка аккумулятора производится через микро-USB разъем. Акустический сенсорный узел, как и метка, помещен в пластмассовый корпус в форме спичечного коробка.

4. Активная сверхширокополосная метка

В качестве примера узла прямохаотической АБС рассмотрим более подробно активную сверхширокополосную метку.

Активные радиометки обладают собственным источником питания и, как следствие, увеличенной дальностью работы, могут обеспечивать передачу увеличенного количества информации и реализовывать шифро-

вание. Они применяются в таких задачах, как отслеживание перемещений сырья на производствах, учет больших объемов товаров занимающих большую территорию для логистики, слежение за животными. Несмотря на ограниченное время службы активной радиометки, оно обычно составляет годы, что достаточно для широкого круга задач, решение которых затруднительно или, в принципе невозможно с помощью пассивных RFID меток. Одной из интересных разработок в этом направлении является технология iBeacon, предложенная и продвигаемая компанией Apple.

В последнее время набирают популярность радиометки, использующие сверхширокополосные сигналы [12-14]. По сравнению с узкополосными, они являются более устойчивыми в сложных условиях распространения сигнала, включающих в себя многолучевое распространение, а также в условиях наличия препятствий и перегородок [15]. Помимо этого, на основе СШП активных радиометок возможно реализовать систему определения местоположения при реализации достаточной инфраструктуры [16].

Метка на основе хаотических радиоимпульсов может работать в двух режимах:

1. Режим маячка. В этом случае метка периодически излучает содержащуюся в ней информацию в виде пакетов. Периодичность посылки пакетов может меняться в пределах от 0,01 пакета в секунду до 10 пакетов в секунду.

2. Режим отклика. Информация посылается в виде пакета в ответ на запрос со стороны внешнего устройства, например, считывателя.

Метка работает в паре с корневым узлом (считывателем). В считывателе используется тот же приемопередающий модуль, что и в метке. Этот модуль может работать как на внутреннюю антенну, так и на внешнюю. В первом случае дальность связи составляет до 30 метров. А в случае использования в считывателе внешней направленной антенны она может быть увеличена до 100 и более метров.

Для обеспечения длительной автономной работы устройства используется система энергосберегающих режимов.

При малой длительности пакетов высокая скорость передачи обеспечивает возможность одновременной работы в режиме маячков без координации моментов излучения большого числа меток. Так, например, для 1000 радиометок при длительности пакета 17 мксек (размер пакета 10 Байт) и излучении пакета устройством раз в секунду, в области устойчивого приема вероятность коллизий между пакетами будет $\sim 10^{-2}$.

При работе радиометки в режиме маячка, радиометка отправляет с некоторым постоянным периодом сообщение, в которое включается иден-

тификационная информация. Это сообщение принимается и обрабатывается на считывателе. Общий цикл работы радиометки будет выглядеть следующим образом. Основное время своего рабочего цикла устройство находится в спящем режиме, при этом периодически просыпаясь на время, необходимое для отправки пакета. Переходами между режимами управляет микроконтроллер. В спящем режиме вся периферия устройства, за исключением стабилизаторов питания, выключена. Сам микроконтроллер при этом останавливает все операции и отсчитывает время до следующего пакета. По окончании он переходит в рабочий режим и последовательно включает всю необходимую периферию. После отправки идентификационного пакета микроконтроллер отключает все остальные узлы и снова переходит в режим отсчета времени до следующего пакета.

В экспериментах первого этапа устройство продемонстрировало устойчивую работу в виде периодически излучаемых пакетов, которые принимались считывателем. Среднее потребление мощности, измеряемое с помощью анализа картины падения напряжения на специальном входном резисторе при помощи осциллографа, при частоте посылы сообщений в 1 Гц составило около 35 мкА, что близко к расчетному значению.

На втором этапе определялась дальность работы системы из меток и считывателя, а также возможность снятия информации одновременно с нескольких меток. Проведенные измерения продемонстрировали устойчивую работу меток в диапазоне расстояний 0.5 до 25 метров от корневого узла, выполнявшего роль считывателя. Одновременное использование в эксперименте нескольких меток с короткими пакетами не влияло на устойчивость получения считывателем передаваемых данных.

5. Экспериментальное исследование модулей и сетей на их основе

В процессе создания универсальных модулей были проведены их испытания, касающиеся как характеристик самих универсальных модулей, так и их работы в составе беспроводной сети.

В первой группе экспериментов были проведены измерения по определению основных электрических характеристик универсальных модулей: пиковой мощности передатчика, потреблению тока в режиме непрерывного излучения, скорости передачи информации, а также потреблению тока в глубоко спящем режиме, спящем режиме, режиме передачи данных и режиме ретрансляции.

Целью следующей группы измерений являлось определение характеристик приёмника разработанного универсального модуля: его чувствительности, динамического диапазона и максимальной дальности передачи в условиях прямой видимости.

Для этого были проведены эксперименты по передаче данных в топологии «точка-точка». Кроме самих модулей в экспериментах использовались ноутбуки, к которым подключались приёмопередатчики, и специальное программное обеспечение, позволяющее контролировать качество радиоканала.

Основной областью применения универсальных модулей являются активные и сенсорные сети. Разработанное для универсальных модулей программное обеспечение (ПО) позволяет реализовывать функционал подобных сетей. Алгоритм работы ПО для сенсорной сети включает в себя нескольких составных частей: инициализацию сети, определение оптимальных маршрутов передачи данных от заданных сенсорных узлов, непосредственную передачу данных и самовосстановление сети в случае возникновения проблем при передаче данных [17].

Экспериментальное испытание сетевых возможностей универсальных модулей включало в себя несколько серий экспериментов, проводившихся по схеме, отработанной на приемопередатчиках ППС-43. В экспериментах использовалось 7 узлов, базовая станция и персональный компьютер.

В первой серии экспериментов проверялась стабильность работы алгоритма инициализации сети: побудка, обнаружение приемопередатчиков и связей между ними. Для этого устройства располагались на разном расстоянии от базовой станции, таким образом, что только первые некоторые из них могли непосредственно принимать ее сигналы.

После расстановки узлов базовая станция запускала процесс инициализации сети и их связей. Для этого она посылала специальные пакеты, принимаемые теми устройствами, которые находились в области ее непосредственной радиовидимости (устройства первого круга). В результате приемопередатчики первого круга просыпались, передавали информацию об этом базовой станции и получали от нее команду на передачу команды для побудки устройств второго круга. Аналогично алгоритм осуществляет побудку устройств последующих кругов. В результате работы алгоритма инициализации были успешно обнаружены все универсальные модули, входящие в состав беспроводной сети, а также была установлена топология этой сети. При этом три узла были зафиксированы как принадлежащие первому кругу, два – второму и два третьему кругам.

Задача следующей серии экспериментов состояла в практическом измерении времен переходов между различными режимами работы устройств, а также проверку возможности передачи аудио данных с сенсорного узла, обладающего необходимым функционалом. Работа в составе сети подразумевает возможность перехода между следующими режимами работы узла: спящим, режимом передачи данных и режимом ретрансляции. Топология сети в этих экспериментах представляла собой цепочку из последовательно соединенных базовой станции, ретранслятора и конечного сенсорного узла.

Последняя серия экспериментов исследовала возможности самовосстановления сети. Под самовосстановлением понимается способность восстановить поток данных с использованием резервного маршрута в случае возникновения проблем передачи с использованием основного маршрута.

6. Заключение

Развитие концепции беспроводных сенсорных сетей привело к расширению их функций за счет включения исполнительных и вычислительных устройств. Такие обобщенные сенсорные сети – активные беспроводные сети, особенно со сверхширокополосными каналами связи, обладают чрезвычайно богатыми потенциальными возможностями для распределенных систем, в которых производится сбор информации, ее обработка, принятие решений и их выполнение.

В работе предложен, разработан и исследован универсальный приемопередающий сверхширокополосный прямохаотический модуль для активных сетей, а также различные узлы на его основе. Список областей применения сверхширокополосных активных беспроводных сетей на основе разработанного модуля включает в себя, но не исчерпывается: мультимедийные беспроводные сети; группы взаимодействующих роботов; моделирование ансамблей динамических систем; беспроводную связь в медицинских учреждениях и персональной медицине; аварийные службы; инфокоммуникационную инфраструктуру для малых населенных пунктов.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00084).

Список литературы

- [1] Wireless sensor network // en.wikipedia.org/wiki/Wireless_sensor_network.
- [2] Akyildiz I. F., Kasimoglu I. H. Wireless sensor and actor networks: research challenges // Ad Hoc Networks. 2004. V. 2(4). P. 351-367.

- [3] Dressler F. Bio-inspired Network-Centric Operation and Control for Sensor/Actuator Networks. C. Priami (Ed.): *Trans. on Comput. Syst. Biol.* 2007. VIII. LNBI 4780. P. 1–13.
- [4] Chaczko Z., Chiu C., Aslanzadeh S., and Dune T. Sensor-Actor Network Solution for Scalable Ad-hoc Sensor Networks // *INTL Journal of Electronics and Telecommunications*. 2012. V. 58. No. 1. P. 55–62.
- [5] Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Клецов А. В., Кузмин Л. В., Лактюшкин А. М., Юркин В. Ю. Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // *Радиотехника и электроника*. 2008. Т. 53. №10. С. 1278-1289.
- [6] Дмитриев А. С., Лазарев В. А., Герасимов М. Ю., Рыжов А. И. «Сверхширокополосные беспроводные нательные сенсорные сети // *Радиотехника и электроника*. 2013. Т. 58. № 12. С. 1160-1170.
- [7] Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Герасимов М. Ю. Мультимедийные сенсорные сети на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // *Радиотехника и электроника*. 2015. Т. 60. №4. С. 1-9.
- [8] 802.15.4a_2007. IEEE Standard for Information Technology, Pt. 15.4 (IEEE, New York, 2007); <http://iee-explore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4299494>.
- [9] Dart UWB Technology // dartuwb-tech-datasheet-en-us.pdf.
- [10] Trackit Systems // <http://www.thetrackit.com/RTLS.php>.
- [11] Dw1000-product-brief.pdf // www.decawave.com.
- [12] <https://www.zebra.com/us/en/products/location-solutions/dart-uwb/dart-tag.html>
- [13] <http://www.decawave.com/products/dwm1000-module>
- [14] Toccafondi A., Zampilli D., Giovampaola C., Tesi V. Low-Power UWB Transmitter for RFID Transponder Applications / IEEE International conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012. P. 234-238.
- [15] Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Лазарев В. А., Рыжов А. И. Экспериментальное исследование распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в помещениях // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013. №3. С. 55-66.
- [16] IEEE Standards Association, 802.15.4f-2012 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-- Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 2: Active Radio Frequency Identification (RFID) System Physical Layer (PHY), 2012
- [17] Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Лазарев В. А., Герасимов М. Ю. Сверхширокополосная беспроводная самоорганизующаяся прямохаотическая сенсорная сеть // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013. №3. С. 19-29.

References

- [1] Wireless sensor network // en.wikipedia.org/wiki/Wireless_sensor_network.
- [2] Akyildiz I. F., Kasimoglu I. H. Wireless sensor and actor networks: research challenges. *Ad Hoc Networks*, 2004, vol. 2(4), pp. 351-367.
- [3] Dressler F. Bio-inspired Network-Centric Operation and Control for Sensor. Actuator Networks. C. Priami (Ed.): *Trans. on Comput. Syst. Biol.*, 2007, VIII, LNBI 4780, pp. 1–13.
- [4] Chaczko Z., Chiu C., Aslanzadeh S., Dune T. Sensor-Actor Network Solution for Scalable Ad-hoc Sensor Networks. *INTL Journal of Electronics and Telecommunications*, 2012, vol. 58, no. 1, pp. 55–62.
- [5] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Kletsov A. V., Kuz'min L.V., Laktyuskin A. M., Yurkin V. Yu. Wireless Ultra wideband Communications and Sensor Networks. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2008, vol. 53, no. 10, pp. 1206–1216.

- [6] Dmitriev A. S., Lazarev V. A., Gerasimov M. Yu., Ryzhov A. I. Ultrawideband wireless body-area sensor networks. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2013, vol. 58, no. 12, pp. 1113-1122.
- [7] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Gerasimov M. Yu. Multimedia Sensor Networks Based on Ultrawideband Chaotic Radio Pulses. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2015, vol. 60, no. 4, pp. 393-401.
- [8] 802.15.4a_2007. IEEE Standard for Information Technology, Pt. 15.4 (IEEE, New York, 2007); <http://iee-explore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4299494>.
- [9] Dart UWB Technology. dartuwb-tech-datasheet-en-us.pdf.
- [10] Trackit Systems. <http://www.thetrackit.com/RTLS.php>.
- [11] Dw1000-product-brief.pdf. www.decawave.com.
- [12] <https://www.zebra.com/us/en/products/location-solutions/dart-uwbdart-tag.html>
- [13] <http://www.decawave.com/products/dwm1000-module>
- [14] Toccafondi A., Zampilli D., Giovampaola C., Tesi V. Low-Power UWB Transmitter for RFID Transponder Applications. IEEE International conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012, pp. 234-238.
- [15] Andreyev Yu.V., Dmitriev A. S., Lazarev V. A., Ryzhov A. I. Experimental Study of Indoor Propagation of Ultrawideband Chaotic Signals. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2013, no.3, pp. 55-66. (in Russian).
- [16] IEEE Standards Association, 802.15.4f-2012 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-- Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 2: Active Radio Frequency Identification (RFID) System Physical Layer (PHY), 2012.
- [17] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Lazarev V. A., Gerasimov M. Yu. Ultra Wideband Wireless Self-organizing Direct Chaotic Network. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2013, no.3, pp. 19-29. (in Russian).

Acknowledgements

The study was performed by a grant from the Russian Science Foundation (Project № 16-19-00084).

Development of the element base of high-temperature CMOS SRAM based on SOI

Vitaly A. Soloduha¹, Sergey V. Shvedov², Vitaly H. Bondarenko³,
Eugene B. Chubenko³, Sergey V. Redko³, Alexey A. Klusko³

¹Joint Stock Company “INTEGRAL”, Minsk, 220108, Republic of Belarus,
office@integral.by

²Design Center “Belmicrosystems” of the Joint Stock Company “INTEGRAL”,
Minsk, 220108, Republic of Belarus, office@bms.by

³Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics,
220013, Minsk, Republic of Belarus, vitya51@mail.ru

Abstract: We investigated the effect of high temperature on the characteristics of the electronic elements designed for production of high-temperature CMOS LSI based on SOI. The test samples of the elements were fabricated at the 0.35 μm production line. Unibond SOI wafers were used. Electrical characteristics of the samples were measured at the temperature from 25°C to +250°C. The analysis of the effect of structural and technological features on the electrical characteristics of the designed elements was performed. Samples of SOI CMOS SRAM 256K were manufactured and investigated. The samples retain the function and the required static and dynamic parameters within the operating temperature from - 60°C to + 225°C. The results obtained in this research are of interest for the development and production of SOI CMOS LSI operating at high temperatures.

Keywords: CMOS LSI, SOI, high-temperature LSI, MOSFETs topology, electrical characteristics.

Разработка элементной базы высокотемпературных КМОП БИС СОЗУ на основе КНИ структур

¹Солодуха В.А., ²Шведов С.В., ³Бондаренко В.П., ³Чубенко Е.Б.,
³Редько С.В., ³Клышко А.А.

¹ОАО “ИНТЕГРАЛ” - головная компания холдинга “ИНТЕГРАЛ”

г. Минск, 220108, Республика Беларусь, office@integral.by

²Филиал НТЦ “Белмикросистемы” ОАО “ИНТЕГРАЛ”

г. Минск, 220108, Республика Беларусь, office@bms.by

³Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220013, Республика Беларусь, vitya51@mail.ru

Аннотация: В статье представлены результаты исследований влияния температуры на электрические характеристики элементной базы высокотемпературных КМОП БИС СОЗУ на основе КНИ структур. Экспериментальные образцы изготовлены на технологической линии 0,35 мкм в КНИ структурах марки Unibond фирмы SOITECH. Измерения параметров экспериментальных образцов проведены в диапазоне температур от +25°C до +250°C. Выполнен анализ влияния конструктивно-технологических особенностей разработанной элементной базы на ее электрические характеристики. Разработаны, изготовлены и исследованы образцы КНИ КМОП БИС СОЗУ 256К. Показано, что изготовленные образцы сохраняют функционирование и требуемые статические и динамические параметры в диапазоне рабочих температур от -60°C до +225°C. Полученные результаты представляют интерес для разработки и производства КНИ КМОП БИС, функционирующих в условиях воздействия высоких температур.

Ключевые слова: КМОП БИС, КНИ, высокотемпературные БИС, электрические характеристики, топология МОП транзисторов.

1. Введение

В последнее десятилетие достигнут существенный прогресс в разработке КМОП БИС, способных работать в широком температурном диапазоне. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что многие цифровые и аналоговые БИС и СБИС могут сохранять работоспособность до температур 250 °C и выше при использовании соответствующих принципов построения схем. Совершенствование технологии моделирования и проектирования интегральных микросхем, работающих в экстремальных условиях окружающей среды, привлекает интерес исследователей благодаря возросшей потребности в таких схемах в тех областях, которые ранее считались предъявляющими слишком высокие требования для обычных схем. Среди таких областей следует выделить автомобильную промышленность, геологию, авиационно-космическую отрасль. Для большинства применений электронные устройства должны работать в течение не менее 1000 ч при температурах до 300 °C.

Одним из решений повышения максимальной рабочей температуры БИС для применения в указанных областях является переход от кремния на широкозонные полупроводниковые материалы. К сожалению в настоящее время такой подход остается очень дорогостоящим, а многие сегменты рынка высокотемпературных схем предъявляет жесткие требования к их максимальной стоимости (1–10 долларов) [1]. Второй альтернативой является использование структур “кремний-на-изоляторе” (КНИ) вместо “объемных” кремниевых пластин [2].

Главная причина отказов логических КМОП схем в “объемном” кремнии при работе в условиях высоких температур заключается в повышенном потреблении энергии из-за больших токов утечки, а также в ухудшении таких параметров, как помехоустойчивость и напряжения логических уровней. КНИ КМОП схемы лишены данных недостатков. МОП транзисторы, изготовленные в КНИ структурах, показывают хорошие характеристики при работе в условиях повышенных рабочих температур, что дает возможность использовать их при создании высокотемпературных интегральных схем. При использовании КНИ МОП транзисторов исключается эффект защелкивания. КНИ КМОП инверторы полностью работоспособны и демонстрируют незначительный дрейф характеристик при температурах до 320°C [2-5].

Ярким примером использования КНИ структур для коммерческой реализации высокотемпературных схем является семейство микросхем HTMOS компании Honeywell [6]. Эти микросхемы используются в буровых установках для геологоразведки и комплексах добычи нефти и газа в качестве компонентов устройств мониторинга, устройств измерения и управления процессом бурения, устройств сбора данных. Компания гарантирует, что микросхемы семейства HTMOS способны функционировать не менее пяти лет при температуре 225 °C. Разработанные высокотемпературные микросхемы применяются в системах управления авиационными турбореактивными двигателями, включающих в себя интерфейсы удаленного сбора данных с датчиков давления, сетевые цифровые блоки управления, полные цифровые контроллеры управления двигателями, которые должны функционировать не менее 20000 часов. Ещё одной сферой применения продуктов линейки HTMOS являются распределенные системы управления тяжелыми дизельными двигателями и двигателями внутреннего сгорания.

Несмотря на востребованность высокотемпературных микросхем на рынке изделий полупроводниковой электроники, отечественных разработок немного и серийно высокотемпературные КМОП БИС в Российской Федерации и Республике Беларусь пока не производятся.

В настоящей работе представлены результаты исследований влияния температуры на электрические характеристики основных элементов КМОП БИС. Данное исследование предназначено для последующей разработки конструкций и технологии изготовления отечественных высокотемпературных КНИ КМОП БИС с целью организации их серийного производства.

2. Конструктивно-технологические особенности изготовления экспериментальных образцов

Для изучения влияния температуры на характеристики элементной базы КМОП БИС в КНИ структурах была разработана тестовая матрица, содержащая набор тестов для контроля параметров технологических операций, резистивные и диодные структуры, холловские элементы, п-канальные и р-канальные МОП транзисторы с разными топологическими размерами и фрагменты КМОП БИС, используемых на ОАО “ИНТЕГРАЛ”. В качестве таких фрагментов выбраны тестовые КМОП СОЗУ емкостью 64К и 8-ми разрядный микроконтроллер. Конструкции типовых МОП транзисторов с двумя конфигурациями затворов Т-типа и Н-типа приведены на рис. 1.

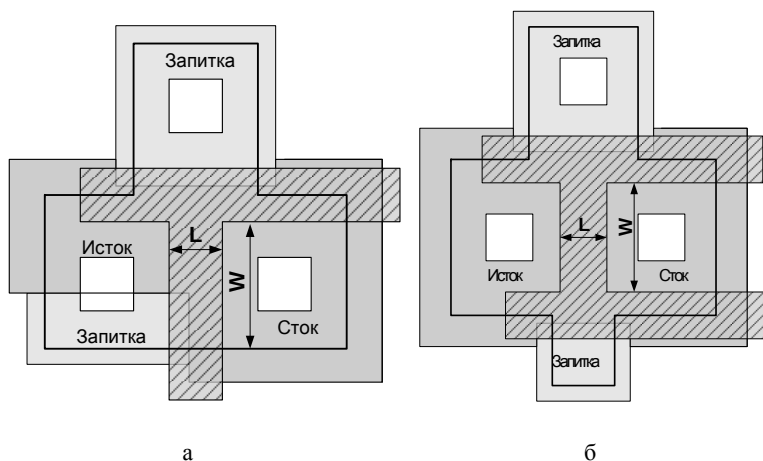


Рис. 1. Топология МОП транзисторов с Т-образным (а) и Н-образным (б) затворами.

Fig. 1. Topology of MOS transistors with T-shaped (a) and H-shaped (b) gates

Набор МОП-транзисторов с различными размерами был введен в состав тестовой матрицы для последующей экстракции SPICE-параметров для разработки библиотеки высокотемпературных МОП транзисторов. При разработке тестовой матрицы учитывалось применение КНИ структур в качестве подложки. За основу были взяты конструктивно-топологические решения с субмикронными нормами проектирования, используемые на ОАО “ИНТЕГРАЛ”.

Тестовая матрица элементной базы высокотемпературных КМОП интегральных микросхем в КНИ структурах представляет собой кристалл,

состоящий из 4 тестовых модулей. Модуль ТМ1 содержит резистивные и диодные структуры, n-канальные и р-канальные МОП транзисторы различной конструкции с разными топологическими размерами и тесты для контроля параметров технологических операций, в модуле ТМ2 собраны наиболее важные структуры для проведения температурных испытаний, в модулях ТМ3 и ТМ4 расположены фрагменты КМОП БИС.

Контактные площадки к тестовым элементам модуля ТМ1 расположены как внутри, так и по периметру модуля. Это позволяет проводить комплексное измерение параметров изготовленных экспериментальных образцов на автоматизированном измерительном комплексе. Модули ТМ2, ТМ3 и ТМ4 вырезались из подложек и контроль параметров их элементов, измерение статических и динамических параметров и контроль функционирования фрагментов КМОП БИС осуществлялись после сборки модулей в металлокерамические корпуса. Температурные испытания проводились на измерительном стенде на основе термостата ТС 250-2, температура в рабочей зоне которого задавалась с точностью $0,1^{\circ}\text{C}$.

Экспериментальные образцы тестовой матрицы были изготовлены на технологической линии $0,35\text{ мкм}$ с использованием КНИ структур Unibond диаметром 200 мм , изготовленных по технологии Smart Cut на фирме SOITECH (Франция). Поперечное сечение фрагмента тестовой матрицы представлено на рис. 2. Толщина слоя кремния КНИ структур составляла 230 нм , толщина “захороненного” слоя оксида кремния - 400 нм . Была использована изоляция “меза. На боковых стенках островков кремния были сформированы окисные “спейсеры”, аналогичные окисным “спейсерам” поликремниевых затворов. Подзатворный окисел толщиной 13 нм был получен методом пирогенного окисления. Образцы тестовой матрицы были изготовлены по КМОП технологическому процессу с одним уровнем поликристаллического кремния толщиной 250 нм и двумя уровнями алюминиевой металлизации. В n-канальных МОП транзисторах нижняя часть слоя кремния на границе с “захороненным” оксидом кремния была легирована бором путем имплантации ионов бора с энергией 100 кэВ для предотвращения образования инверсионного слоя.

3. Влияние температуры на электрические характеристики элементов тестовой матрицы

Резистивные структуры (резисторы) представляли собой прямоугольники размерами $80 \times 25\text{ мкм}$, выполненные из сильнолегированного (N^+ -тип проводимости) поликристаллического кремния с пленкой силицида и без пленки силицида (далее ПКТ N^+ с силицидом и без). Для измерения величины

сопротивления к выводам резисторов прикладывалось линейно изменяемое напряжение в диапазоне 0 – 1 В, при этом производилась регистрация тока, протекающего в цепи. Максимальный ток был ограничен уровнем 2 мА, при достижении которого процесс измерений останавливался.

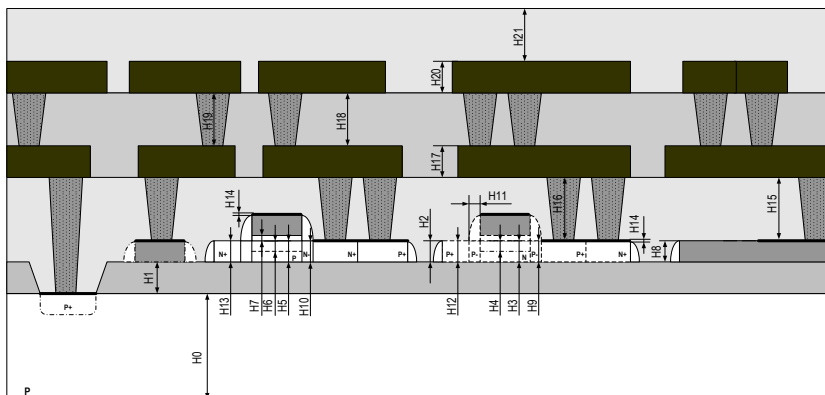


Рис. 2. Поперечное сечение тестовой матрицы.

Fig. 2. Cross section of the test matrix

Согласно результатам измерений, сопротивление резисторов типа ПКК N^+ без силицида слабо зависит от температуры (изменения сопротивления не более 2 %). У резисторов типа ПКК N^+ с силицидом величина сопротивления увеличивается с ростом температуры и отклонение достигает 70 % при 225 °С по сравнению с исходным сопротивлением при комнатной температуре. Такое же поведение от температуры было установлено для резисторов, изготовленных в “объемных” кремниевых пластинах.

Диодные структуры представляли собой цепочки из 100 параллельно соединенных структур P^+-N и N^+-P типов с вертикальными р-п переходами, образованными сильнолегированными областями в слаболегированных карманах. Для измерения параметров диодов к их выводам прикладывалось напряжение 0 - 1 В в прямом и 0 - 5 В обратном включении, при этом производилась регистрация тока, протекающего в цепи. Максимальный ток был ограничен уровнем 1 мА, при достижении которого процесс измерений останавливался. Пороговое напряжение определялось как напряжение, при котором прямой ток через структуру достигал 10^{-5} А.

Пороговое напряжение диодов меньшевалось практически одинаково для P^+-N и N^+-P диодных структур с ростом температуры от 0,73 В при комнатной до 0,4 В при 225 °С. Ток утечки был выше в P^+-N структурах, чем в N^+-P структурах. С ростом температуры ток утечки увеличивается

на 2 порядка до 10^{-8} А и 10^{-9} А в P^+-N и N^+-P структурах, соответственно. Причем начиная со 150°C увеличение тока утечки происходит по более крутой зависимости (практически экспоненциально).

Изучение влияния температуры проводилось для n-канальных и p-канальных МОП транзисторов разных размеров и конструкций, имеющих контакт к карману с одной и с двух сторон. Анализ результатов проведенных исследований показал, что лучшие характеристики имеют транзисторы Н-типа с контактом к карману с двух сторон. Из подпороговых характеристик транзисторов были определены пороговое напряжение и напряжение отсечки. Пороговое напряжение определялось как напряжение, при котором ток стока достигал значения 100 нА, напряжение отсечки – напряжение, при котором ток стока составлял 1 нА. Для n-канальных МОП-транзисторов пороговое напряжение с ростом температуры уменьшается с 0,8 В при комнатной, до 0,46 В при 225°C (рис. 3). Для p-канальных МОП транзисторов пороговое напряжение с ростом температуры уменьшается с 0,89 В при комнатной, до 0,55 В при 225°C (рис. 4).

Из выходных характеристик транзисторов были определены крутизна и проводимость исток-сток. Крутизна характеристик исследованных транзисторов падает с ростом температуры приблизительно в полтора раза. Приблизительно во столько же раз с ростом температуры уменьшается проводимость исток-сток. Из выходных характеристик транзисторов были определены крутизна и проводимость исток-сток.

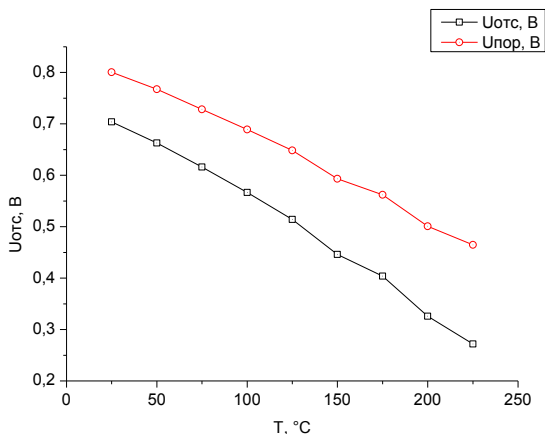


Рис. 3. Зависимости порогового напряжения (красная линия) и напряжения отсечки (черная линия) от температуры для n-канального МОП транзистора Н-типа с шириной канала $W=1,8$ мкм.

Fig. 3. Threshold voltage (red line) and cut-off voltage (black line) versus temperature for n-channel H-type MOS transistor with $W=1.8$ μm

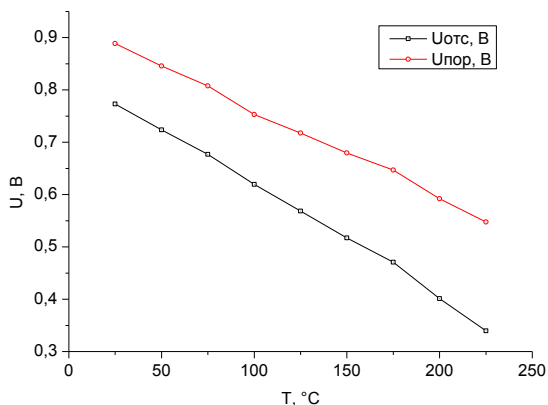


Рис. 4. Зависимости порогового напряжения (красная линия) и напряжения отсечки (черная линия) от температуры для р-канального МОП транзистора Н-типа с шириной канала $W=1,8$ мкм.

Fig. 4. Threshold voltage (red line) and cut-off voltage (black line) versus temperature for p-channel H-type MOS transistor with $W=1.8$ μm

Крутизна характеристик исследованных транзисторов падает с ростом температуры приблизительно в полтора раза. Приблизительно во столько же раз с ростом температуры уменьшается проводимость исток-сток. Температурный коэффициент изменения порогового напряжения составляет $1-1,25$ мВ/°С. Остаточный ток стока увеличивается с ростом температуры, причем после 125°C практически экспоненциально (рис. 5). Тем не менее, при 225°C остаточный ток стока не превышает 1 нА для всех исследованных транзисторов. Остаточные токи, в образцах, изготовленных в КНИ структурах были по крайней мере на два порядка меньше, чем в образцах “объемного” кремния, во всем исследованном диапазоне температур.

Параметры исследованных транзисторов деградируют с ростом температуры, но остаются в пределах схемотехнических допусков. Существенных отличий между исследованными конструкциями МОП транзисторов (Т-типа и Н-типа) с контактами к карману с двух сторон в отношении их температурной зависимости не было обнаружено. Однако, с точки зрения минимизации токов утечки предпочтительнее использовать конструкции с конфигурацией затворов Н-типа с контактами к карману с двух сторон.

Экстракция SPICE-параметров МОП транзисторов необходима для их включения в состав технических требований на проектирование топологии высокотемпературных КНИ КМОП БИС. Экстракция была осуществлена с использованием пакета программного обеспечения компании MENTOR GRAPHICS.

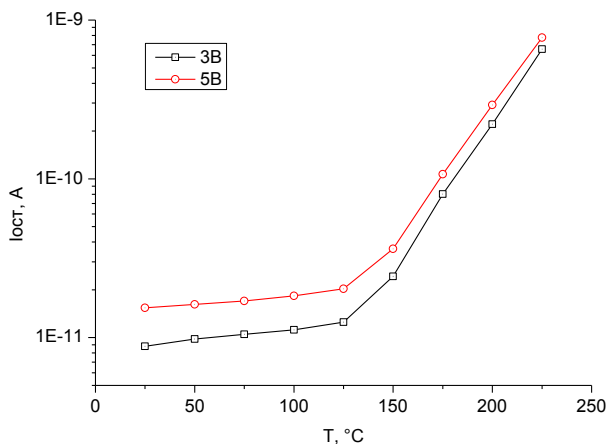


Рис. 5. Зависимости остаточного тока стока от температуры для n-канального МОП транзистора Н-типа с шириной канала $W=1,8$ мкм, измеренные для напряжений на стоке 3В (черная линия) и 5В (красная линия).

Fig. 5. Drain leakage current versus temperature for n-channel H-type MOS transistor with $W=1.8$ μm measured for drain voltage 3V (black line) and 5 V (red line)

Для понимания причин ухудшения характеристик изготовленных элементов важное значение имеет определение температурного поведения такого важного параметра кремния как подвижность носителей. Эти измерения были проведены в магнитном поле с индукцией 0,1 Тл на холловских элементах тестовой матрицы (рис. 6). Было установлено, что с увеличением температуры от комнатной до 225°C холловская подвижность электронов и дырок уменьшается от 360 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ до 200 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ для электронов и от 145 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ до 50 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ для дырок, соответственно. Эти данные необходимо учитывать при расчете параметров МОП транзисторов и разработке их топологии.

Полученные результаты были использованы для разработки КНИ КМОП СОЗУ емкостью 256К с организацией 32Кx8. Ячейки памяти этой схемы имели размеры 11x18 мкм и содержали 6 транзисторов с конфигурацией затворов Н-типа. Размер кристалла 8,5x9 мм. Экспериментальные образцы были изготовлены на технологической линии 0,35 мкм. В результате испытаний было установлено, что полученные образцы КНИ КМОП СОЗУ 256К сохраняют требуемые статические и динамические параметры в диапазоне температур от - 60°C до +225°C. Отдельные образцы сохраняли работоспособность и требуемые параметры до температуры +250°C.

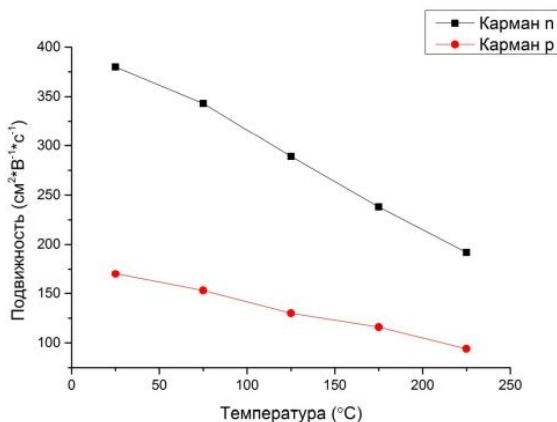


Рис. 6. Зависимости холловской подвижности электронов (черная линия) и дырок (красная линия) от температуры для слаболегированных карманов.

Fig. 6. Hall mobility versus temperature for electrons (black line) and holes (red line) in low doped wells

4. Заключение

Таким образом, в работе установлены особенности влияния температуры на характеристики интегральных резисторов, диодов и МОП транзисторов, изготовленных с нормами проектирования 0,35 мкм в КНИ структурах марки Unibond с толщиной слоя кремния 230 нм и толщиной “захороненного” оксида 400 нм. Установлено, что с увеличением температуры происходит уменьшение пороговых напряжений МОП транзисторов, увеличение остаточных токов, уменьшение крутизны характеристик транзисторов и уменьшение проводимости каналов. Холловская подвижность электронов и дырок уменьшается с ростом температуры. Несмотря на ухудшение характеристик с ростом температуры, температурная деградация таких параметров МОП транзисторов, как остаточные токи, в КНИ структурах меньше, чем в пластинах объемного кремния. Наименьшую деградацию характеристик демонстрируют МОП транзисторы с конфигурацией затвора Н-типа с контактами к карману с двух сторон. Экспериментальные образцы КНИ КМОП СОЗУ 256К, разработанные с учетом полученных в работе данных, сохраняют требуемые статические и динамические параметры в диапазоне температур от - 60°C до +225°C. Полученные результаты используются в настоящее время в ОАО “ИНТЕГРАЛ” для разработки КНИ КМОП БИС, функционирующих в условиях воздействия высоких температур.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках задания МЭКБ21 ГНТП “Микроэлектроника-ЭКБ”. Авторы выражают признательность члену-корреспонденту НАН Республики Беларусь А.И. Белоусу (Филиал НТЦ “Белмикросистемы” ОАО “ИНТЕГРАЛ”) за внимание к работе и полезные советы.

Список литературы

- [1] Shoucair F.S. Potential and problems of high temperature electronics and CMOS integrated circuits (25 – 250°C) // *Microelectronics Journal*. 1991. V. 22. No. 2. P. 39-54.
- [2] Colinge J.P. *Silicon-on-Insulator Technology: Materials to VLSI* // Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 2004. 366 p.
- [3] Flandre D., Terao A., Francis P., Gentinne B., Colinge J.P. Demonstration of the potential of accumulation-mode MOS transistors on SOI substrates for high-temperature operation (150-300°C) // *IEEE Electron. Dev. Lett.* 1993. V. 14. No.1. P.10-12.
- [4] Flandre D., Jacquemin C., Colinge J.P. Design techniques for high-speed low-power and high-temperature digital CMOS circuits on SOI // *Proceedings IEEE International SOI Conference*. 1992. P. 164-165.
- [5] Omura Y. Proposal of high-temperature-operation tolerant SOI MOSFET and preliminary study on device performance evaluation // *Active and Passive Electronic Components*. 2011. V. 2011. P. 850481.
- [6] Pecora L.M., Carroll T.L., Jonson G.A., Mar D.J. Fundaments of synchronization in chaotic systems, concepts, and applications // *Chaos*. 1997. V. 7. No. 4. P. 520-542.
- [6] Portmann L., H. Ballan H., Declercq M. A SOI CMOS Hall effect sensor architecture for high temperature applications // *Proceedings of IEEE Sensors*. 2002. P. 1401-1406.
- [7] www.honeywell.com

References

- [1] Shoucair F.S. Potential and problems of high temperature electronics and CMOS integrated circuits (25 – 250°C). *Microelectronics Journal*, 1991, vol. 22, no. 2, pp. 39-54.
- [2] Colinge J.P. (ed.) *Silicon-on-Insulator Technology: Materials to VLSI*. Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 2004, 366 p.
- [3] Flandre D., Terao A., Francis P., Gentinne B., Colinge J.P. Demonstration of the potential of accumulation-mode MOS transistors on SOI substrates for high-temperature operation (150-300°C). *IEEE Electron. Dev. Lett.*, 1993, vol. 14, no.1, pp.10-12.
- [4] Flandre D., Jacquemin C., Colinge J.P. Design techniques for high-speed low-power and high-temperature digital CMOS circuits on SOI. *Proceedings IEEE International SOI Conference*, 1992, pp. 164-165.
- [5] Omura Y. Proposal of high-temperature-operation tolerant SOI MOSFET and preliminary study on device performance evaluation. *Active and Passive Electronic Components*, 2011, vol.2011, pp. 850481.
- [6] Portmann L., H. Ballan H., Declercq M. A SOI CMOS Hall effect sensor architecture for high temperature applications. *Proceedings of IEEE Sensors*, 2002, pp. 1401-1406.
- [7] www.honeywell.com

Acknowledgements

The paper is based on the research, which was conducted in the framework of the project MECB21 of the State Scientific Technical Program “Microelectronics-ECB”. The authors are grateful to the corresponding member of the National Academy of Sciences of Republic Belarus A.I. Belous (Design Center “Belmicrosystems” of the Joint Stock Company “INTEGRAL”) for his attention to the work and useful comments.

Methods and tools for control and monitoring of microwave heating processes in the oil industry

Gennady A. Morozov¹, Vladimir I. Anfinogentov¹, Oleg G. Morozov¹,
Aydar R. Nasybullin¹, Rustem R. Samigullin¹, Sergey V. Smirnov¹

¹ Kazan national research technical university named after A.N. Tupolev
Kazan, 420111, Russian Federation
aydar.nasybullin@mail.ru

Abstract: The report discusses an issues of providing the microwave technological complexes for processing oil-containing products by the automated control system of electrodynamic exposure parameters. An essential component of the control system with feedback is information measuring device. The authors suggest a microwave sensor devices to monitor the electrophysical and technological parameters of the object under processing.

Keywords: microwave technology, oil industry, microwave resonance sensors, automated control.

Методы и средства управления и контроля процессами СВЧ нагрева в нефтяной отрасли

¹Морозов Г.А., ¹Анфиногентов В.И., ¹Морозов О.Г.,
¹Насыбуллин А.Р., ¹Самигуллин Р.Р., ¹Смирнов С.В.

¹Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация
aydar.nasybullin@mail.ru

Аннотация: В докладе обсуждаются вопросы обеспечения СВЧ технологических комплексов для обработки нефтесодержащих продуктов автоматизированной системой управления параметрами электродинамического воздействия. Неотъемлемой составляющей системы регулирования с обратной связью являются информационно-измерительные устройства. Авторами предлагаются сенсорные устройства СВЧ диапазона, позволяющие контролировать электрофизические и технологические параметры объекта обработки.

Ключевые слова: микроволновые технологии, нефтяная промышленность, СВЧ резонансные датчики, автоматизированное управление.

1. Введение

Микроволновые технологии в современном мире глубоко проникли во многие сферы материального производства. Существенное значение в области применения микроволновых технологий принадлежит технологическим процессам, требующим термического воздействия на объект обработки. Интерес к СВЧ нагреву объясняется существующими преимуществами теплового воздействия СВЧ колебаний над традиционными методами подведения тепла [1, 2]. Исследования в области промышленных СВЧ технологий как в России, так и за рубежом, неукоснительно расширяются, что связано с существованием ряда проблем и задач, обусловленных стремлением добиться наибольшей эффективности технологического процесса с использованием электромагнитного поля СВЧ. Наиболее значимым способом обеспечения эффективного функционирования микроволновых технологических комплексов является рациональная организация контроля и управления процессом взаимодействия объекта обработки и электродинамического воздействия.

Характерные особенности взаимодействия водонефтяных эмульсий (ВНЭ) и электромагнитных полей СВЧ-диапазона доказали перспективность использования СВЧ технологических комплексов (СВЧ ТК) в нефтедобывающей промышленности для решения ряда проблем [1]. В целях совершенствования подобных технологий для достижения более эффективных результатов следует учитывать неоднородность состава добываемой нефти, постоянно контролируя и принимая во внимание множество параметров процесса. В связи с этим интенсивно развиваются адаптивные СВЧ ТК, использующие обратную связь, обеспечивающие адаптивное регулирование и оптимизацию технологических процессов обработки тяжелых ВНЭ.

Современные подходы к построению адаптивных СВЧ ТК заключаются в применении комплексного регулирования, которое, кроме задания требуемого распределения ЭМП и/или температуры в обрабатываемой среде по ее электрофизическим характеристикам, учитывает и изменения физико-химического состава обрабатываемой ВНЭ: вязкость нефти, содержание и структуру воды, ее рН-фактор, концентрацию солей, поверхностно-активных веществ (ПАВ), твердых осадков и т. д. Представленный подход требует решения дополнительных задач, связанных с разработкой измерительных средств для контроля параметров обрабатываемой среды в условиях интенсивного СВЧ электромагнитного воздействия.

2. Управление СВЧ нагревом в технологических установках

Можно выделить три общих класса систем управления СВЧ ТК [3, 4]. К первому классу относятся системы с жесткой организацией управления, характерные для комплексов, предназначенных для СВЧ обработки определенного типа материала с неизменными входными и выходными параметрами и свойствами. В этом случае функцией устройства управления является поддержание необходимого режима обработки по заранее заданной программе. Второй класс систем управления применяется в многофункциональных СВЧ ТК, предназначенных для обработки разновидностей материалов со схожими параметрами и свойствами или определённого материала, обладающего различными исходными или конечными показателями. В данном случае устройство управления организует требуемый режим воздействия, соответствующий данному виду объекта обработки и его входным и выходным параметрам, а также формирует соответствующие заданному режиму управляющие воздействия. Наиболее совершенным, с точки зрения возможностей достижения требуемых показателей качества СВЧ обработки, является управление, основанное на принципах адаптивной организации (рис 1).

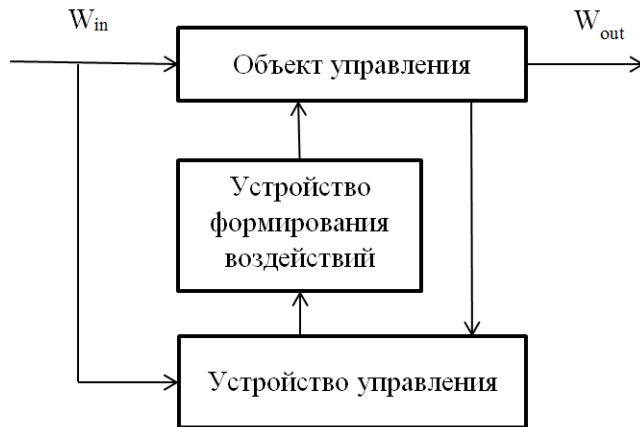


Рис. 1. Структурная схема управления адаптивного СВЧ технологического комплекса.

Fig. 1. Block diagram of adaptive microwave technological complex control

При адаптивной организации управления СВЧ ТК имеется обратная связь, связывающая объект управления и устройство управления комплексом. В устройство управления, помимо информации о типе продукта и его

входных W_{in} и выходных W_{out} показателях, поступают также данные о текущем распределении электромагнитного поля в рабочей камере СВЧ и технологических параметрах объекта.

Устройство управления обеспечивает решение задач, характерных для предыдущего класса, а также вырабатывает управляющие воздействия, соответствующие требуемому режиму обработки с учетом текущего состояния параметров. В настоящее время на практике наиболее часто реализуются первые два варианта организации управления СВЧ технологическим комплексом. Несмотря на ряд очевидных достоинств, адаптивные принципы управления не получили распространения главным образом из-за значительных трудностей извлечения информации о текущих значениях параметров распределений электромагнитного поля в объеме обрабатываемого продукта и контроля за изменениями электрофизических свойств обрабатываемого продукта.

Назначение устройства формирования воздействий в адаптивных СВЧ ТК заключается в обеспечении требуемых характеристик электромагнитного поля в СВЧ рабочей камере и организация необходимого распределения электромагнитного поля в соответствии с заданным управляющим воздействием. К регулируемым характеристикам электромагнитного поля относятся частота, плотность потока мощности, скважность, тип модуляции. Возможность задания указанных характеристик во многом зависит от источника СВЧ колебаний. Значительно более сложным является формирование требуемых пространственных распределений электромагнитного поля в объеме обрабатываемого материала [5]. Адаптивное регулирование в системе управления электродинамическим воздействием позволяет добиться сокращения времени обработки, понижения энергетических затрат, улучшить качество выходного продукта.

Рассмотрим на конкретных примерах технологических процессов нефтяной промышленности перспективность адаптивного управления СВЧ нагревом:

- СВЧ-установка для переработки нефтешламов. Применение СВЧ энергии для разогрева продуктов нефтешламов с целью выделения полезных углеводородсодержащих компонентов, позволяет реализовать процесс с избирательным, объемным и безынерционным нагревом. Непрерывный контроль температурных и электрофизических характеристик нефтешлама необходим в случае организации селекции различных входящих в состав исходного продукта компонентов [6].

- СВЧ-установка для деэмульсации нефти. На протяжении последних 30 лет были приложены огромные усилия для разработки надежных и

эффективных методов СВЧ-деэмульсации, но до сих пор нет методов, позволяющих провести сепарацию эмульсий в короткие сроки. Таким образом, требуются новые более совершенные подходы к построению адаптивных СВЧ ТК. Было установлено, что добытые из скважин эмульсии становятся устойчивыми благодаря образованию на поверхности дисперсных глобул воды жестких межфазных пленок, которые препятствуют их слиянию. В добываемой нефти встречаются ПАВ, такие как асфальтены, смолы, масла растворимых органических кислот, твердые вещества, воск, которые также способствуют образованию межфазных пленок. Существенное влияние на эффективность СВЧ-обработки оказывает вязкость нефти, определяемая вышеуказанными факторами. Так как некоторые из этих веществ содержат ионизирующие группы, pH водной фазы оказывает влияние на ионизацию в межфазных пленках, производя радикальные изменения в их физических свойствах и влияя на растворимость некоторых полярных органических соединений по отношению к водной фазе. Таким образом, помимо диэлектрических и термодинамических, существует ряд немало-важных параметров (обводненность эмульсии, наличие солей, в том числе водорастворимых, структура воды, а именно: размер водяных глобул, pH воды, состав твердых водорастворимых осадков), детальный учет динамики изменений которых может позволить найти решения для повышения эффективности обработки ВНЭ с точки зрения не только сепарации, но и обезвоживания и обессоливания [7].

Перечисленные примеры показывают, что мониторинг электрофизических и технологических параметров диэлектрического объекта непосредственно в процессе СВЧ обработки обеспечивает корректное функционирование системы адаптивного управления СВЧ технологическим комплексом.

3. СВЧ датчики для мониторинга технологических процессов

Для решения задачи непрерывного контроля параметров объекта обработки может быть предложено применение СВЧ резонансных датчиков на основе направляющих структур с введенными периодическими неоднородностями, позволяющих контролировать диэлектрическую проницаемость твердых и жидких сред. Определение производных от диэлектрических параметров, а именно обводненность, вязкость, концентрацию солей и др. происходит при использовании соответствующего математического аппарата и результатов лабораторных исследований. Физическая природа датчика, представляющего собой селективное СВЧ устройство, позволяет

в определенной мере решить задачу электромагнитной совместимости системы мониторинга и электродинамического воздействия, заключающееся в фильтрации рабочей частоты источника колебаний СВЧ установки непосредственно в чувствительном элементе датчика.

Принцип действия подобных датчиков заключается в непосредственном контакте исследуемого диэлектрического объекта с чувствительной поверхностью преобразовательного элемента (ПЭ) датчика, тем самым воздействуя на его резонансную характеристику. Анализ преобразованной формы частотной характеристики позволяет получить информацию о диэлектрической проницаемости и тангенсе угла диэлектрических потерь объекта [6]. Общим преимуществом такого типа датчиков является отсутствие необходимости определения фазы зондирующего сигнала, объясняемое содержанием информации о комплексной диэлектрической проницаемости полностью в амплитудной характеристике чувствительной структуры.

Применительно к установкам СВЧ обработки можно выделить два типа датчиков, отличающихся используемыми направляющими системами. Для контроля диэлектрических свойств жидкостей предназначен датчик на основе брэгговских СВЧ-структур в коаксиальном волноводе. В частности в качестве волновода может выступать отрезок коаксиального кабеля [8]. Неоднородностями в кабеле выступают периодические ячейки в диэлектрике, при затекании в ячейку исследуемой жидкости, изменяется эффективная диэлектрическая проницаемость в области неоднородности (рис. 2).

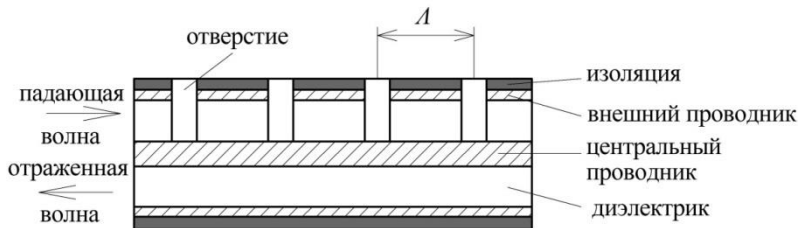


Рис. 2. Брэгговская структура в коаксиальном волноводе.

Fig. 2. Bragg structure in a coaxial waveguide

Зондируя частотную характеристику коэффициента отражения или передачи волновода, производится контроль вызванного присутствием жидкости изменения формы резонансной кривой. Резонансная частота структуры определяется пространственным периодом L , в соответствии с условием Брэгга [8].

Следующий тип датчиков строится на основе микрополосковых линий передачи [9] и преимущественно используются для контроля твердых и сыпучих объектов. Рассматривая возможные конфигурации периодических полосковых структур (ППС) для ПЭ СВЧ датчиков особое внимание следует уделить несимметричным микрополосковым линиям (НМПЛ) и копланарным волноводам (КВ), как разновидностям открытых линий передачи. ППС можно классифицировать по типу применяемой неоднородности. На рис. 3а показана ППС в НМПЛ с неоднородностями в виде изменения ширины токоведущего проводника или, другими словами, волнового сопротивления линии. Аналогичный тип неоднородности в КВ выглядит как на рис. 3б, характеризующийся одновременным периодическим изменением центрального и земляного проводника. Рис. 3в показывает пример неоднородности в виде круглого отверстия, сделанного в диэлектрике КВ и расположенного между центральным и земляным проводником.

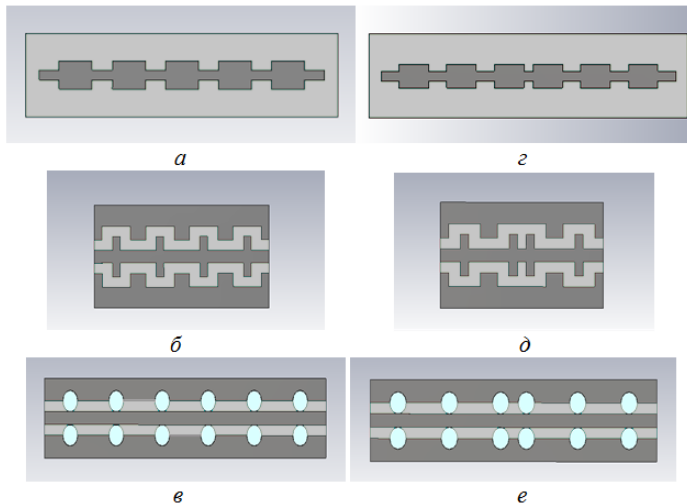


Рис. 3. СВЧ полосковые периодические структуры.

Fig. 3. Microwave strip periodic structures

Структуры с периодическим изменением толщины проводника хорошо описываются матричным методом. Для численного расчета частотных характеристик отражения и передачи ППС, представим ее как каскадное соединение отрезков линий передач с периодически чередующимся волновым сопротивлением. Описание элементарных участков наиболее

целесообразно с помощью волновых матриц передачи, при этом общая матрица будет рассчитана как произведение матриц отдельных элементов [8, 9]. Общая Т-матрица ППС будет определяться произведением матриц передачи отдельных участков:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = [T_1 T_2]^N \quad (1)$$

где N – количество неоднородных участков, T_1 – матрица передачи основной линии, T_2 – матрица передачи неоднородного участка.

После получения конечной Т-матрицы коэффициенты отражения и передачи ППС будут определяться как

$$S_{11} = \frac{T_{21}}{T_{11}}, S_{21} = \frac{1}{T_{11}} \quad (2)$$

Оценка влияния параметров контролируемого материала, при его контакте с поверхностью структуры со стороны печатных проводников, проводится введением значений диэлектрической проницаемости ε и тангенса угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$ материала в коэффициент затухания и фазовую постоянную в исходные соотношения для матриц передачи элементарной ячейки в (1). Анализ резонансных частотных характеристик показывает зависимость резонансной частоты, добротности и амплитуды резонанса от ε и $\operatorname{tg} \delta$.

Частотная характеристика коэффициента отражения структур, показанных на рис. 3а-в обладает плоской вершиной резонансной кривой (рис. 4а), что способствует низкой чувствительности к внешним воздействиям. Улучшение чувствительности достигается использованием структур с фазовым сдвигом (рис. 3г-е), отличающиеся наличием участка с уменьшенным расстоянием между неоднородностями в середине структуры, функционирующий как интерферометр Фабри-Перо. Подобная модификация приводит к образованию узкого резонанса в характеристике коэффициента отражения (рис. 4б), позволяющего отслеживать изменения с более высокой чувствительностью.

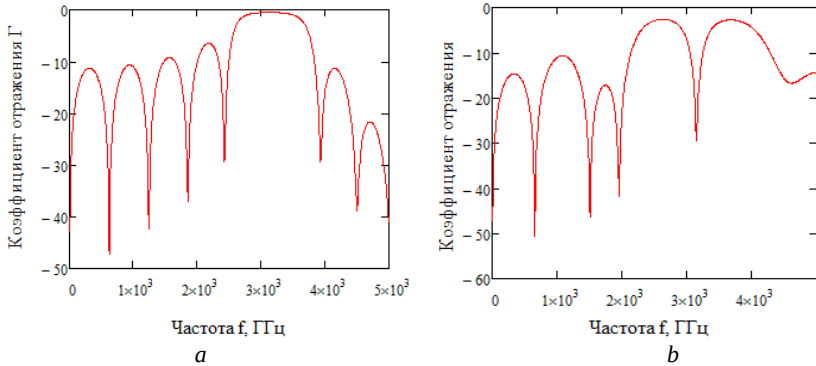


Рис. 4. Коэффициенты отражения периодической полосковой структуры обычной конфигурации (a) и с фазовым сдвигом (b).

Fig. 4. The reflection coefficients of a periodic strip structures with conventional configuration (a) and with phase shift (b).

Аналогичные датчики могут быть задействованы в системах автоматизированного управления различных технологических процессов для контроля технологических параметров в реальном времени. Датчики позволяют определять такие величины как влажность, плотность, концентрация веществ, уровень жидкости, механическое натяжение, температуру и др. [8, 9]

4. Заключение

Таким образом, использование функционально-адаптивной системы управления СВЧ технологическим комплексом, включающей подсистему формирования заданного распределения электромагнитного поля, совокупность датчиков контроля состояния объекта обработки на основе резонансных СВЧ датчиков, подсистему исполнительных устройств, позволяет развить новый подход к разработке класса высокоэффективных технологических процессов.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского научного фонда (грант №15-19-10053) и министерства образования и науки РФ в рамках проектной части государственного задания на выполнение НИР в КНИТУ-КАИ (г. Казань) на 2014-2016 годы (задание №11.34.2014/К, 3.1962.2014/К).

Список литературы

- [1] Морозов Г.А. Низкоинтенсивные СВЧ-технологии (проблемы и реализации) / под ред. Г.А. Морозова и Ю.Е. Седельникова. М.: «Радиотехника», 2003. 112 с.
- [2] Архангельский Ю.С., Девяткин И.И. Сверхвысокочастотные нагревательные установки для интенсификации технологических процессов. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1983. 140 с.
- [3] Гараев Т.К. Методы и устройства повышения эффективности СВЧ-комплексов обработки нефтепродуктов. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2004. 144 с.
- [4] Бачев П.В. Системы автоматического управления современных промышленных установок СВЧ-нагрева // Основные технические требования. 1983. Ч. 1. Вып. 10 (358). С. 42–51.
- [5] Морозов Г.А., Анфиногентов В.И., Гараев Т.К. Повышение равномерности температурных полей при СВЧ-нагреве в камерах открытого типа. Севастополь: Вебер, 2003. С. 714–715.
- [6] Веденькин Д.А., Морозов Г.А., Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р., Самигуллин Р.Р., Самошин Р.Э. Лабораторный комплекс по переработке нефтесодержащих отходов с применением СВЧ технологий // Вопросы электротехнологии. 2014. № 3 (4). С. 5-13.
- [7] Морозов, Г.А., Морозов О.Г., Шангараева Я.Н. Современные подходы к построению адаптивных СВЧ технологических комплексов обработки высоковязких водонефтяных смесей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. № 4. С. 59-66.
- [8] Морозов Г.А., Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р., Севастьянов А.А., Фахрутдинов Р.В. Коаксиальные брэгговские СВЧ-структуры в сенсорных системах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2014. Т. 17. № 3. С. 65-70.
- [9] Насыбуллин А.Р. Преобразовательные элементы на основе полосковых брэгговских структур для СВЧ датчиков параметров технологических процессов // Научно-технический вестник Поволжья. 2016. №3. С. 129-131.

References

- [1] Morozov G.A. *Low-intensity microwave technology (issues and implementation)* (ed. by G.A. Morozov, Ju.E. Sedel'nikov). Moscow, "Radiotechnics" Publ., 2003. 112 p. (In Russian).
- [2] Arhangel'skij Ju.S., Devjatkin I.I. *Microwave heating devices for intensification of technological processes*. Saratov, Saratov Univ Publ., 1983. 140 p. (In Russian).
- [3] Garayev T.K. *Methods and apparatus for improve the efficiency of the microwave processing oil complexes*. Kazan, Kazan State Technical University Publ., 2004. 144 p. (In Russian).
- [4] Batsev P.V. [Automatic control systems of modern industrial microwave heating installations]. *Osnovnye tehicheskie trebovaniya*, 1983. Part 1. No. 10. pp. 42-51. (In Russian).
- [5] Morozov G.A., Anfinogentov V.I., Garayev T.K. [Increasing uniformity of the temperature field in the open type microwave heating chambers]. Sevastopol: Weber Publ., 2003, pp 714-715. (In Russian).
- [6] Vedenkin D.A., Morozov G.A., Morozov O.G., Nasybullin A.R., Samigullin R.R., Samoshin R.E. [Laboratory complex for processing of oily waste using microwave technology]. *Voprosy jelektrotehnologii*, 2014, no. 3 (4), pp. 5-13.

[7] Morozov G.A., Morozov O.G., Shangaraeva Y.N. [Modern approaches to building adaptive microwave technology processing systems of highly viscous water-oil mixtures]. *Fizika volnovykh processov i radiotekhnicheskie sistemy*, 2012, Vol. 15. no. 4, pp. 59-66.

[8] Morozov G.A., Morozov O.G., Nasybullin A.R., Sevastyanov A.A., Fakhrutdinov R.V. [Coaxial Bragg microwave structures in sensory systems]. *Fizika volnovykh processov i radiotekhnicheskie sistemy*, 2014, Vol. 17, no. 3, pp. 65-70.

[9] Nasybullin A.R. [Conversion elements based on the strip Bragg structures for microwave sensor parameters of technological processes]. *Nauchno-tehnicheskij vestnik Povolzh'ja*, 2016, no. 3, pp 129-131.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Science Foundation (grant №15-19-10053) and the Russian Ministry of Education and Science under the project part of the state task to perform research in KNRTU-KAI (Kazan) for 2014 -2016 years (job №11.34.2014 / K Z.1962.2014 / K).

CriMiCo: problems and perspectives (to the 25th anniversary of the conference)

Pavel P. Yermolov

Institute of Radio Electronics and Information Security

Sevastopol State University

Universitetskaya Str., 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation

10.99057@gmail.com

Abstract: *Described in this paper is the history of International conference “Microwave & telecommunications technology” which has been held in Sevastopol since 1991. Results of the first two decades are considered in brief, while the period between 2011 and 2016 is described in details. Provided here is also information about the publication of two annotated conference indexes 1991–2010 and 2011–2015, as well as the project of international peer-reviewed journal “Information communications and Radio Technology”. Problems are brought up regarding the Conference indexation after Crimea joining to Russian Federation.*

Keywords: *history of conference, annotated indexes, indexing in scientometric databases.*

КрыМиКо: проблемы и перспективы (к 25-летию конференции)

Ермолов П.П.

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

Севастопольского государственного университета

ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

10.99057@gmail.com

Аннотация: *Приведена история Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), которая проводится в Севастополе с 1991 г. Кратко рассмотрены итоги первых двух десятилетий, более детально — период с 2011 по 2016 гг. Приводятся сведения об издании двух аннотированных указателей материалов конференции 1991—2010 и 2011—2015 гг. и о проекте издания международного рецензируемого журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии». Затрагиваются проблемы индексации материалов конференции, возникшие после вхождения Крыма в состав Российской Федерации.*

Ключевые слова: *история конференции, аннотированные указатели, индексация в наукометрических базах данных.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Проходящей в Севастополе на протяжении четверти века конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», или Крымской микроволновой конференции (КрыМиКо), посвящено около 20 публикаций. Часть из них приведена в списке литературы, об остальных публикациях можно получить сведения из пристатейных списков [1—4, 6—7]. В [5] приведена краткая история КрыМиКо, которая охватывает период 1991—2010 гг. Ниже коротко будет рассмотрен период первых двух десятилетий и более детально — период последнего пятилетия (2011—2015 гг.).

Одной из характерных особенностей конференции является то, что ее материалы в 2001—2014 гг. размещались на портале IEEE Xplore и в 2004—2014 гг. индексировались БД Scopus, которая де-факто (наряду с БД Web of Science) в настоящее время стала в Российской Федерации основным критерием в вопросах администрирования и оценки научной деятельности.

2. 1991—2010 гг. [5]

2.1. Истоки

Конференция возникла не на пустом месте — ее основой стали семинары по более узким направлениям (радиоизмерения на СВЧ, автоматизация проектирования СВЧ-устройств, объемные интегральные схемы СВЧ, спутниковый прием и др.), которые проводились в восьмидесятые годы прошлого века на базе Севастопольского филиала РДЭНТП¹. Автор этих настоящего доклада принимал участие в ряде таких семинаров, в том числе и в работе их оргкомитетов. Однако складывающаяся в конце восьмидесятых «экономическая ситуация» в вузах и на предприятиях оборонного комплекса показала неэффективность такого рода разобщенности, поэтому вполне естественным было принятие в 1990 году (на семинаре по спутниковому приему) решения о проведении, начиная с 1991 года, конференции, которая бы интегрировала в себе основные направления СВЧ-техники и их приложения (по аналогии с Европейской микроволновой конференцией). Так, если говорить коротко, было положено начало конференции.

О названии конференции. Вторая его часть отражала и отражает наиболее значимое приложение СВЧ-техники, и за всю ее историю видоизменялась 2 раза. В 1991—1995 гг. конференция носила название «СВЧ-техника и спутниковый прием» и «СВЧ-техника и спутниковые телеком-

¹ Севастопольский филиал Украинского республиканского дома экономической и научно-технической пропаганды

муникационные технологии» — в те времена деятельность многих коллективов была связана с разработкой оборудования этого направления (представлялось, что спутниковые технологии станут основой для решения большинства телекоммуникационных задач). Но жизнь расставила все по своим местам, в СВЧ-диапазоне стали массово создаваться не только спутниковые системы, и с 1996 г. по настоящее время конференция имеет устоявшееся название «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Кроме этого, конференция имела и второе имя — Крымская Микроволновая Конференция, от которого произошел акроним КрыМиКо. Следует отметить, что это название и акроним сохраняются до настоящего времени, став, если можно так выразиться, «брендами» конференции.

В течение первого десятилетия на конференции было сформировано 8 направлений, которые, как и на любой другой конференции, отражали научные и профессиональные интересы Организационного и Программного комитетов.

Направления конференции, сформированные в первом десятилетии (названия направлений приведены в сформировавшемся к 2010 г. виде):

1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ;
2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ;
3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации;
4. Антенны и антенные элементы;
5. Пассивные компоненты;
6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты;
7. СВЧ-измерения;
8. Прикладные аспекты СВЧ-техники.

Годы введения новых направлений во втором десятилетии:

- 1а. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов и устройств — 2005 г.;
- 3а. Информационные технологии в телекоммуникациях — 2010 г.;
- 5а. Материалы и технология СВЧ-приборов — 2005 г.;
- 5б. Нанoeлектроника и нанотехнология — 2007 г. (в 1996 г. — первое заседание секции, с 2005 г. — в составе направления 5а);
- 6а. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонентной базы — 2007 г.;
- 8а. СВЧ-техника в медицине и экологии — 2005 г.;
9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн — 2002 г.;

Н. История развития радиотехнологий и телекоммуникаций — 2003 г. В 2009 г. направление получило второе название — Федотовские чтения, в

память об известном историке радиотехники, члене Программного комитета конференции Е. А. Федотове (1926—2009) [9].

Для достижения индексационной стабильности названия секционных заседаний конференции соответствуют названию направления только, как правило, при условии проведения одного заседания. При двух и более заседаниях каждое из них имело собственное название.

2.2. Спонсоры конференции

В рассматриваемый период поддержку в организации и проведении конференции оказали ряд университетов, организаций и предприятий, среди которых в [5] выделены, в частности, следующие:

- Севастопольский национальный технический университет;
- Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск);
- НИИ телекоммуникаций НТУУ «КПИ» (Киев);
- Институт телекоммуникационных систем НТУУ «КПИ» (Киев);
- НПО «Орион» (Москва);
- Московский авиационный институт (Национальный исследовательский университет в области авиационной, космической и ракетной техники);
- Компания «Нанoeлектроника ТД» (Москва);
- ОАО «Сатурн» (Киев);
- НПФ «Микран» (Томск);
- НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону);
- НПО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск);
- ФГУП НПП «Исток» (Фрязино);
- ЗАО «Микроволновые системы» (Москва);
- Таврический национальный университет им. проф. В. И. Вернадского (Симферополь);
- НИИ «Крымская астрофизическая обсерватория» (Кацивели);
- IEEE Electron Devices Society;
- IEEE/ED/MTT/CPMT/SSCS/ComSoc Central Ukraine joint Chapter;
- IEEE AP Chapter, Russia Section;
- ООО «Бета ТВ ком» (Донецк).

2.3. Инициативы конференции

К числу успешных инициатив, появившихся за этот период, можно отнести проведение на базе Севастопольского университета ежегодной международной молодежной конференции «Проблемы радиотехники и

телекоммуникаций», которая стартовала в 2005 г. Основу организационного и программного комитета этой конференции составляет актив КрыМиКо. На основе рекомендаций конференции усилиями Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт» организован новый международный научный журнал «Telecommunication Sciences», первый номер которого вышел в апреле 2011 г.

За 20 лет в работе комитетов конференции приняло участие 103 специалиста из 7 стран. Список 86-ти наиболее активных членов комитетов приведен в [5].

Конференция имела особый формат проведения заседаний комитетов, который сохраняет до настоящего времени. До 1996 г. Программный комитет конференции собирался «фрагментарно» в Киеве, Москве и Харькове, а начиная с 1997 г. стал собираться более полным составом (в 1997—1998 гг. — в Киеве, в 1999—2000 гг. — в Минске, в 2001—2002 гг. — в Таганроге). С 2003 г. заседания Организационного и Программного комитетов конференции проводились по регулярному трехлетнему циклу: Минск — Киев — Москва (Подмосковье).

Своеобразным свидетельством «зрелости» конференции стали «нетрадиционные» разделы сборника материалов, такие как расширенные сведения о членах комитетов (с 2000 г.) и разделы «Хроника» (с 2006 г.). В этих разделах отражаются сведения о премировании молодых ученых и специалистов, публикуются юбилейные статьи и некрологи, посвященные членам Организационного и Программного комитетов.

Начиная с 2006 г. доклады молодых ученых и специалистов, которые признаны лучшими на конференции, отмечаются премиями, дипломами и грамотами. За пять лет этими наградами отмечены 73 молодых исследователя, из которых работы пяти отмечены дважды. Полный список награжденных приведен в [5].

2.4. Признание конференции

Свидетельством признания конференции являются приветствия конференции президента Национальной академии наук Украины академика Б. Е. Патона и министра образования и науки Украины Д. В. Табачника, направленные в адрес участников юбилейной 20-й конференции, которая состоялась в Севастополе в 2010 г. [5]. В первом из них, в частности, выражается надежда на то, что «...конференция и в дальнейшем будет содействовать развитию высоких технологий, а также интеграции ученых Украины с радиофизиками и радиотехниками всего мира...».

3. 2011—2015 гг.

3.1. Направления конференции

Вполне естественным образом направления конференции по разным причинам за истекший период претерпевали некоторые изменения. Так, к 2015 г. Перечень направлений приобрел следующий вид:

1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ;
 - 1а. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов СВЧ;
 2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ;
 3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации;
 - 3а. Информационные технологии в телекоммуникациях (в т. ч. интеллектуальные системы);
 4. Антенны и антенные элементы;
 5. Пассивные компоненты;
 - 5а. Материалы и технология СВЧ-приборов;
 - 5б. Нанoeлектроника и нанотехнология;
 6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты;
 - 6а. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонентной базы;
 7. СВЧ-измерения;
 8. Прикладные аспекты СВЧ-техники и фотоники;
 - 8а. Микроволновые технологии и техника в биологии и медицине;
 9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн;
- Н. История развития радиотехнологий и телекоммуникаций, история и методология науки и техники (Федотовские чтения).

3.2. Спонсоры конференции и организации-доноры комитетов

К настоящему времени сформировалось спонсорское «ядро» конференции, в которое входят следующие университеты и предприятия:

Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и информационной безопасности;

Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского, Физико-технический институт (Симферополь);

Крымская астрофизическая обсерватория, Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели);

ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино);

ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск);
 Белорусский государственный университет информатики и радио-
 электроники (Минск);
 НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону);
 ЗАО «Микроволновые системы» (Москва);
 НПП «Системные ресурсы» (Москва);
 Томский государственный университет систем управления и радио-
 электроники;
 НПФ «Микран» (Томск);
 ООО «Радиокомп» (Москва);
 Уральский федеральный университет им. первого Президента Рос-
 сии Б. Н. Ельцина (Екатеринбург).

С 2015 г. конференция поддерживается РНТОРЭС им. А. С. Попова и Российским фондом фундаментальных исследований (РФФИ).

В состав Организационного и Программного комитетов конферен-
 ции входят, кроме представителей перечисленных организаций, также
 представители Института радиотехники и электроники РАН (Москва),
 Инженерно-технологической академии Южного федерального универси-
 тета (Таганрог), НИУ «Московский авиационный институт», НИИ «Ори-
 он» (Киев), ОАО «Российские космические системы» (Москва), Москов-
 ского технологического университета (МИРЭА), Научно-практического
 центра НАН Беларуси по материаловедению (Минск), ОАО «Эксперимен-
 тальное научно-производственное объединение „Специализированные
 электронные системы“» (Москва), Белорусского национального техниче-
 ского университета (Минск), Института систем информатики им.
 А. П. Ершова СО РАН (Новосибирск), Дурбанского технологического уни-
 верситета (ЮАР), НИИ радиосвязи (Ростов-на-Дону), Национального
 научного центра «Харьковский физико-технический институт», Житомир-
 ского государственного технологического университета, Московского гос-
 ударственного технического университета гражданской авиации, Санкт-
 Петербургского государственного института кино и телевидения, Москов-
 ского технического университета связи и информатики, Института транс-
 портных систем и технологий НАНУ «Трансмаг» (Днепропетровск), Наци-
 онального исследовательского университета «Московский энергетический
 институт» (МЭИ), Института проблем управления РАН (Москва), Саратов-
 ского государственного технического университета, Национального тех-
 нического университета Украины «Киевский политехнический институт».

Почетными председателями Оргкомитета с 2015 г. являются акаде-
 мики РАН Ю. В. Гуляев и А. С. Бугаев.

3.3. Инициативы конференции

В 2014 г. научная библиотека Севастопольского национального технического университета закончила продолжавшуюся более трех лет работу по подготовке аннотированного библиографического указателя материалов конференции.² В предисловии к указателю отмечается: «Мы не сделаем очень большой ошибки, если скажем, что более 5-ти тысяч авторов представленных на 20-ти конференциях докладов — это большая, или, по крайней мере, наиболее активная часть работающих в этой области отечественных специалистов». Указатель содержит аннотированные записи по 5282-м опубликованным докладам и ряд вспомогательных указателей:

— Основной раздел указателя, содержащий собственно аннотированные записи, разделен по 17-ти направлениям конференции;

— «Именной указатель» содержит сведения о 5464-х авторах опубликованных докладов. Указатель снабжен ссылками на соответствующие записи в основном разделе;

— «Указатель организаций» содержит перечень, состоящий из 774-х университетов и предприятий восьми стран СНГ и 35-ти зарубежных стран, авторами которых были представлены доклады на конференциях; указатель также снабжен ссылками на соответствующие записи в основном разделе.

В указателе «Состав Организационного и Программного комитетов» приведены сведения о 147-ми членах комитетов конференции с указанием представляемой организации и хронологии работы в составе комитетов.

В указателе «Организаторы и спонсоры» приведены сведения о 58-ми университетах и предприятиях с указанием хронологии участия в организации конференции.

В конце июня 2016 г. научная библиотека Севастопольского государственного университета закончила работу по подготовке аннотированного библиографического указателя материалов конференции 2011—2015 гг. Указатель имеет близкую к указателю 1991—2010 гг. структуру и содержит аннотированные записи по 2729-ти опубликованным докладам и ряд вспомогательных указателей:

— «Именной указатель» содержит сведения о 3487-ми авторах опубликованных докладов. Указатель снабжен ссылками на соответствующие записи в основном разделе;

² Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: 1991—2010: аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева; авт. предисл. М. П. Батура, М. Е. Ильченко, В. А. Шевцов]. Севастополь: Вебер, 2014. — 640 с.

— «Указатель организаций» содержит перечень, состоящий из 731-й позиции, в который входят университеты и предприятия семи стран СНГ и 25-ти зарубежных стран, авторами которых были представлены доклады на конференциях; указатель также снабжен ссылками на соответствующие записи в основном разделе.

В указателе «Состав Организационного и Программного комитетов» приведены краткие сведения о 86-ти членах комитетов конференции с указанием представляемой организации и хронологии работы в составе комитетов.

В указателе «Организаторы и спонсоры» приведены сведения о 39-ти университетах и предприятиях с указанием хронологии участия в организации конференции.

Издание указателя 2011—2015 гг. планируется осуществить в течение 2016—2017 гг.

Одной из важных инициатив конференции за рассматриваемый период является учреждение международного рецензируемого журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» («Infocommunications and Radio Technologies»), ориентированного на «попадание» в список ВАК, РИНЦ и Scopus.

В соответствии с требованиями ВАК 6 рубрик журнала построены на основе перечня специальностей ВАК:

01.03.00 Астрономия

01.03.01 Астрометрия и небесная механика

01.03.02 Астрофизика и звездная астрономия

01.03.03 Физика Солнца

01.04.00 Физика

01.04.03 Радиофизика

01.04.10 Физика полупроводников

01.04.15 Физика и технология наноструктур

01.04.21 Лазерная физика

01.04.23 Физика высоких энергий

05.12.00 Радиотехника и связь

05.12.04 Радиотехника, системы и устройства телевидения

05.12.07 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

05.12.13 Системы, сети и устройства телекоммуникаций

05.12.14 Радиолокация и радионавигация

05.13.00 Информатика

05.13.17 Теоретические основы информатики

- 05.13.19 Методы и системы защиты информации, информационная безопасность
- 05.27.00 Электроника
 - 05.27.01 Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах
 - 05.27.02 Вакуумная и плазменная электроника
 - 05.27.06 Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники
- 07.00.10 История науки и техники (технические науки)

В соответствии с требованиями Scopus в состав редакционной коллегии журнала вошли члены Программного комитета КрыМиКо, имеющие «заметный» индекс Хирша (среднее значение этого наукометрического индикатора составляет более 5). Соучредителями журнала к настоящему времени стали Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина и Севастопольский государственный университет (договор соучредителей допускает присоединение в качестве соучредителей других университетов и организаций по согласованию с первыми соучредителями). В 2016 году планируется осуществить выпуск первых двух номеров журнала, в которых, в основном, будут представлены статьи членов редколлегии журнала.

Еще одной инициативой является появившийся на конференции проект проведения в рамках конференции Крымской школы для молодых ученых и специалистов «Фундаментальные проблемы современной радиоэлектроники». Первая такая школа состоится в 2016 году, лекторами на ней выступят ведущие ученые, доктора наук из Института радиотехники и электроники Российской академии наук, Уральского федерального университета им. Первого президента России Б. Н. Ельцина и научно-производственного предприятия «Системные ресурсы» [10—12].

3.4. Влияние на конференцию изменения статуса Крыма

Произошедшее в 2014 г. изменение статуса Крыма повлияло на многие международные проекты, в том числе и на конференцию КрыМиКо. Ранее уже отмечалось, что БД Scopus индексировала материалы конференции КрыМиКо с 2004 г. (т. е. с момента своего основания). Индексация

Scopus'ом производилась через цифровую библиотеку IEEE Xplore, в которой размещены полные тексты всех конференций КрыМиКо, начиная с 2001 г. В 2015 г. шел обычный зарегулированный IEEE процесс включения конференции в перечень конференций IEEE. 14 июля конференция была зарегистрирована (Letter of Acquisition no. 36333), всем версиям ее материалов были присвоены регистрационные номера IEEE, а также номера ISBN (рис. 1). 17 июля информация о конференции была размещена на портале IEEE (рис. 2).

Media Type Requested	Part Number	ISBN	Print ISSN	Online ISSN	Media Qty Requested
XPLORE COMPLIANT	CFP15788-ART	978-1-4673-9415-4			3
CD-ROM	CFP15788-CDR	978-1-4673-9413-0			5
PRINT	CFP15788-PRT	978-1-4673-9414-7			2

Рис. 1. Фрагмент Letter of Acquisition no. 36333, 14.07.2015.

Fig. 1. Fragment of Letter of Acquisition no. 36333, 14.07.2015

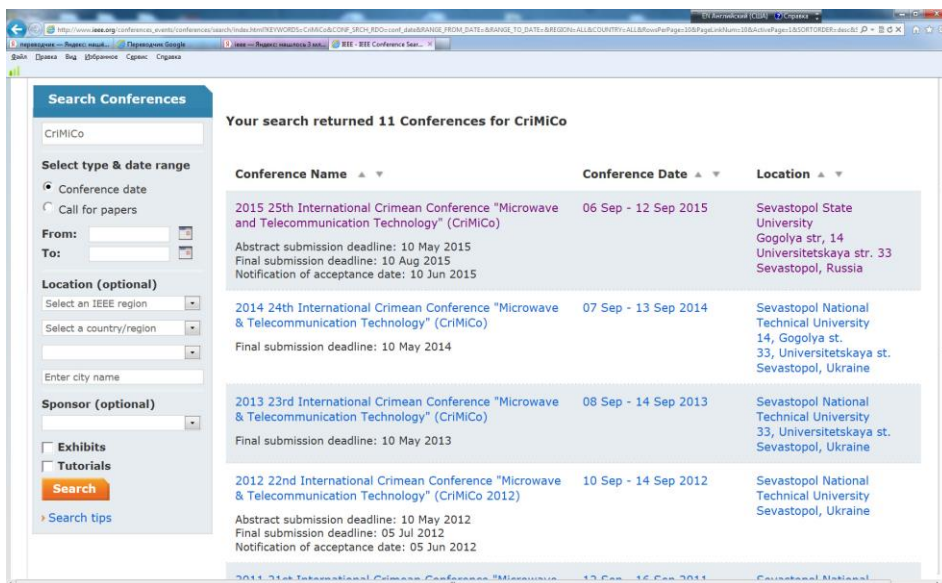


Рис. 2. Скриншот страницы портала IEEE, 17.07.2015.

Fig. 2. Screenshot of IEEE portal, 17.17.2015

Сочетание «Севастополь — Россия» возмутило «ортодоксальную» часть киевлян, связанных с участием в работе конференции и ее комитетов,

вследствие чего «неортодоксальная» часть подавляющего числа киевлян была вынуждена выйти из состава комитетов и снять свои доклады, заявленные на участие в конференции. Кроме этого, под влиянием такого же воздействия на IEEE конференция 2015 г. была исключена из списка IEEE, и, несмотря на то, что Оргкомитетом конференции были выполнены все обязательства, вытекающие из Letter of Acquisition no. 36333, в том числе отправка требуемого количества копий материалов конференции в бумажном и электронном виде (см. рис. 1), эти материалы в библиотеку IEEE Xplore не попали и, как следствие, Scopus'ом проиндексированы не были.

3. Заключение

В докладе приведена краткая история становления и развития Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), которая вводит в научный оборот новые факты и способствует созданию целостной картины истории развития инфокоммуникаций и радиотехнологий в Крыму.

Список литературы

- [1] Ермолов П.П. Периодизация и основные объекты в истории исследований по радиотехнологиям в Крыму // 17-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 10-14 сент. 2007). Севастополь: Вебер, 2007. Т. 1. С. 39-44.
- [2] Грищенко Т.Б., Никитенко О.М. Наукометрический анализ публикаций международной конференции «CriMiCo» в мировых электронных базах данных // 19-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 14-18 сент. 2009). Севастополь: Вебер, 2009. Т. 1. С. 30-31.
- [3] Ермолов П.П., Пустовойтенко В.В. Севастопольский полигон для измерений радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей (1979-1991 гг.) // 19-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 14-18 сент. 2009). Севастополь: Вебер, 2009. Т. 1. С. 36-39.
- [4] Ермолов П.П., Ржевцева Н.Л. Об участии Украины в организации и работе КрыМиКо (1991-2009 гг.) // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 13-17 сент. 2010). Севастополь: Вебер, 2010. Т. 1. С. 63-72.
- [5] Ермолов П.П. Краткая история КрыМиКо (к двадцатилетию конференции) // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 12-16 сент. 2011). Севастополь: Вебер, 2011. Т. 1. С. 3-16.
- [6] Ермолов П.П. Офицер-связист, историк Евгений Антонинович Федотов (к 85-летию со дня рождения) // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 12-16 сент. 2011). Севастополь: Вебер, 2011. Т. 1. С. 73-74.

- [7] Ермолов П.П., Ржевцева Н.Л. Об участии России в организации и работе КрыМиКо (1991-2010 гг.) // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 12-16 сент. 2011). Севастополь: Вебер, 2011. Т. 1. С. 75-84.
- [8] Ржевцева Н.Л., Васильев А.В. Международная конференция КрыМиКо в наукометрических базах данных // 22-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 10-14 сент. 2012). Севастополь: Вебер, 2012. Т. 1. С. 22-27.
- [9] Ермолов П.П. Федотовские чтения на конференции КрыМиКо (к 90-летию Е.А. Федотова) // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. (Севастополь, 4-10 сент. 2016). Севастополь, 2016. Т. 12. С. 2848-2859.
- [10] Обухов И.А. Квантовые приборы: история, перспективы, проблемы // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. (Севастополь, 4-10 сент. 2016). Севастополь, 2016. Т. 1. С. 96-102.
- [11] Лабунец В.Г. Обобщенные классическое и квантовое операционные исчисления. Часть 1. Обобщенные многопараметрические классические свертки, корреляции и времячастотные распределения // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. (Севастополь, 4-10 сент. 2016). Севастополь, 2016. Т. 1. С. 103-113.
- [12] Лабунец В.Г. Обобщенные классическое и квантовое операционные исчисления. Часть 2. Обобщенные многопараметрические квантовые свертки и корреляции // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. (Севастополь, 4-10 сент. 2016). Севастополь, 2016. Т. 1. С. 114-121.

References

- [1] Yermolov P.P. Periodization and the basic objects of radioengineering research in the Crimea. *Proc. 17th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2007)*. Sevastopol, 2007, pp. 39-44. (In Russian).
- [2] Gryshchenko T.B., Nikitenko O.M. Scientometric analysis of articles submitted to international Crimean conference "Microwave and telecommunication technology" in global electronic databases. *Proc. 19th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2009)*. Sevastopol, 2009, vol. 1, pp. 30-31. (In Russian).
- [3] Yermolov P.P., Pustovoytenko V.V. Sevastopol range for measuring radar, thermal and laser properties of surface ships (1979–1991). *Proc. 19th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2009)*. Sevastopol, 2009, vol. 1, pp. 36-39 (In Russian).
- [4] Yermolov P.P., Rzhhevtsava N.L. Ukrainian part in organization and work of CriMiCo conferences (1991–2010). *Proc. 20th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2010)*. Sevastopol, 2010, vol. 1, pp. 63-72. (In Russian).
- [5] Yermolov P.P. The brief history of CriMiCo (a commemorative essay dedicated to the 20th anniversary of the first convocation of the above conference). *Proc. 21st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2011)*. Sevastopol, 2011, vol. 1, pp. 3-16. (In Russian).
- [6] Yermolov P.P. Officer, historian of radio communication Yevgeny Antoninovich Fedotov (to 85th birthday). *Proc. 21st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2011)*. Sevastopol, 2011, vol. 1, pp. 73-74. (In Russian).

[7] Yermolov P.P., Rzhvtseva N.L. Russian part in organization and work of CriMiCo conferences (1991–2010). *Proc. 21st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2011)*. Sevastopol, 2011, vol. 1, pp. 75-84. (In Russian).

[8] Rzevtseva N.L., Vasyliov O.V. The international conference CriMiCo in scientometric databases. *Proc. 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2012)*. Sevastopol, 2012, vol. 1, pp. 22-27.

[9] Yermolov P.P. Readings from Fedotov at CriMiCo's conference (to Ye.A. Fedotov's 90 anniversary). *Proc. 26th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2016)*. Sevastopol, 2016, vol. 12, pp. 2848-2859. (In Russian).

[10] Obukhov I.A. Quantum devices: history, prospects, problems. *Proc. 26th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2016)*. Sevastopol, 2016, vol. 1, pp. 96-102. (In Russian).

[11] Labunets V.G. Generalized classical and quantum operational calculus. Part 1. Generalized many-parametrical classical convolutions, correlations and time-frequency distributions. *Proc. 26th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2016)*. Sevastopol, 2016, vol. 1, pp. 103-113.

[12] Labunets V.G. Generalized classical and quantum operational calculus. Part 2. Generalized many-parametrical quantum convolutions and correlations. *Proc. 26th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2016)*. Sevastopol, 2016, vol. 1, pp. 114-121.

Overband horn radiators and antenna arrays

Vadim A. Kaloshin^{1, 2}, Duy Q. Nguyen²

¹*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
vak@cplire.ru*

²*Moscow Institute of Physics and Technology (State University)
Moscow, 141701, Russian Federation
duynq.aic@gmail.com*

Abstract: Using numerical simulations the frequency characteristics of matching and radiation of overband (spanning more than one wave region) horn radiators based on planar, cylindrical and conical surfaces, as well as linear and cylindrical antenna arrays of such elements have been investigated. The results of the study of biconical and polyconic antennas, irregular TEM horn, ridged and flared-notch horns are presented. Investigations of the characteristics of matching and radiation of linear antenna arrays of biconical elements in the phase scanning regime and the interaction of 90-degrees biconical elements in cylindrical antenna arrays have been conducted.

Keywords: TEM horn, biconical antenna, polyconic antenna, ridged and flared-notch horns, linear array, cylindrical array, scanning

Сверхдиапазонные рупорные излучатели и антенные решетки

В. А. Калошин^{1, 2}, К. З. Нгуен²

¹*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
vak@cplire.ru*

²*Московский физико-технический институт (государственный университет)
г. Москва, 141701, Российская Федерация
duynq.aic@gmail.com*

Аннотация: В данной работе с использованием численного моделирования исследованы частотные характеристики согласования и усиления сверхдиапазонных (перекрывающих более одного диапазона волн) рупорных излучателей на основе плоских, цилиндрических и конических поверхностей, а также линейных и цилиндрических антенных решеток из таких элементов. Приведены результаты исследования биконических и поликонических антенн, нерегулярного ТЕМ рупора, щелевого рупора и Н-образного сечения. Проведены исследования характеристик согласования и излучения линейных антенных

решеток из биконических элементов в режиме фазового сканирования и учет взаимодействия элементов в виде 90-градусных вырезок из биконической линии в цилиндрических антенных решетках

Ключевые слова: ТЕМ рупор, биконическая антенна, поликоническая антенна, щелевой рупор, рупор Н-образного сечения, линейная решетка, цилиндрическая решетка, сканирование

1. Введение

В качестве сверхширокополосных (СШП) антенн дециметрового и сантиметрового диапазонов волн широко применяются рупорные излучатели на основе нерегулярных линий с ТЕМ рабочей модой и плавно расширяющимся сечением: биконическая антенна (рис. 1а) и вырезка из нее (рис. 1б); поликоническая антенна (рис. 1в); различные варианты нерегулярного ТЕМ рупора (рис. 1г, д), щелевого (рис. 1е, ж) и с Н-образным сечением (рис. 1з). Из развитой в работах [1, 2] асимптотической теории СШП рупоров следует, что их согласование определяется, главным образом, электрическим размером апертуры в Е-плоскости. При этом габариты антенны не могут быть менее диаметра сферы Чу (для антенн с полубесконечной полосой $0.18 \lambda_m$ [3]), где λ_m – максимальная длина волны в свободном пространстве. Насколько размер антенны близок к этому пределу описывается коэффициентом использования размера (КИР), введенном в работе [2] и равным отношению диаметра сферы Чу к диаметру сферы, описанной вокруг

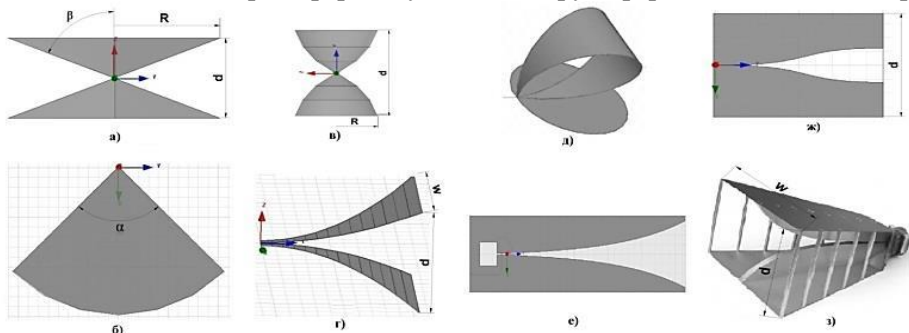


Рис. 1. Виды рупорных излучателей

антенны. Верхняя частота согласования антенны определяется, главным образом, узлом возбуждения. К настоящему времени экспериментально реализованы антенны с отношением нижней и верхней частоты более 1:100 [4, 5]. Такие антенны, перекрывающие существенно больше одного диапазона волн (1:10), будем называть сверхдиапазонными.

Усиление СШП излучателей в небольших пределах растет с увеличением частоты. Для увеличения этих пределов можно использовать фокусирующие элементы [6], однако это приводит к увеличению габаритов и веса антенны и, соответственно, уменьшению величины КИР. Другой путь увеличения усиления - использование антенных решеток. В настоящее время экспериментально реализованы антенные решетки с отношением нижней и верхней частот порядка 1:10 [7, 8], т.е. в пределах одного диапазона волн. При этом остается открытым вопрос о возможности реализации сверхдиапазонных антенных решеток. Исследованию этого вопроса, в первую очередь, посвящена данная работа.

2. Частотные характеристики излучателей

Исследуем, прежде всего, характеристики согласования и излучения различных СШП рупоров от величины отношения d/λ , где d – размер апертуры в E – плоскости, λ – длина волны в свободном пространстве. Выберем входное сопротивление биконического, поликонического, щелевого рупора и с H -образным сечением равным 50 Ом; 90-градусной вырезки из биконической линии – 100 Ом; нерегулярного ТЕМ рупора – 150 Ом. Такой выбор обеспечивает примерно одинаковые значения отношений размера апертуры в E – плоскости к длине антенн. На рис. 2 кривой 1 показана вычисленная методом конечных элементов зависимость коэффициента отражения биконического излучателя от величины d/λ ; кривой 2 – поликонического излучателя [4]; кривой 3 – 90-градусной вырезки; кривой 4 – нерегулярного ТЕМ рупора с параболическими стенками [9] (рис.1г); кривой 5 – щелевого рупора из работы [10] (рис.1ж); кривой 6 – нерегулярного рупора с H – образным сечением [11].

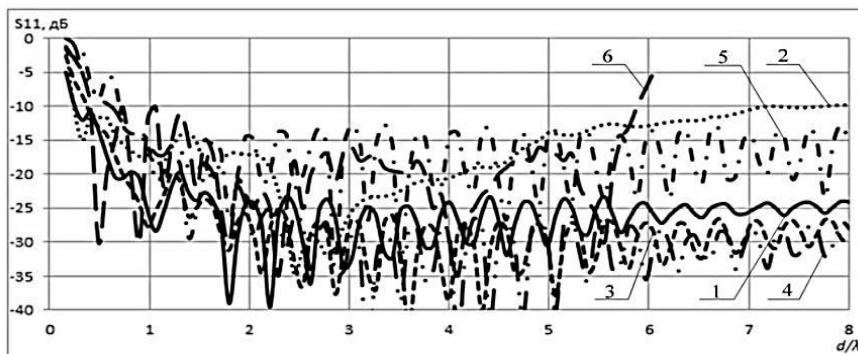
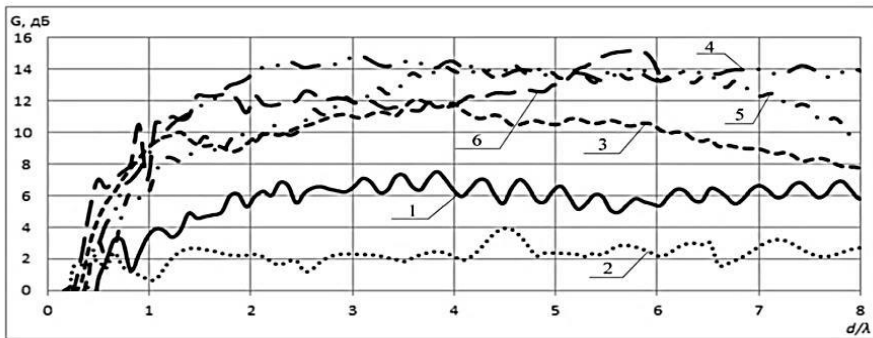


Рис. 2. Зависимости коэффициентов отражения излучателей от d/λ

Коэффициенты использования размера (КИР), равные отношению диаметра сферы Чу к диаметру сферы, описанной вокруг антенны, для исследуемых излучателей показаны в таблице 1, а зависимости коэффициентов усиления от d/λ – на рис.3.

Таблица 1

Тип излучателя	КИР
Поликоническая антенна	0.58
Биконическая антенна	0.29
90-градусная вырезка из биконической линии	0.24
Нерегулярный ТЕМ рупор с параболическими стенками	0.23
Нерегулярный рупор Н – образного сечения	0.21
Щелевой рупор	0.16

Рис. 3. Зависимости коэффициентов усиления излучателей от d/λ

Как видно на рис.2 наименьшей частотой согласованием обладают биконическая и поликоническая антенны (электрический размер $d/\lambda = 0.245$), однако с увеличением частоты согласование поликонической антенны ухудшается. При этом КИР поликонической антенны существенно больший из-за ее малого диаметра (см. Таблицу). Наихудшие характеристики согласования - у щелевого рупора и с Н – образным сечением. Отметим, что КИР нерегулярного ТЕМ рупора можно существенно повысить, изменяя форму стенок [12], а рассматриваемая конструкция обеспечивает максимальное усиление [9].

Отметим, что при возрастании электрического размера апертуры усиление сначала растет, а затем или падает (кривые 3, 5, 6), или стабилизируется (кривые 1, 2, 4). При этом наиболее высоким и стабильным усилением обладает ТЕМ рупор с параболическими стенками

(кривая 4), что объясняется стабильной формой его диаграммы направленности при достаточно низком уровне боковых лепестков (см.

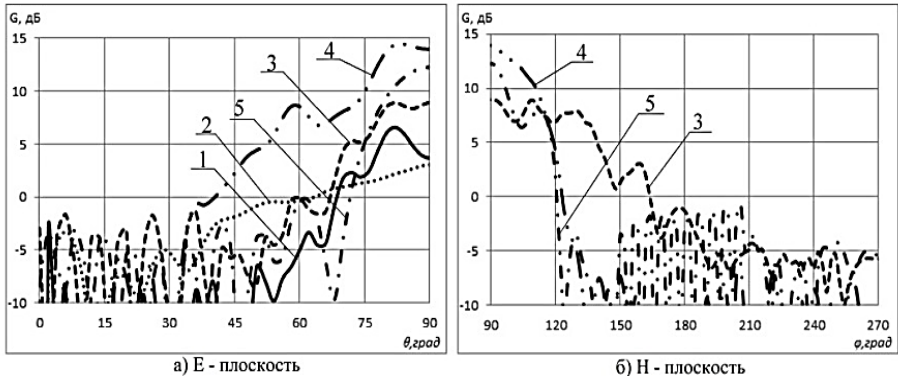


Рис. 4. Диаграммы направленности излучателей двух плоскостях

рис.4а,б, где в тех же обозначениях показаны диаграммы направленности излучателей при $d/\lambda = 7$ в Е и Н плоскости, соответственно). У щелевого рупора (кривая 5) усиление на высоких частотах падает из-за роста боковых лепестков, а у рупора Н - образного сечения - из-за возрастания коэффициента отражения (см. рис.2). Биконическая и поликоническая антенны (кривые 1,2) имеют малое усиление, в первую очередь, из-за всенаправленной диаграммы направленности в Н – плоскости. Усиление 90-градусной вырезки (кривая 3) падает из-за расширения диаграммы направленности на высоких частотах.

3. Частотные характеристики синфазных линейных антенных решеток

При исследовании синфазных линейных антенных решеток ограничимся четырьмя типами элементов. Первые два из них представляют собой классический биконус и 90-градусную вырезку из биконической линии (рис.1а, б). Следующие 2 типа, наиболее перспективные с точки зрения усиления, это ТЕМ рупор с параболическими стенками (рис. 1г) и щелевой рупор с монотонно возрастающей к апертуре кривизной кромок щели (антенна Вивальди, рис. 1е). Элементы в линейных решетках расположены вплотную и имеют следующие параметры: угол образующей биконуса $\beta = 82^\circ$, радиус $R = 142.3$ мм, у 90-градусных вырезов $\beta = 83^\circ$, $R = 162.8$ мм, высота элементов $d = 40.5$ мм. Волновое сопротивление биконического элемента 17 Ом, 90-

градусной вырезки - 50 Ом. Высота ТЕМ рупора с параболическими стенками $d = 60$ мм, длина $L = 240$ мм, входное сопротивление 150 Ом. Высота антенн Вивальди $d = 80$ мм, $L = 320$ мм. Стенки ТЕМ рупора и антенны Вивальди при моделировании полагались бесконечно тонкими. Делитель мощности имеет волновые сопротивления на выходах соответствующие входным сопротивлениям элементов решетки и не имеет потерь.

На рис. 5а сплошной кривой показана зависимость коэффициента отражения бесконечной решетки из биконических элементов от величины d/λ ; пунктирной – решетки из 90-градусных вырезок; штриховой – решетки из ТЕМ рупоров с параболическими стенками; а штрих - пунктирной – решетки из антенн Вивальди. Аналогичные зависимости в аналогичных обозначениях для антенных решеток из 6 элементов ($n=6$) показаны на рис. 5б, а на рис. 6 – зависимости их коэффициентов усиления от d/λ . На рис. 7, 8 для $d/\lambda = 0.5, 2$ приведены диаграммы направленности 6-элементных решеток в Е и Н – плоскости, соответственно.

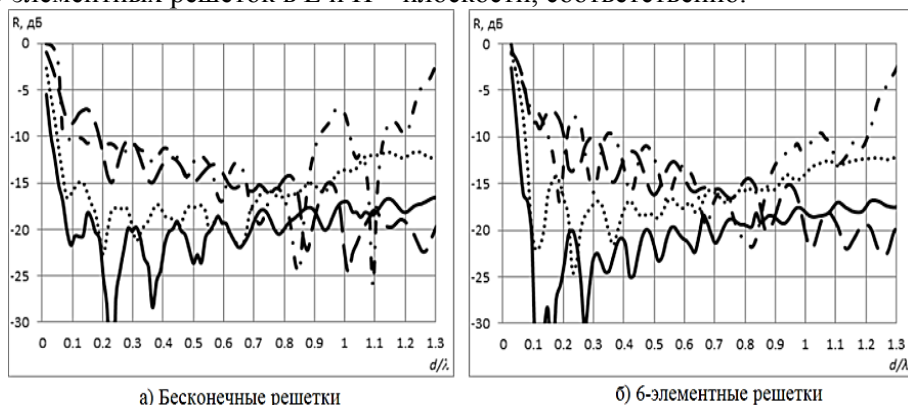


Рис. 5. Зависимость коэффициентов отражения синфазных решеток от d/λ

На рис. 5 видно, что наименьшая частота согласования у бесконечной решетки из биконических элементов ($d/\lambda = 0.027$), а у аналогичной 6-элементной решетки - в два раза больше ($d/\lambda = 0.054$). Наибольшая частота согласования – у решетки из ТЕМ рупоров с параболическими стенками.

На рис. 6 видно, что коэффициенты усиления синфазных решеток из биконических элементов, 90-градусных вырезок и ТЕМ рупоров монотонно растут с частотой, при этом наибольшее усиление (кроме самых нижних частот) дает решетка ТЕМ рупоров с параболическими

стенками. Однако эта решетка, как видно на рис.7, 8 обладает очень высоким уровнем заднего лепестка.

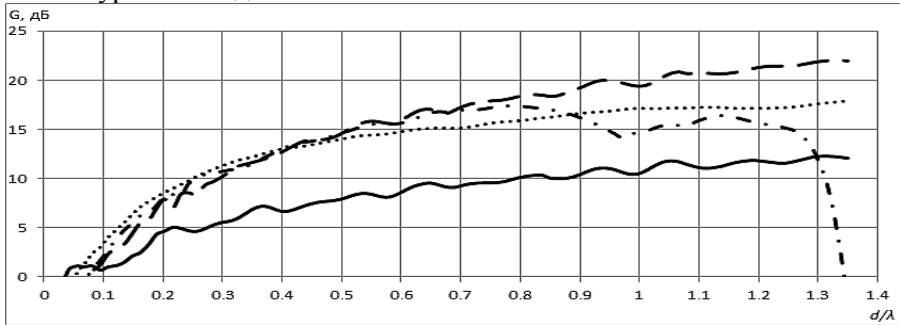


Рис. 6. Зависимость усиления 6-элементных синфазных решеток от d/λ

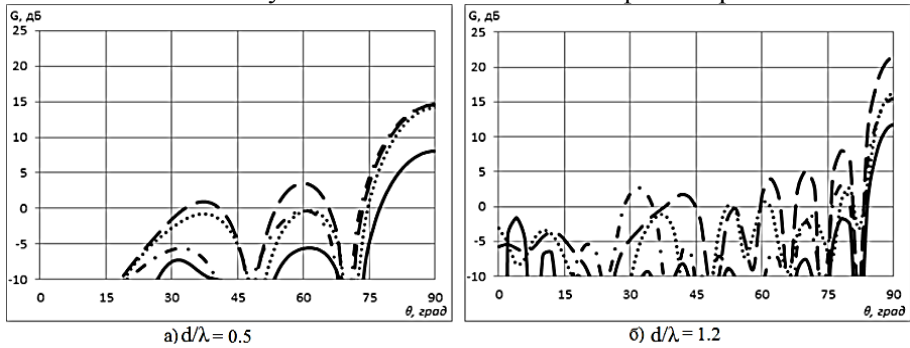


Рис. 7. Диаграммы направленности 6-элементных решеток в Е – плоскости

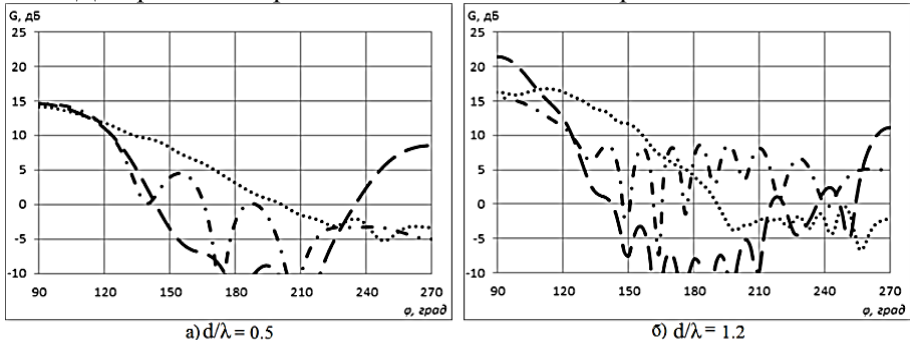


Рис. 8. Диаграммы направленности 6-элементных решеток в Н – плоскости

4. Характеристики сканирования линейной решетки

При исследовании характеристик сканирования ограничимся решеткой из биконических элементов. Прежде всего, проведем

исследование зависимости согласования бесконечной решетки в полосе частот при разных углах сканирования. На рис. 9 сплошной кривой показана зависимость коэффициента отражения синфазной бесконечной решетки от величины d/λ ; пунктирной – при угле отклонения луча от оси решетки на 15° ; штриховой – при угле отклонения - 30° ; штрих - пунктирной – при угле отклонения - 45° .

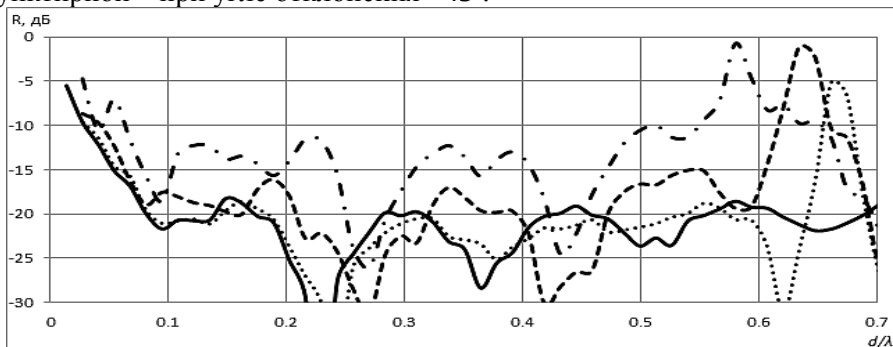


Рис. 9. Зависимости коэффициента отражения сканирующей бесконечной решетки от d/λ

На рис. 9 видно, что при отклонении луча на 15° нижняя граница согласования бесконечной решетки ($d/\lambda = 0.027$) не меняется. При угле отклонения луча на 30° и 45° нижняя граница согласования решетки сдвигается вверх по частоте ($d/\lambda = 0.04$ и $d/\lambda = 0.07$, соответственно). При этих углах отклонения появляется, кроме того, верхняя граница частот согласования ($d/\lambda = 0.61$ и $d/\lambda = 0.55$, соответственно).

Далее было проведено исследование характеристик согласования решеток из 6 и 9 биконических элементов. На рис. 10 в тех же обозначениях показаны зависимости коэффициента отражения синфазной линейной решетки из 6 биконических элементов от d/λ , а также при угле отклонения луча на 15° , 30° и 45° , на рис. 11 - для 9-элементной решетки. На рис. 10, 11 можно видеть, что, в отличие от бесконечной решетки, нижняя граница полосы частот согласования в исследованном секторе углов сканирования практически не зависит от величины этих углов (у 6-элементной решетки $d/\lambda = 0.054$, а 9-элементной решетки $d/\lambda = 0.040$) и отсутствует верхняя граница полосы частот согласования.

Диаграммы направленности 6-элементной и 9-элементной решетки при $d/\lambda = 0.5$ приведены на рис. 12, 13, соответственно. На рисунках видно, что с увеличением угла сканирования луч расширяется, а боковое

излучение растёт. Интересно отметить, что, в отличие от 6-элементной решетки, у которой усиление при этом падает, усиление 9-элементной решетки сначала растёт, и только при больших углах отклонения – падает. Эффект можно объяснить приближением к режиму осевого излучения.

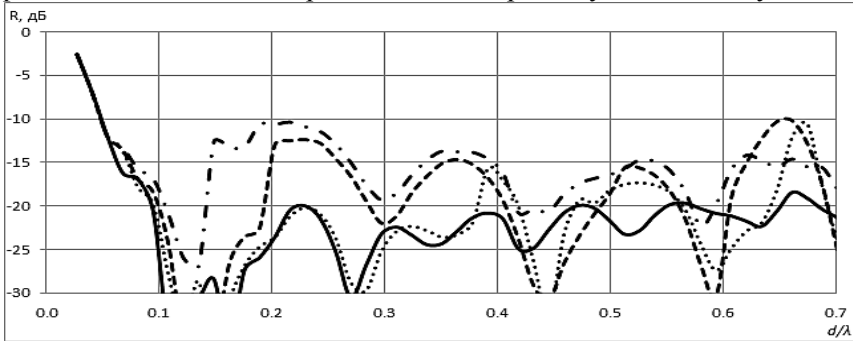


Рис. 10. Зависимости коэффициента отражения 6-элементной сканирующей решетки от d/λ

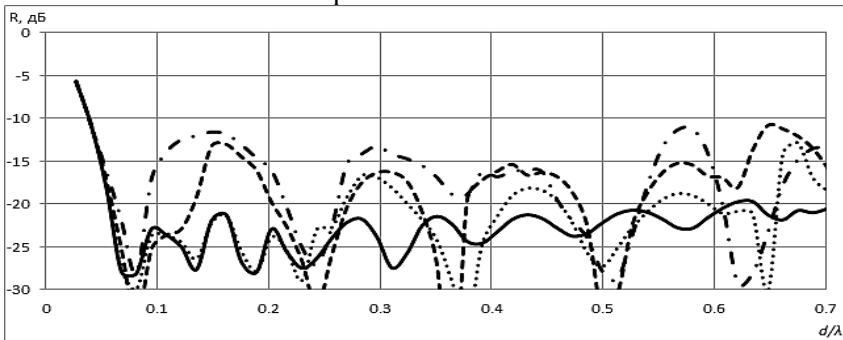


Рис. 11. Зависимости коэффициента отражения 9-элементной сканирующей решетки от d/λ

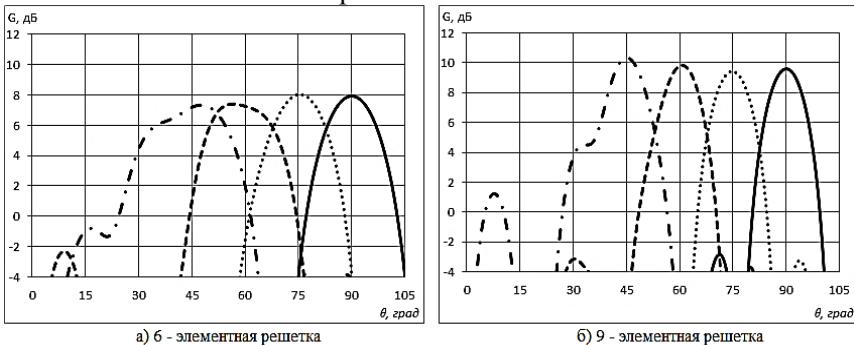


Рис. 12. Диаграммы направленности сканирующей решетки

5. Цилиндрическая антенная решетка

Ограничимся исследованием цилиндрической антенной решетки, содержащей пять 6-элементных линейных решеток из 90-градусных вырезок биконической линии, расположенных вплотную, как показано на рис.13, внутри цилиндра с радиусом $R = 207.8$ мм. С использованием численного моделирования исследуем влияние взаимного влияния на характеристики согласования и излучения линейных подрешеток.

На рис. 14 сплошной кривой показана зависимость коэффициента отражения подрешетки в свободном пространстве от электрического размера ее периода, а пунктирной – в составе цилиндрической решетки. На рисунке видно, что взаимная связь в цилиндрической решетке незначительно влияет на коэффициент отражения и, в результате, приводит лишь к небольшому увеличению нижней частоты согласования.

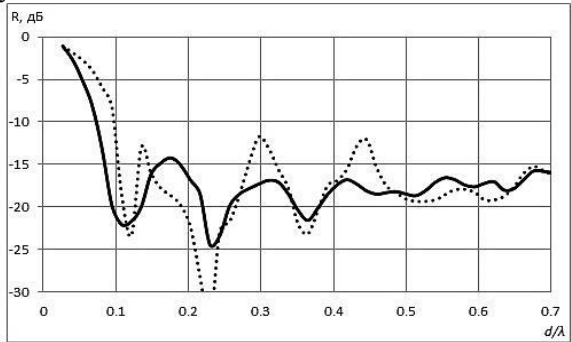
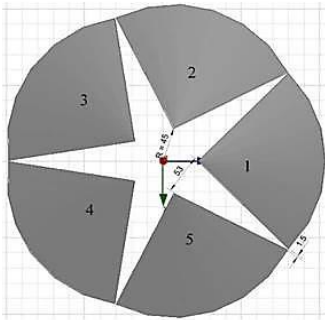


Рис.13. Цилиндрическая решетка Рис.14. Коэффициент отражения подрешетки

На рис. 15а сплошной кривой приведена диаграмма направленности подрешетки в Е – плоскости при $d/\lambda = 0.2$ в свободном пространстве, пунктирной – в составе цилиндрической решетки; штриховой – при $d/\lambda = 0.4$ в свободном пространстве, штрих - пунктирной – в составе цилиндрической решетки; длинной штриховой – при $d/\lambda = 0.7$ в свободном пространстве; а штрих – двойной пунктиром – в составе цилиндрической решетки. На рис. 15б в тех же обозначениях показаны диаграммы направленности подрешетки в Н – плоскости.

Можно заметить, что взаимная связь в цилиндрической решетке приводит к небольшому увеличению усиления подрешетки на низких частотах, и к расширению ее диаграмм в Н – плоскости на высоких частотах, причем усиление практически при этом не падает.

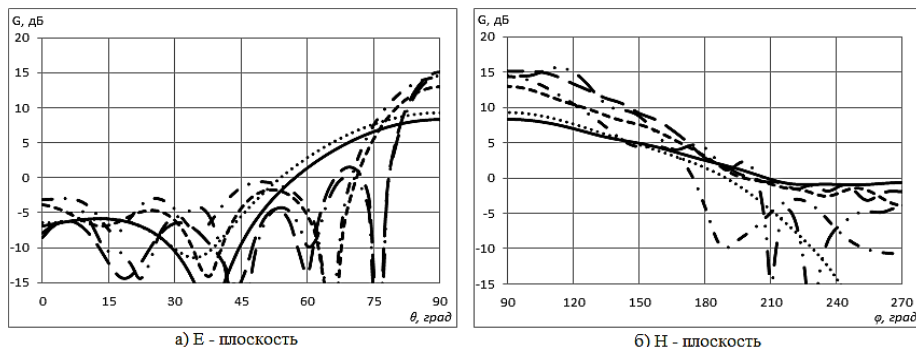


Рис. 15. Диаграммы направленности подрешетки в двух плоскостях

6. Заключение

1. Все исследованные рупорные антенны позволяют обеспечить сверхдиапазонный режим работы при усилении от 2 до 15 дБ.
2. Нижняя частота согласования малоэлементных (менее 10) синфазных линейных решеток из СШП рупоров на порядок меньше по сравнению с одиночным элементом и у решетки из биконусов не меняется при сканировании в диапазоне углов $\pm 45^\circ$, а усиление растет в полосе 1:25.
3. Взаимная связь в цилиндрической решетке слабо влияет на характеристики вплотную расположенных линейных подрешеток 90-градусных вырезов из биконусов.

Список литературы

- [1] В. А. Калошин, Е. С. Мартынов. Асимптотическая теория биконической антенны // *Журнал Радиоэлектроники*. 2011. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep11/12/text.pdf>
- [2] Н.А.Ефимова, В.А.Калошин, О согласовании симметричных ТЕМ рупоров // *РЭ*. 2014. Т.59. № 1. С.60-66
- [3] Chu L.J. Physical limitations of Omni-directional antennas // *Journal of Applied Physics*. 19, December 1948. pp. 1163 -1175
- [4] В. А. Калошин, Е. С. Мартынов, Е. А. Скородумова. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // *РЭ*. 2011.Т.56. № 9. С.1094 –1098
- [5] Mehrdadian A., Forooraghi K. Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Combined Antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. Vol. 13. pp. 95 -98
- [6] Н.А.Ефимова, В.А.Калошин. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ антенны // *РЭ*. 2012. Т.57. № 9. С.1020 -1027

- [7] R. W. Kindt, W. R. Pickles. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2010. Vol. 58. No. 11. pp. 3568-3575
- [8] J.-B. Yan, S. Gogineni, B. Camps-Raga, J. Brozena. A dual-polarized 2-18 GHz Vivaldi array for airborne radar measurements of snow // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. Vol. 64. No. 2. pp. 781-785
- [9] Калошин В.А., Нгуен К.З., Нгуен Н.Ш. Исследование характеристик TEM рупоров // *Журнал Радиоэлектроники*. 2015. № 10, <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/2/text.pdf>
- [10] Виленский А. Р., Чернышев С. Л. Синтез сверхширокополосных печатных щелевых антенны бегущей волны с максимальной энергической направленностью излучения // *Труды 8-й Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации»*. Суздаль, 20 – 23 сентября 2015. С. 153 – 157.
- [11] <http://www.mvg-world.com/>
- [12] Н.А.Ефимова, В.А.Калошин, Минимизация размера сверхширокополосных рупорных антенн // *Нелинейный мир*. 2015. Т.13. № 2.С.12-13.

References

- [1] Kaloshin, E. S. Martynov. Asymptotic theory of a biconical antenna // *Journal of Radio Electronics*. 2011. No 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep11/12/text.pdf>
- [2] N. A. Efimova, and V. A. Kaloshin, On Matching of Symmetric TEM Horns // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2014. Vol. 59. No. 1. pp. 54–60
- [3] Chu L.J. Physical limitations of Omni-directional antennas // *Journal of Applied Physics*. 19, December 1948. pp. 1163-1175
- [4] V.A. Kaloshin, E.S Martunov, E.A. Skorodumova. Analysis of the characteristics of a polyconic antenna in wideband frequency // *Journal of Communications Technology and Electronics*. Vol. 56. No. 9. pp. 1093–1097
- [5] Mehrdadian A., Forooraghi K. Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Combined Antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. Vol. 13. pp. 95-98
- [6] N. A. Efimova, V. A. Kaloshin. Analysis of a horn-lens TEM antenna // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2012. Vol. 57. No 9. pp. 1031-1038
- [7] R. W. Kindt, W. R. Pickles. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2010. Vol. 58. No. 11. pp. 3568-3575
- [8] J.-B. Yan, S. Gogineni, B. Camps-Raga, J. Brozena. A dual-polarized 2-18 GHz Vivaldi array for airborne radar measurements of snow // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. Vol. 64. No. 2. pp. 781-785
- [9] V. A. Kaloshin, Q. D. Nguyen. The numerical simulation of characteristics of TEM horns // *Journal of Radio Electronics*. 2015. No 10. <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/2/text.pdf>
- [10] Vilenskiy A. R., Chernyshev S.L., Ultra-wideband tapered slot antennas synthesis using maximal energy directivity criterion // *8-th International conference «Acoustooptic and radar methods for information measurements and processing»*. Suzdal, 20 – 23 September 2015. pp. 153 – 157
- [11] <http://www.mvg-world.com/>
- [12] N. A. Efimova, and V. A. Kaloshin. N. A. Efimova, V. A. Kaloshin. Size minimization of irregular UWB horn antennas // *Nonlinear World*. Vol. 13. No 2. pp. 12-13

Quantum devices: history, prospects, problems

Ilya A. Obukhov

Research & Development Company "System Recourses",
Moscow Region, 142717, Russian Federation
i_obukhov@systemres.ru

Abstract: Prerequisites and history of creation of solid-state electronic devices based on the quantum phenomena are considered. Some perspective directions of quantum devices applications in electronic technique are specified. The most important problems which solution are necessary for successful development of this direction of electronics are noted.

Keywords: nanoelectronics, quantum devices, dimensional quantization, resonant tunneling, single-electron tunneling, nonequilibrium quantum phenomena.

Квантовые приборы: история, перспективы, проблемы

Обухов И.А.

НПП «Системные Ресурсы»
Московская обл., 142717, Российская Федерация
i_obukhov@systemres.ru

Аннотация: Рассмотрены предпосылки и история создания твердотельных электронных приборов, функционирование которых основано на квантовых явлениях. Отмечены некоторые перспективные направления применения квантовых приборов в электронной технике. Выделены наиболее важные проблемы, решение которых необходимо для успешного развития этого направления электроники.

Ключевые слова: нанoeлектроника, квантовые приборы, размерное квантование, резонансное туннелирование, одноэлектронное туннелирование, неравновесные квантовые явления.

1. Введение

В современной электронике квантовыми приборами принято называть твердотельные электронные устройства, функционирование которых основано на использовании квантовых явлений. Одним из родоначальни-

ков термина «квантовые приборы» является Суприо Датта, в работе которого 1989-го года [1] дан обзор различных типов таких приборов.

К моменту выхода его статьи во многих странах, включая СССР, уже шли активные работы по созданию резонансно-туннельных и одно-электронных приборов, а транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) промышленно применялись в СВЧ электронике [2].

Использование квантовых явлений в твердотельной электронике обусловлено стремлением повысить скорость обработки и передачи информации, а также уменьшить массогабаритные характеристики электронных устройств и, соответственно, повысить уровень интеграции элементов. Эти целевые установки подкреплены потребностями развития военной и гражданской электроники. Квантовые эффекты характеризуют существенно меньшие, чем классические, временные и пространственные масштабы, и их применение в электронике позволяет повысить рабочие частоты и снизить массу и габариты электронной аппаратуры.

В восьмидесятые годы прошлого века появились и технологические возможности для создания некоторых типов квантовых приборов. Молекулярно-лучевая эпитаксия позволяла выращивать полупроводниковые гетероструктуры с точностью до одного атомарного слоя [2]. Активно разрабатывалась субмикронная литография [3]. Применение сканирующей туннельной микроскопии [4] давало возможность анализировать состояние проводящих поверхностей с атомарным разрешением. Делались попытки применить этот микроскоп и в технологических целях, например, для «атомной сборки» [5].

2. Квантовые эффекты и квантовые приборы

Разделение полупроводниковых приборов на квантовые и классические является условным. Функционирование классического биполярного транзистора основано на рекомбинации и генерации электронов и дырок, квантовых по своей сути явлениях. Однако перенос заряда в этом приборе, определяющий его выходные электрические характеристики, подчиняется классическим законам дрейфа и диффузии. Квантовые эффекты учитываются при этом опосредованно в виде соответствующих коэффициентов подвижности, диффузии, времен релаксации и т.п.

Для понимания принципов работы большинства приборов, которые принято называть квантовыми, необходимо уже непосредственно учитывать квантовый характер лежащих в основе их функционирования явлений

и применять квантовые законы переноса заряда [6,7]. Остановимся на важнейших из этих явлений и их использовании в приборах.

Размерное квантование. Этим термином принято называть квантование спектра квазичастиц, обусловленное геометрическими размерами структур. При уменьшении размеров щель между соседними допустимыми уровнями энергии квазичастиц увеличивается и при размерах, меньших порогового значения L_{dq} [8], становится больше, чем энергия тепловых флуктуаций $k_B T$. При таких размерах концентрация и время релаксации импульса квазичастиц зависят от геометрии структуры. Эти особенности могут быть использованы и используются при конструировании электронных приборов, таких как НЕМТ, тонкопленочные резисторы и сенсоры, приборы на квантовых проводах [8,9].

Как уже отмечалось, разные виды НЕМТ находят широкое применение в электронной технике. На этих транзисторах, а также на НВТ, изготовленных на подложках InP, в рамках программ DARPA достигнуты рекордные рабочие частоты, превышающие 1 ТГц [10,11]. По-видимому, именно такие приборы составят основу элементной базы будущей СВЧ-электроники [11].

С восьмидесятых годов прошлого века предпринимаются многочисленные попытки создания приборов на квантовых проводах – нанопроводах с поперечными размерами, меньшими L_{dq} . В первую очередь, это полевой транзистор на нанопроводе (NWFET). Он позиционируется современными авторами как базовый элемент цифровой наноэлектроники [12]. К успешным попыткам можно отнести NWFET, созданные в 1998 г. на углеродной нанотрубке [13] и в 2011 г. на нанопроводе InSb [9].

NWFET и предложенные в 1993 г. релаксационные квантовые приборы, использующие размерное квантование и эффекты релаксации неравновесных электронов, образующихся при протекании тока через границы между квантовыми проводами с различными поперечными размерами, представляют собой полный набор планарных квантовых приборов [8,14], необходимых для создания цифровых и аналоговых интегральных схем.

В последние годы ведутся теоретические и экспериментальные исследования свойств матриц нанопроводов и возможностей их применения в качестве термоэлектрических преобразователей и активных элементов генераторов электромагнитного излучения [8,15,16]. В основу функционирования таких приборов положены неравновесные квантовые явления, протекающие на границах между объемными контактами и квантовыми проводами [8].

На нанопроводах также могут быть созданы экзотические приборы, использующие интерференцию электронных волн – квантовые интерференционные транзисторы [1]. Перспективы их применения в электронной технике пока не ясны.

Резонансное туннелирование электронов. Использовать этот красивый квантовый эффект для генерации СВЧ-излучения предлагалось еще в конце шестидесятых годов прошлого столетия [17,18,19]. Практическую реализацию удалось осуществить в США и в СССР несколько позже [20,21]. Несмотря на уникальные характеристики и длительную историю создания и исследования резонансно-туннельные приборы (диоды) до сих пор не нашли широкого применения в электронике [11]. В последние годы интерес к ним вновь несколько возрос. Эти приборы позволяют генерировать СВЧ излучение на частотах до 1,02 ТГц при выходной мощности порядка 10 мВт, что сопоставимо с мощностью сигналов, генерируемых лавинно-пролетными диодами на частотах на порядок ниже. Кроме того, благодаря кубическому виду начального участка ВАХ резонансно-туннельный диод представляют собой практически идеальный смеситель СВЧ сигналов [22].

Дискретное одноэлектронное туннелирование электронов. Этот эффект был тщательно исследован учеными из МГУ им. М.В. Ломоносова К.К. Лихаревым и Д.В. Авериным в те же восьмидесятые годы прошлого столетия [23]. Тогда же были предложены его первые применения для создания цифровых и аналоговых интегральных схем [24]. Принципы действия одноэлектронных устройств и их многочисленные применения описаны, например, в [25]. Это и транзисторы для логических схем, компараторы, ячейки памяти, сенсоры и т.д. Все эти устройства можно отнести к функциональной электронике. Большая часть из них работоспособна при комнатной температуре в гигагерцовом диапазоне частот.

3. Заключение

Восьмидесятые и девяностые годы прошлого столетия можно назвать «романтическим периодом» нанoeлектроники. Высказаны плодотворные идеи; созданы первые образцы различных квантовых приборов; разработаны оптимистические программы развития, предусматривающие создание первых «квантовых схем» в течение десяти лет.

Однако реальный процесс практического освоения квантовых приборов шел и идет намного медленнее, чем ожидалось. Обусловлено это, по-видимому, двумя основными причинами:

- традиционная элементная база оказалась намного более «живучей», чем ожидалась, и позволила реализовать необходимые характеристики даже при нанометровых размерах элементов;
- подход к созданию новой элементной базы не был достаточно системным, отдельные квантовые приборы демонстрировали рекордные характеристики, но при этом отсутствовали и не прорабатывались сопутствующие элементы, способные работать на столь высоких частотах или при столь низких потребляемых мощностях и т.д.

В последние десять лет ситуация начинает меняться. «Предел прочности» традиционных элементов уже близок [12]. Исследования, курируемые DARPA [11], отличаются системностью и нацеленностью на конечный результат. Также целенаправленно работают в последние годы европейские и японские исследователи.

Список литературы

- [1] Datta S. Quantum devices // *Superlattices and Microstructures*. 1989. Vol. 6. No 1. P. 83 – 93.
- [2] Chang L.L., Ploog K. *Molecular Beam Epitaxy and Heterostructures* / Dordrecht / Boston / Lancaster: Martinus Nijhoff Publishers, 1985. 717 p.
- [3] Seisyan R.P. Nanolithography in Microelectronics // *J. Tech. Phys.* 2011. Vol. 6. No. 8. P. 1 – 14.
- [4] Binnig G., Rohrer H., Gerber Ch., Weibel E. 7 i 7 Reconstruction on Si(111) Resolved in Real Space // *Phys. Rev. Lett.* 1983. Vol. 50. No 2. P. 120-123.
- [5] Drexler K.E. *Nanosystems: Molecular Machinery, Manufacturing, and Computation.* / New York: John Wiley & Sons, 1992. 576 p.
- [6] Обухов И.А. Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах / Москва–Киев–Минск–Севастополь: Вебер, 2005. 226 с.
- [7] Абрамов И.И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и нанoeлектроники. Серия статей I -VII. // *Нано и микросистемная техника*. 2007 - 2009.
- [8] Obukhov I.A. *Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices* / LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 p.
- [9] Das S.R., Delker C.J., Zakharov D. et al. Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // *Appl. Phys. Lett.* 2011. Vol. 98. P. 243504-1 – 243504-3.
- [10] Albrecht J. D. THz Electronics: Transistors, TMICs, and High Power Amplifiers // *CS MANTECH Conference*, Palm Springs, California, USA, May 16th-19th, 2011.
- [11] Майская В. На пути к достижению субмиллиметрового диапазона длин волн // *Электроника, Наука, Технология, Бизнес*. 2013. No 6 (00129). С. 44 -58.
- [12] Datta S. The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor.
<http://www.sematech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key%20Note%20Suman%20Datta.pdf>. 2007.

- [13] Martel R., Shcmidt T., Shea H.R., Avouris P. Single- and multi - wall carbon nano-tube field effect transistors // *Appl. Phys. Lett.* 1998. Vol. 73. No 17. P. 2447 – 2449.
- [14] Obukhov I.A. Planar One-Dimensional Quantum Devices // *Nanoscience and Nanotechnology*. 2013. Vol. 3. No 5. P. 115 – 122.
- [15] Горюх Г.Г., Обухов И.А., Лазовенко А.А. Массивы нанопроводов из антимонида индия для перспективных термоэлектрических устройств // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2015. No 1. С. 3-12.
- [16] Обухов И.А. Квантовый провод как активный элемент СВЧ генератора // *Материалы 25-й Международной Крымской Микроволновой Конференции*. Севастополь. 2015. Т. 2, С. 715-717.
- [17] Иогансен Л. В. О возможности резонансного прохождения электронов в кристаллах через системы барьеров // *ЖЭТФ*. 1963. Т. 45. Вып. 2. С. 207 – 213.
- [18] Тиходеев Ю.С. О возможности создания СВЧ твердотельных приборов, основанных на квантовых размерных эффектах // *Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*. 1973. Вып. 1. С. 3 – 34.
- [19] Tsu R. Tunneling in a finite superlattice // *Appl. Phys. Lett.* 1973. Vol. 22. No 11. P. 562 – 564.
- [20] Solner T.C.L.G., Goodhue W.D., Tannenwald P.E. et al. Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz // *Appl. Phys. Lett.* 1983. Vol. 43. P. 588.
- [21] Дианов С.А., Искандеров Ф.Г., Обухов И.А., Тиходеев Ю.С. Моделирование резонансно-туннельного диода // *Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*. 1991. Вып. 3 (212). С. 10 – 15.
- [22] Иванов Ю.А., Мешков С.А., Шашурин В.Д., Федоркова Н.В., Федоренко И.А. Субгармонический смеситель с улучшенными интермодуляционными характеристиками на базе резонансно-туннельного диода // *Радиотехника и электроника*. 2010. Т. 55. № 8. С. 982-988.
- [23] Аверин Д.В., Лихарев К.К. Когерентные колебания в туннельных переходах малых размеров // *ЖЭТФ*. 1986. Т. 90. Вып. 2. С. 733 – 743.
- [24] Лихарев К.К. О возможности создания аналоговых и цифровых интегральных схем на основе эффекта дискретного одноэлектронного туннелирования // *Микроэлектроника*. 1987. Т. 16. Вып. 3. С. 195 – 209.
- [25] Likharev K. Single-Electron Devices and Their applications // *Proceedings of the IEEE*. 1999. Vol. 87. No. 4. P. 606-632.

References

- [1] Datta S. Quantum devices. *Superlattices and Microstructures*, 1989, vol. 6, no 1, pp. 83 – 93.
- [2] Chang L.L., Ploog K. *Molecular Beam Epitaxy and Heterostructures*. Dordrecht / Boston / Lancaster, Martinus Nijhoff Publishers, 1985, 717 p.
- [3] Seisyan R.P. Nanolithography in Microelectronics. *J. Tech. Phys.*, 2011, vol. 6, no. 8, pp. 1 – 14.
- [4] Binnig G., Rohrer H., Gerber Ch., Weibel E. 7 i 7 Reconstruction on Si(111) Resolved in Real Space. *Phys. Rev. Lett.*, 1983, vol. 50, no 2, pp. 120-123.
- [5] Drexler K.E. *Nanosystems: Molecular Machinery, Manufacturing, and Computation*. New York, John Wiley & Sons, 1992, 576 p.
- [6] Obukhov I.A. *Modeling of Charge Transport in Mesoscopic Structures*. Moscow – Kiev-Minsk-Sevastopol, Veber, 2005. 226 p. (In Russia).

- [7] Abramov I.I. Problems and Principles of Physics and Simulation of Micro- and Nano-electronics Devices. Series of articles I -VII. *Journal of NANO and MICROSYSTEM TECHNOLOGY*, 2007 - 2009. (In Russian).
- [8] Obukhov I.A. *Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices*. LAMBERT Academic Publishing, 2014, 132 p.
- [9] Das S.R., Delker C.J., Zakharov D. et al. Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors. *Appl. Phys. Lett.*, 2011, vol. 98, pp. 243504-1 – 243504-3.
- [10] Albrecht J. D. THz Electronics: Transistors, TMICs, and High Power Amplifiers. *CS MANTECH Conference, Palm Springs, California, USA*, May 16th-19th, 2011.
- [11] Mai'skaj V. On the Way to Progress of Submillimeter Diapason of Wavelength. *Electronics, Science, Technology, Business*, 2013, no 6 (00129), pp. 44 -58.
- [12] Datta S. The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor.
<http://www.sematech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key%20Note%20Suman%20Datta.pdf>. 2007.
- [13] Martel R., Shcmidt T., Shea H.R., Avouris P. Single- and multi - wall carbon nanotube field effect transistors. *Appl. Phys. Lett.*, 1998, vol. 73, no 17, pp. 2447 – 2449.
- [14] Obukhov I.A. Planar One-Dimensional Quantum Devices. *Nanoscience and Nanotechnology*, 2013, vol. 3, no 5, pp. 115 – 122.
- [15] Gorokh G.G., Obukhov I.A., Lozovenko A.A. Indium Antimonide Nanowires Arrays for Promising Thermoelectric Converters. *Journal "TKEA"*, 2015, no 1, pp. 3-12.
- [16] Obukhov I.A. The Quantum Wire as an Active Element of Microwave Generator. *25nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo '2015)*. Sevastopol, 2015, pp. 715-717.
- [17] Iogansen L.V. The Possibility of Resonance Transmission of Electrons in Crystals through a System of Barriers. *Soviet Physics JETP*, 1964, vol. 18, no 1, pp. 146-150.
- [18] Tikhodeev Yu.S. About the Possibility of Creation of Microwave Solid-State Devices Based on Quantum Dimensional Effects. *Electronnaja Tekhnika. Ser.2. Poluprovodnikovye Pribori*, 1973, no 1, pp. 3 – 34. (In Russian).
- [19] Tsu R. Tunneling in a finite superlattice. *Appl. Phys. Lett.*, 1973, vol. 22, no 11, pp. 562 – 564.
- [20] Solner T.C.L.G., Goodhue W.D., Tannenwald P.E. et al. Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz. *Appl. Phys. Lett.*, 1983, vol. 43, p. 588.
- [21] Dianov S.A., Iskanderov F.G., Obukhov I.A., Tikhodeev Yu.S. Modeling of Resonant-Tunneling Diode. *Electronnaja Tekhnika. Ser.2. Poluprovodnikovye Pribori*, 1991, no 3 (212), pp. 10 – 15. (In Russian).
- [22] Ivanov Yu.A., Meshkov S.A., Shashurin V.D., Fedorkova N.V. The Subharmonic Mixer with the Improved Intermodulation Characteristics on the Basis of the Resonant-Tunneling Diode. *Radiotekhnika i Electronica*, 2010, vol. 55, no 8, pp. 982-988.
- [23] Averin D.V., Likharev K.K. Coherent oscillations in small tunnel junctions. *Sov. Phys. JETP*, 1986, vol. 63, no 2, pp. 427-432.
- [24] Likharev K.K. About the Possibility of Creation Analog and Digital Integrated Circuits Based on Effect of Discrete Single-Electron Tunneling. *Microelectronica*, 1987, vol. 16, no. 3, pp. 195 – 209. (In Russian).
- [25] Likharev K. Single-Electron Devices and Their applications. *Proceedings of the IEEE*, 1999, vol. 87, no. 4, pp. 606-632.

Generalized classical and quantum operational calculuses. Part 1. Generalized many-parametrical classical convolutions, correlations and time-frequency distributions

Valeriy G. Labunets,
Ural State Forest Engineering University
Yekaterinburg, 620100, Russian Federation
vlabunets05@yahoo.com

Abstract: *In this work we develop classical generalized spectral analysis of signals, associated with an arbitrary unitary many-parametrical transform. We introduce generalized classical many-parametrical convolutions and correlations, generalized classical many-parametrical time-frequency distributions. We proof all theorems of classical Fourier analysis for generalized classical many-parametrical spectral analysis and operational calculuses.*

Keywords: *manyparametrical unitary transforms, generalized classical convolutions and correlations, generalized classical time-frequency distributions.*

Обобщенные классическое и квантовое операционные исчисления. Часть 1. Обобщенные много-параметрические классические свертки, корреляции и время- частотные распределения

Лабунец В.Г.
Уральский государственный лесотехнический университет
г. Екатеринбург, 620100, Российская Федерация

Аннотация: *Разрабатывается обобщенный спектральный анализ сигналов, ассоциированный с произвольным унитарным много-параметрическим преобразованием. Вводятся обобщенные классические много-параметрические свертки и корреляции, обобщенные классические и квантовые многопараметрические распределения Вигнера-Вилле. Все теоремы традиционного классического гармонического анализа.*

ческого анализа Фурье доказываются для классического обобщенного многопараметрического спектрального анализа и операционных исчислений.

Ключевые слова: много-параметрические унитарные преобразования, обобщенные классические свертки и корреляции, обобщенные время-частотные классические распределения.

1. Introduction

Most specialists are probably familiar with the special role played by translations in digital signal/image processing (DSIP). The translations are viewed as the primary source of classical DSIP operations including convolution, correlation, Wigner distribution. The translation-invariance of some classical signal/image processing transforms and filtering operations is largely responsible for their widespread use. Translation-invariance is crucial for interpreting the results of filtering operations and for efficiently implementing these operations. The main problem to be faced in extending classical DSIP theory, associated with classical Fourier transform, on generalized DSIP theory, associated with arbitrary discrete transform, is to decide on what is mean by translation. The ordinary group shift operators $(T_t^\tau x)(t) = x(t \oplus \tau)$ play the leading role in all the properties and tools of the Fourier transform mentioned above. In order to develop for each orthogonal transform a similar wide set of tools and properties as the Fourier transform has, we associate a family of commutative generalized shift operators (GSO) with each orthogonal transform. Such families form *hypergroups*. In 1934 F. Marty [1, 2] and H.S. Wall [3, 4] independently introduced the notion of hypergroup. We develop the theory of hyperharmonic analysis of signals. Such families of operators allow to unify and generalize the majority of known methods and tools of signal processing based on classical Fourier transform for generalized classical and quantum signal theories.

2. Generalized shift operators

Let $f(x): \Omega \rightarrow \mathbf{A}$ be a $\mathbf{A}$ -valued signal, where $\mathbf{A}$ be an algebra. It can be real, complex, Galois fields or triplet, multiplet or Clifford algebras. Usually, $\Omega = \mathbf{R}^n \times \mathbf{T}$, or $\Omega = \mathbf{Z}^n \times \mathbf{T}$, where $\mathbf{R}^n$, $\mathbf{Z}^n$ and $\mathbf{Z}_N^n$ are n D vector spaces over $\mathbf{R}$, $\mathbf{Z}$ and $\mathbf{Z}_N$, respectively, $\mathbf{T}$ is a compact (temporal) subset of $\mathbf{R}$, $\mathbf{Z}$, or $\mathbf{Z}_N$. Here, $\mathbf{R}$, $\mathbf{Z}$ and $\mathbf{Z}_N$ are the real field, the ring of integers, and the ring of integers modulo N , respectively.

Let Ω^* be the space dual to Ω . The first one will be called the *spectral domain*, the second one be called *signal domain* keeping the original notion of $x \in \Omega$ as «time» and $\omega \in \Omega^*$ as «frequency». Let

$$\mathbf{CISig} = \mathbb{L}(\Omega, \mathbf{A}) := \{f(x) | f(x) : \Omega \rightarrow \mathbf{A}\},$$

$$\mathbf{CISp} = \mathbb{L}(\Omega^*, \mathbf{A}) := \{F(\omega) | F(\omega) : \Omega^* \rightarrow \mathbf{A}\}$$

be two vector spaces of $\mathbf{A}$ -valued functions. Let $\{\varphi_\omega(x)\}_{\omega \in \Omega^*}$ be an orthonormal system of functions for $\mathbf{CISig}$. Then for any function $f(x) \in \mathbf{CISig}$ there exists such a function $F(\omega) \in \mathbf{CISp}$ for which the following equations hold:

$$F(\omega) = \mathcal{CF}\{f\}(\omega) = \int_{x \in \Omega} f(x) \bar{\varphi}_\omega(x) d\mu(x), \quad (1)$$

$$f(x) = \mathcal{CF}^{-1}\{F\}(x) = \int_{\omega \in \Omega^*} F(\omega) \varphi_\omega(x) d\mu(\omega), \quad (2)$$

where $\mu(x), \mu(\omega)$ are certain suitable measures on the signal and spectral domains, respectively. The function $F(\omega)$ is called the classical Fourier spectrum ($\mathcal{CF}$ -spectrum) of the classical $\mathbf{A}$ -valued signal $f(x)$ and expressions (1)-(2) are called the pair of *generalized classical Fourier transforms* (or $\mathcal{CF}$ -transforms). In the following we will use the notation $f(x) \xleftrightarrow[\mathcal{CF}]{} F(\omega)$ in order to

indicate $\mathcal{CF}$ -transforms pair. Every classical Fourier transform can has two realizations: a classical realization on classical computer and a quantum realization on quantum computer. Now, quantum realizations of a classical Fourier transform are called wrongly quantum Fourier transforms. We shall show that every classical Fourier transform generates its the quantum counterpart as a natural quantum Fourier transform. It maps classical word on quantum word. Every quantum Fourier transform can also has two realizations: a classical and quantum realizations, too.

If $\{\varphi_\omega(x|\theta)\}_{\omega \in \Omega^*}$ is an orthonormal system of functions, depending on one parameter θ or several parameters $\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_r)$ then associated classical $\mathcal{CF}$ -transform is called the *multi-parameter transform* (MPT) $\mathcal{CF} = \mathcal{CF}[\theta]$. For this reason, the transform (1) gives *multi-parametrical spectrum*

$$F(\omega|\theta) = \mathcal{CF}[\theta]\{f\}(\omega) := \int_{x \in \Omega} f(x) \varphi_\omega(x|\theta) d\mu(x), \quad (3)$$

Obviously,

$$f(x) = \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{F\}(x) = \int_{\omega \in \Omega^*} F(\omega|\theta) \bar{\varphi}_\omega(x|\theta) d\mu(\omega). \quad (4)$$

When parameters are changed in some range, the type and form of transform are changed too and we calculate spectra of signal/image for continue number of transforms belonging to MPT. All set of spectra is called the *spectrogram*. If in classical signal processing systems we take a look at single «photo» of spectrum (for example, the spectrum of an image in Fourier basis), then in multi-parametric case we can look through the first thriller «spectra of signal». For all of transforms of the same family of MPTs we can select any concrete transform (for fixed values of parameters). The output of a computation can be memorized to be used in later numerical computations.

For example, let $\Omega = [-1, +1]$ and $\varphi_\omega(x|\theta) = Jac_k^{(\alpha, \beta)}(x)$ be (α, β) -Jacobi polynomials, where $\theta = (\alpha, \beta)$. In this case, generalized classical Fourier transform is (α, β) -parametric Fourier-Jacobi transform

$$F(k|(\alpha, \beta)) = \mathcal{CF}[(\alpha, \beta)]\{f\}(k) = \int_{-1}^{+1} f(x) Jac_k^{(\alpha, \beta)}(x) (1-x)^\alpha (1-x)^\beta dx.$$

If $\alpha = \beta = 0$ then $\{Jac_k^{(0,0)}(x)\}_{k=0}^\infty = \{Leg_k(x)\}_{k=0}^\infty$ is the Legendre basis and $\mathcal{CF}[(0,0)]$ is the Legendre transform. If $\alpha = \beta = -0.5$, then $\{Jac_k^{(-0.5, -0.5)}(t)\}_{k=0}^\infty = \{Ch_k(t)\}_{k=0}^\infty$ is the Chebyshev basis and $\mathcal{CF}[(-0.5, -0.5)]$ is the Chebyshev transform.

The classical shift operators in the «time» and «frequency» domains are defined as $(\hat{T}_x^\tau f)(x) := f(x + \tau)$ and $(\hat{D}_\omega^\nu F)(\omega) := F(\omega + \nu)$. For $f(x) = e^{j\omega x}$ and $F(\omega) = e^{-j\omega x}$ we have $\hat{T}_x^\nu e^{j\omega x} = e^{j\omega(x+\nu)} = e^{j\omega x} e^{j\omega \nu}$ and $\hat{D}_\omega^\nu e^{-j\omega x} = e^{-j(\omega+\nu)x} = e^{-j\nu x} e^{-j\omega x}$, i.e., harmonic signals $e^{j\omega x}$, $e^{-j\omega x}$ are eigenfunctions of «time»-shift and «frequency»-shift operators $\hat{T}_x^\nu$ and $\hat{D}_\omega^\nu$, respectively. We introduce generalized θ -parametrized «time»-shift and «frequency»-shift operators (GSOs) by

$$\begin{aligned} \hat{T}_x^\tau[\theta]f(x) &:= f\left(x \boxplus_\theta \tau\right), & \hat{T}_x^\tau[\theta]f(x) &:= f\left(x \boxminus_\theta \tau\right), \\ \hat{D}_\omega^\nu[\theta]F(\omega|\theta) &:= F\left(\omega \oplus_\theta \nu|\theta\right), & \hat{D}_\omega^\nu[\theta]F(\omega|\theta) &:= F\left(\omega \ominus_\theta \nu|\theta\right), \end{aligned} \quad (5)$$

such that

$$\begin{aligned}
\varphi_\omega(x \boxplus_\theta \tau | \theta) &= \varphi_\omega(x | \theta) \varphi_\omega(\tau | \theta), & \varphi_\omega(x \boxminus_\theta \tau | \theta) &= \varphi_\omega(x | \theta) \bar{\varphi}_\omega(\tau | \theta), \\
\varphi_{\omega \oplus_\theta \nu}(x | \theta) &= \varphi_\omega(x | \theta) \varphi_\nu(x | \theta), & \varphi_{\omega \ominus_\theta \nu}(x | \theta) &= \varphi_\omega(x | \theta) \bar{\varphi}_\nu(x | \theta).
\end{aligned} \tag{5}$$

Here, symbols “ $\boxplus_\theta$ ”, “ $\boxplus_\theta$ ” and “ $\boxminus_\theta$ ”, “ $\ominus_\theta$ ” denote the θ -parametrized quasi-sums and quasi-differences, respectively.

We will need in the following modulation operators:

$$(\bar{M}_x^\nu[\theta]f)(x) := \varphi_\nu(x | \theta) \cdot f(x), \quad (\bar{M}_\omega^\tau[\theta]F)(\omega | \theta) := \varphi_\omega(\tau | \theta) \cdot F(\omega | \theta). \tag{6}$$

From the GSOs definition it follows the following result (theorems about shifts and modulations). Shifts and modulations are connected as follows:

$$\begin{aligned}
\bar{M}_x^\nu[\theta]f(x | \theta) = f(x) \cdot \bar{\varphi}_\nu(x | \theta) &\stackrel{\text{c}\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \bar{D}_\omega^\nu[\theta]F(\omega | \theta) = F(\omega \oplus_\theta \nu | \theta), \\
\bar{M}_\omega^\tau[\theta]F(\omega | \theta) = F(\omega | \theta) \cdot \bar{\varphi}_\omega(\tau | \theta) &\stackrel{\text{c}\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \bar{T}_x^\tau[\theta]f(x) := f(x \boxplus_\theta \tau).
\end{aligned} \tag{7}$$

Two families of θ -parametrized time and frequency GSOs $\{\hat{T}_x^\nu\}_{\nu \in \Omega} = \{\hat{T}_x^\nu[\theta]\}_{\nu \in \Omega}$ and $\{\hat{D}_\omega^\nu\}_{\nu \in \Omega^*} = \{\hat{D}_\omega^\nu[\theta]\}_{\nu \in \Omega^*}$ form two commutative hypergroups [3,4] for every value of θ . By definition, functions $\varphi_\omega(x | \theta)$ are eigenfunctions of GSOs. For this reason, we can call them the *hypercharacters of hypergroup*. The idea of a hypercharacter on a hypergroup encompasses characters of locally compact and finite Abelian group and multiplication formulas for classical orthogonal polynomials. The theory of GSOs was initiated by Levitan [5, 6] and (in the terminology of hypergroup) by Dunc1 [7] and Jewett [8]. The class of commutative generalized translation hypergroups includes the class of locally compact and finite Abelian groups and semigroups. We will show that many well-known harmonic analysis theorems extend to the commutative hypergroups associated with arbitrary Fourier transforms (3).

3. Generalized convolutions and correlations

It is well known that any stationary linear dynamic systems (LDS) are described by convolution integrals. Using the notion GSO, we can formally generalize the definitions convolution and correlation by [9]-[12]. The following functions

$$\begin{aligned}
y(x | \theta) &:= (h \diamond_\theta f)(x | \theta) = \int_{\nu \in \Omega} h(\tau) f(x \boxminus_\theta \tau) d\mu(\tau), \\
Y(\omega | \theta) &:= (H \heartsuit_\theta F)(\omega | \theta) = \int_{\nu \in \Omega^*} H(\nu) F(\omega \ominus_\theta \nu) d\mu(\nu)
\end{aligned} \tag{8}$$

and

$$\begin{aligned} (f \clubsuit_{\theta} g)(\tau|\theta) &:= \int_{x \in \Omega} f(x) \bar{g}\left(x \boxminus_{\theta} \tau\right) d\mu(x), \\ (F \spadesuit_{\theta} G)(\nu|\theta) &:= \int_{\omega \in \Omega^*} F(\omega) \bar{G}\left(\omega \ominus_{\theta} \nu\right) d\mu(\omega) \end{aligned} \quad (9)$$

are called the θ -parametrized $\diamond_{\theta}$ - and $\heartsuit_{\theta}$ -convolutions and the cross $\clubsuit_{\theta}$ - and $\spadesuit_{\theta}$ -correlation functions, respectively, associated with a classical many-parameter Fourier transform $\mathcal{CF}[\theta]$. If $f = g$ and $F = G$ then cross-correlation functions are called the $\clubsuit_{\theta}$ - and $\spadesuit_{\theta}$ -autocorrelation functions.

The spaces **CISp** and **CISp** equipped multiplications $\diamond_{\theta}$ and $\heartsuit_{\theta}$ form commutative Banach θ -parametrized signal and spectral convolution algebras $\langle\langle \mathbf{CISig}, \diamond_{\theta} \rangle\rangle$ and $\langle\langle \mathbf{CISp}, \heartsuit_{\theta} \rangle\rangle$, respectively.

When parameters are changed in some range, the type and form of transform $\mathcal{CF}[\theta]$ and GSOs are changed too. We can calculate convolutions and correlations for continue number of transforms belonging to MPT. The sets all convolutions and correlations are called the *convolutiongram* and *correlationgram*. If in classical signal/image processing systems we take a look at single «photo» of convolution/correlation (for example, the ordinary convolution of a signal in Fourier basis), then in multiparametric case we can look through the movie «Convolution of signal».

Fixing special values of θ we fixe special forms of classical Fourier transform and, hence, the special families of GSOs and, therefore, we can obtain special types of convolutions and crosscorrelations: arithmetic, cyclic, dyadic, m -adic, etc. The output of a computation can be memorized to be used in a later numerical computations. The main purpose of using MPT is to select the best transform among of all MPTs, given a signal and an additive cost function.

Generalized correlations and convolutions have many of the properties with group correlations and convolutions; many of them are catalogued in [9]-[12]. The main of them is the theorem about generalized convolution and correlation.

Theorem 1 Generalized classical Fourier transforms (3) and (4) map $\diamond_{\theta}$ - and $\heartsuit_{\theta}$ -convolutions and the cross $\clubsuit_{\theta}$ - and $\spadesuit_{\theta}$ -correlation functions into the products of spectra and signals, respectively,

$$\begin{aligned} \mathcal{CF}[\theta]\{h \diamond_{\theta} f\} &= \mathcal{CF}\{h\} \mathcal{CF}[\theta]\{f\}, \quad \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{H \heartsuit_{\theta} F\} = \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{H\} \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{F\}, \\ \mathcal{CF}[\theta]\{f \clubsuit_{\theta} g\} &= \mathcal{CF}[\theta]\{f\} \overline{\mathcal{CF}[\theta]\{g\}}, \quad \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{F \spadesuit_{\theta} G\} = \mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{F\} \overline{\mathcal{CF}^{-1}[\theta]\{G\}} \end{aligned}$$

If classical generalized multi-parametrical Fourier transform $\mathcal{CF}[\theta]$ has fast classical or quantum realizations for all values of θ then this theorem gives us fast procedure of calculating of generalized convolutions and correlations.

4. Generalized ambiguity functions and Wigner distributions

Along with the «time» and «frequency» domains we will work with «time-time» $\Omega \times \Omega$, «time-frequency» $\Omega \times \Omega^*$, «frequency-time» $\Omega^* \times \Omega$, and «frequency-frequency» $\Omega^* \times \Omega^*$ domains, and with four distributions, denoted by double letters $\mathbf{ff}(x, \tau) \in \mathbb{L}_2(\Omega \times \Omega, \mathbf{A})$, $\mathbf{Ff}(\omega, \tau) \in \mathbb{L}_2(\Omega^* \times \Omega, \mathbf{A})$, $\mathbf{fF}(x, \nu) \in \mathbb{L}_2(\Omega \times \Omega^*, \mathbf{A})$ and $\mathbf{FF}(\omega, \nu) \in \mathbb{L}_2(\Omega^* \times \Omega^*, \mathbf{A})$.

An important example of time-frequency distribution is so-called the asymmetrical and symmetrical Wigner-Ville distributions. The Wigner asymmetric and symmetric distributions $\mathbf{wV}^a[f](x, \omega)$ and $\mathbf{wV}^s[f](x, \omega)$ were introduced in 1932 by E. Wigner [13] in the context of quantum mechanics, where he defined the probability function of the simultaneous values of the spatial coordinates and impulses. Wigner's idea was introduced in signal analysis in 1948 by J. Ville [14], but it did not receive much attention there until 1953 when P. Woodward [15] reformulated it in the context of radar theory. Woodward proposed treating the question of radar signal ambiguity as a part of the question of target resolution. For that, he introduced functions $\mathbf{Aw}^a[f](\nu, \tau)$ and $\mathbf{Aw}^s[f](\nu, \tau)$ that described the correlation between a radar signal and its Doppler-shifted and time-translated version.

Using the notion GSO, we can formally generalize the notions of ambiguity functions and Wigner-Ville distributions.

Definition 1 The generalized symmetric and asymmetric cross-ambiguity functions of two signals f, g are defined by

$$\begin{aligned}\mathbf{Aw}_\theta^s[f, g](v, \tau) &= \mathcal{CF}_{v \leftarrow x} \left\{ f \left(x \boxplus_\theta \frac{\tau}{2} \right) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \frac{\tau}{2} \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (f\bar{g})^s \right\}, \\ \mathbf{Aw}_\theta^a[f, g](v, \tau) &= \mathcal{CF}_{v \leftarrow x} [\theta] \left\{ f(x) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \tau \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (f\bar{g})^a \right\},\end{aligned}\quad (10)$$

where $(f\bar{g})^s := f \left(x \boxplus_\theta \frac{\tau}{2} \right) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \frac{\tau}{2} \right)$ and $(f\bar{g})^a := f(x) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \tau \right)$ are so-called temporal generalized local cross-correlation functions.

Definition 2 The generalized symmetric and asymmetric Wigner-Ville distributions of two signals f, g are defined by

$$\begin{aligned}\mathbf{wV}_\theta^s[f, g](x, \omega) &= \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} [\theta] \left\{ f \left(x \boxplus_\theta \frac{\tau}{2} \right) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \frac{\tau}{2} \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (f\bar{g})^s \right\}, \\ \mathbf{wV}_\theta^a[f, g](x, \omega) &= \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} [\theta] \left\{ f(x) \bar{g} \left(x \boxminus_\theta \tau \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (f\bar{g})^a \right\}.\end{aligned}\quad (11)$$

The Wigner-Ville distributions $\mathbf{wV}_\theta^s[f, g](x, \omega)$, $\mathbf{wV}_\theta^a[f, g](x, \omega)$ are the 2D symplectic Fourier transform of $\mathbf{Aw}_\theta^a[f, g](v, \tau)$ and $\mathbf{Aw}_\theta^s[f, g](v, \tau)$, respectively:

$$\begin{aligned}\mathbf{wV}_\theta^a[f, g](x, \omega) &= \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1} \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} \left\{ \mathbf{Aw}_\theta^a[f, g](v, \tau) \right\}, \\ \mathbf{wV}_\theta^s[f, g](x, \omega) &= \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1} \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} \left\{ \mathbf{Aw}_\theta^s[f, g](v, \tau) \right\}.\end{aligned}\quad (12)$$

The 2D symplectic Fourier transforms in (12) can be also viewed as performing two subsequently 1D transforms with respect to τ and v .

Definition 3 The generalized symmetric and asymmetric cross-ambiguity functions of two spectra F, G are defined by

$$\begin{aligned}\mathbf{aW}_\theta^s[F, G](\tau, v) &= \mathcal{CF}_{\tau \leftarrow \omega}^{-1} [\theta] \left\{ F \left(\omega \oplus_\theta \frac{v}{2} \right) \bar{G} \left(\omega \ominus_\theta \frac{v}{2} \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (F\bar{G})^s \right\}, \\ \mathbf{aW}_\theta^a[F, G](\tau, v) &= \mathcal{CF}_{\tau \leftarrow \omega}^{-1} [\theta] \left\{ F(x) \bar{G} \left(x \ominus_\theta \tau \right) \right\} = \mathcal{CF}[\theta] \left\{ (F\bar{G})^a \right\},\end{aligned}\quad (13)$$

where $(F\bar{G})^s := F \left(\omega \oplus_\theta \frac{v}{2} \right) \bar{G} \left(\omega \ominus_\theta \frac{v}{2} \right)$ and $(F\bar{G})^a := F(x) \bar{G} \left(x \ominus_\theta \tau \right)$ are so-called frequency generalized local cross-correlation functions.

Definition 4 The generalized symmetric and asymmetric Wigner-Ville distributions of two spectra F, G are defined by

$$\begin{aligned}\mathbf{Wv}_\theta^s[F, G](\omega, x) &= \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1}[\theta] \left\{ F \left(\omega \oplus_\theta \frac{v}{2} \right) \bar{G} \left(\omega \ominus_\theta \frac{v}{2} \right) \right\} = \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1}[\theta] \left\{ (F\bar{G})^s \right\}, \\ \mathbf{Wv}_\theta^a[F, G](\omega, x) &= \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1}[\theta] \left\{ F(\omega) \bar{G}(\omega \boxminus_\theta v) \right\} = \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1}[\theta] \left\{ (F\bar{G})^a \right\}\end{aligned}\quad (14)$$

The Wigner-Ville distributions $\mathbf{Wv}_\theta^s[f, g](\omega, x)$, $\mathbf{Wv}_\theta^a[f, g](\omega, x)$ are the 2D symplectic Fourier transform of $\mathbf{Aw}_\theta^a[f, g](v, \tau)$ and $\mathbf{Aw}_\theta^s[f, g](v, \tau)$, respectively:

$$\begin{aligned}\mathbf{Wv}_\theta^s[F, G](\omega, x) &= \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1} \left\{ \mathbf{Waw}_\theta^s[F, G](\tau, v) \right\}, \\ \mathbf{Wv}_\theta^a[F, G](\omega, x) &= \mathcal{CF}_{\omega \leftarrow \tau} \mathcal{CF}_{x \leftarrow v}^{-1} \left\{ \mathbf{Waw}_\theta^a[F, G](\tau, v) \right\}.\end{aligned}\quad (15)$$

Definition 5. The *generalized Woodward-Gabor transforms* (or short-time and short-frequency generalized Fourier transform) $\mathcal{WGT}_g$ and $\mathcal{WGT}_G$ associated with windows g and G are defined as the following mappings:

$$\begin{aligned}\mathcal{WGT}_g \{f\}(v, \tau | \theta) &:= \mathbf{Aw}_\theta[f, g](v, \tau), \\ \mathcal{WGT}_G \{F\}(\tau, v | \theta) &:= \mathbf{aw}_\theta[F, G](\tau, v).\end{aligned}\quad (16)$$

Definition 6. The *generalized Wigner-Ville transform* $\mathcal{WVT}_g$ associated with windows g and G are defined as the mappings

$$\begin{aligned}\mathcal{WVT}_g \{f\}(x, \omega | \theta) &:= \mathbf{wV}_\theta[f, g](x, \omega), \\ \mathcal{WVT}_G \{F\}(\omega, x | \theta) &:= \mathbf{Wv}_\theta[F, G](\omega, x).\end{aligned}\quad (17)$$

In the next part we are going to use time-frequency distributions for construct of quantum signal theory.

4. Conclusion

In this paper we developed generalized non-harmonic analysis of signals and images on commutative hypergroups, associated with arbitrary unitary (orthogonal) many-parametrical transforms. We introduced generalized many-parametrical convolutions, correlations, many-parametrical Wigner-Ville distributions, and ambiguity functions. All theorems and properties of ordinary classical Fourier harmonic analysis was transferred on non-harmonic analysis Fourier on arbitrary Abelian hypergroups

Список литературы

- [1] Marty F. Sur une generalization de la notion de groupe // *Sartryck ur Forhandlingar via Altonde Skandinavioka Matematiker kongressen i Stockholm*, 1934. P. 45-49.
- [2] Marty F. Role de la notion d'hypergroupe dans l'etude des groupes non abeliens // *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences*. 1935. V.201. P. 636-638.
- [3] Wall H.S. Hypergroups. // *Bulletin of the American Mathematical Society*. 1934. V.41, P. 36-40.
- [4] Wall H.S. Hypergroups // *American Journal of Mathematics*. V. 59. P. 77-98.
- [5] Levitan B.M. The application of generalized displacement operators to linear differential equations of second order // *Uspechi Math. Nauk*. 1949. V. 4. No 1. P. 3-112.
- [6] Levitan B.M. Generalized translation operators // *Israel Program for Scientific Translations*, Jerusalem. 1964. 120 p.
- [7] Dunkl C.F. Operators and Harmonic analysis on the sphere // *Trans. Amer. Math. Soc.* V. 125, No. 2, P. 50-263.
- [8] Jewett R.I. Spaces with an abstract convolution of measures // *Advances in Math.*, 1975. V. 18, P. 1-101.
- [9] Labunets-Rundblad E.V., Labunets V.G., Astola J. Algebraic frames for commutative hyperharmonic analysis of signals and images // *Algebraic Frames for the Perception-Action Cycle*. Second Inter. Workshop, AFPAC 2000, Kiel, Germany, September 2000. *Lectures Notes in Computer Science*, 1888, Berlin, 2000, P. 294-308.
- [10] Creutzburg R., Labunets E.V., Labunets V.G. Algebraic foundations of an abstract harmonic analysis of signals and systems // *Workshop on Transforms and Filter Banks*, Tampere International Center for Signal Processing. 1998. P. 30-68.
- [11] Creutzburg R., Labunets E., Labunets V. Towards an "Erlangen program" for general linear system theory. Part I. // In: F. Pichler (Edt), *Lecture Notes in Computer Science*. Springer: Berlin, V. 585. P. 32-51.
- [12] Creutzburg R., Labunets E., Labunets V. Towards an "Erlangen program" for general linear systems theory. Part II // *Proceed. EUROCAST'93 (Las Palmas, Spain)* F. Pichler, R. Moreno Diaz (Eds.) In: *Lecture Notes in Computer Science*, V. 763, Springer: Berlin, P. 52-71.
- [13] Wigner E.R. On the quantum correction for thermo-dynamic equilibrium // *Physics Review*. 1932. V. 40. P. 749-759.
- [14] Ville J. Theorie et Applications de la Notion de Signal Analytique. *Gables et Transmission*. 1948. V. 2A. P. 61-74.
- [15] Woodward P.M. Information theory and design of radar receivers // *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*. 1951. V. 39, P. 1521-1524

References

- [1] Marty F. Sur une generalization de la notion de groupe. *Sartryck ur Forhandlingar via Altonde Skandinavioka Matematiker kongressen i Stockholm*, 1934, pp. 45-49.
- [2] Marty F. Role de la notion d'hypergroupe dans l'etude des groupes non abeliens. *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences*, 1935, vol.201, pp. 636-638.
- [3] Wall H.S. Hypergroups. *Bulletin of the American Mathematical Society*, 1934, vol.41, pp. 36-40.
- [4] Wall H.S. Hypergroups. *American Journal of Mathematics*, vol. 59. pp. 77-98.

- [5] Levitan B.M. The application of generalized displacement operators to linear differential equations of second order. *Uspechi Math. Nauk*, 1949, vol. 4, no 1, pp. 3-112 .
- [6] Levitan B.M. Generalized translation operators. *Israel Program for Scientific Translations*, Jerusalem, 1964, 120 p.
- [7] Dunkl C.F. Operators and Harmonic analysis on the sphere. *Trans. Amer. Math. Soc.* vol. 125, no. 2, pp. 50-263.
- [8] Jewett R.I. Spaces with an abstract convolution of measures. *Advances in Math.*, 1975, vol. 18, pp. 1-101.
- [9] Labunets-Rundblad E.V., Labunets V.G., Astola J. Algebraic frames for commutative hyperharmonic analysis of signals and images. *Algebraic Frames for the Perception-Action Cycle*. Second Inter. Workshop, AFPAC 2000, Kiel, Germany, September, 2000,. Lectures Notes in Computer Science, , Berlin, 2000, vol.1888, pp. 294-308.
- [10] Creutzburg R., Labunets E.V., Labunets V.G. Algebraic foundations of an abstract harmonic analysis of signals and systems. *Workshop on Transforms and Filter Banks*, Tampere International Center for Signal Processing, 1998. pp. 30-68.
- [11] Creutzburg R., Labunets E., Labunets V. Towards an ``Erlangen program" for general linear system theory. Part I. In: *F. Pichler (Edt), Lecture Notes in Computer Science*. Springer: Berlin, 1992, vol. 585. P. 32-51.
- [12] Creutzburg R., Labunets E., Labunets V. Towards an ``Erlangen program" for general linear systems theory. Part II // *Proceed. EUROCAST'93* (Las Palmas, Spain) F. Pichler, R. Moreno Diaz (Eds.) In: *Lecture Notes in Computer Science*, 1993, vol. 763, Springer: Berlin, P. 52-71.
- [13] Wigner E.R. On the quantum correction for thermo-dynamic equilibrium *Physics Review*, 1932, vol. 40. pp. 749-759.
- [14] Ville J. Theorie et Applications de la Notion de Signal Analytique. *Gables et Transmission*, 1948, vol. 2A, pp. 61-74.
- [15] Woodward P.M. Information theory and design of radar receivers. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1951, vol. 39, pp. 1521-1524.

Generalized classical and quantum operational calculus. Part 2. Generalized many-parametrical quantum convolutions and correlations

Valeriy G. Labunets

Ural State Forest Engineering University
Yekaterinburg, 620100, Russian Federation
vlabunets05@yahoo.com

Abstract: *In this work we develop quantum generalized spectral analysis of signals, associated with an arbitrary unitary many-parametrical transform. We introduce generalized quantum many-parametrical convolutions and correlations. We proof all theorems of classical Fourier analysis for generalized quantum many-parametrical spectral analysis and quantum operational calculus.*

Keywords: *many-parametrical unitary transforms, generalized quantum convolutions and correlations.*

Обобщенные классическое и квантовое операционные исчисления. Часть 2. Обобщенные много-параметрические квантовые свертки и корреляции

Лабунец В.Г.

Уральский государственный лесотехнический университет
г. Екатеринбург, 620100, Российская Федерация

Аннотация: *Разрабатывается обобщенный квантовый спектральный анализ сигналов, ассоциированный с произвольным унитарным многопараметрическим преобразованием. Вводятся обобщенные квантовые многопараметрические свертки и корреляции. Все теоремы традиционного классического гармонического анализа Фурье доказываются для квантового обобщенного многопараметрического спектрального анализа и квантового операционного исчисления.*

Ключевые слова: *много-параметрические унитарные преобразования, обобщенные квантовые свертки и корреляции.*

1. Introduction

Quantum signal theory is a term referring to a collection of ideas and partial results, loosely held together, suggesting that there are deep connections between the worlds of quantum physics and classical signal/system theory, and that one should try to discover and develop these connections.

The basic objects of the quantum signal theory are related not to *functions* but to *Hermitean operators* $\hat{f}$ and $\hat{F}$ associated with classical signals and spectra by so-called Weyl quantization rules $\mathcal{WQ}$:

$$\mathcal{WQ} : f \rightarrow \mathbf{Aw}[f] \rightarrow \hat{f}, \quad \mathcal{WQ} : F \rightarrow \mathbf{aW}[F] \rightarrow \hat{F}.$$

(There are the *Schwinger quantization rule* using Wigner-Ville distributions). To obtain quantum representation of signals and spectra we have first to represent this object classically by time-frequency distributions

$$\mathbf{Aw}[f](v, \tau) = \mathcal{WGT}_f\{f\}(v, \tau) \quad \text{and} \quad \mathbf{aW}[F](\tau, v) = \mathcal{WGT}_F\{F\}(\tau, v)$$

using generalized Woodward-Gabor transforms and then quantize those representations using so-called generalized quantum Fourier transform

$$\begin{aligned} \hat{f} &= \mathcal{QF}\{\mathbf{Aw}[f](v, \tau)\} = \mathcal{QF}\{\mathcal{WGT}\{f\}\}, \\ \hat{F} &= \mathcal{QF}\{\mathbf{aW}[F](\tau, v)\} = \mathcal{QF}\{\mathcal{WGT}\{F\}\}, \end{aligned}$$

where $\mathcal{QF}$ is the quantum Fourier transform. We see that the generalized Weyl quantization is a bilinear operator mapping every basic object of the classical signal theory to basic object of the quantum signal theory. This operator is a composition of the generalized Woodward-Gabor transform and generalized quantum Fourier transform both associated with classical generalized Fourier transform $\mathcal{CF}$.

The functions $\mathbf{Aw}[f](v, \tau)$, $\mathbf{aW}[F](\tau, v)$ are called the *symbols* (a symbol is not a kernel) of the quantum signal $\hat{f}$ and the quantum spectra $\hat{F}$, respectively, and they are denoted as $\mathbf{Sym}\{\hat{f}\} := \mathbf{Aw}[f](v, \tau)$ and $\mathbf{Sym}\{\hat{F}\} := \mathbf{aW}[F](\tau, v)$. Vice versa, a quantum signal $\hat{f}$ and quantum spectra $\hat{F}$ are called the *operators associated with a classical signal f and*

classical spectrum by symbols $\mathbf{Aw}[f]$ and $\mathbf{aW}[F]$, respectively, and they are denoted as $\hat{f} := \mathbf{Op}\{\mathbf{Aw}[f]\}$, and $\hat{F} := \mathbf{Op}\{\mathbf{aW}[F]\}$.

2. Classical Weyl's quantization

In 1932 H.Weyl proposed [1] to modify the classical ordinary Fourier transform formula by changing its *complex-valued harmonics* into an *operator-valued harmonics*. He used the following operator-valued harmonics:

$$\mathcal{E}_x^{[v, \tau]} = e^{i(v\hat{\mathcal{M}}_x + \tau\hat{\mathcal{D}}_x)} = e^{i\tau v/2} e^{i v \hat{\mathcal{M}}_x} e^{i\tau \hat{\mathcal{D}}_x} \quad (1)$$

associated with classical ordinary Fourier transform, where multiplication $\hat{\mathcal{M}}_x$ and differential $\hat{\mathcal{D}}_x$ operators are given by $\hat{\mathcal{M}}_x f(x) := x f(x)$, $\hat{\mathcal{D}}_x f(x) := -id f(x)/dx$. Obviously, $e^{i v \hat{\mathcal{M}}_x} = e^{i v x} := \hat{M}_x^v$. Using operator-valued harmonics (1), H.Weyl wrote any quantum signal $\hat{f}$ as

$$\hat{f} := \mathcal{QF}_x \{\mathbf{Aw}[f]\} = \int_{v \in \Omega^*} \int_{\tau \in \Omega} \mathbf{Aw}[f](v, \tau) e^{i(v\hat{\mathcal{M}}_x + \tau\hat{\mathcal{D}}_x)} d\mu(v) d\mu(\tau), \quad (2)$$

where

$$\mathbf{Aw}[f](v, \tau) = \mathcal{QF}_x^{-1} \{\hat{f}\} = \mathbf{Sym}\{\hat{f}\} = \mathbf{Tr} \left[\hat{f} \cdot e^{i(v\hat{\mathcal{M}}_x + \tau\hat{\mathcal{D}}_x)} \right]. \quad (3)$$

Transformations (2) and (3) are called the direct and inverse *quantum ordinary Fourier transforms*. They perform mathematical interface between the classical and quantum worlds. In this work we develop mathematical interfaces between classical and quantum signal processing objects, using for this goal a new generalized Weyl's quantization procedure in the form of generalized quantum many-parametrical Fourier transform.

It is well known that for classical shift we have $\hat{T}_x^\tau f(x) := f(x + \tau) = e^{i\tau\hat{\mathcal{D}}_x} f(x)$, where $\hat{\mathcal{D}}_x = -id/dx$. This expression represents the decomposition of ordinary finite shift into a series of powers of differential operator d/dx and is called the *infinitesimal representation* of translation shift. Analogously, we can obtain $\hat{D}_\omega^\tau F(\omega) = f(\omega + v) = e^{i v \hat{\mathcal{D}}_\omega} F(\omega)$, where $\hat{\mathcal{D}}_\omega = -id/d\omega$. Hence, $\hat{T}_x^\tau = e^{i\tau\hat{\mathcal{D}}_x}$ and $\hat{D}_\omega^\tau = e^{i v \hat{\mathcal{D}}_\omega}$. For this reason, we can write quantum ordinary operator-valued harmonics (1) in the following form $\mathcal{QF}_x = \hat{M}_x^v \hat{T}_x^\tau$. We shall use this expression for design of generalized quantum

Fourier transforms, associated with generalized classical many-parametrical Fourier transforms.

3. Generalized many-parametrical Weyl's quantization

Let us construct generalized operator-valued hyperharmonics associated with a multi-parametrical basis $\{\varphi_\omega(x|\theta)\}_{\omega \in \Omega^*}$ which generates a multi-parametrical classical Fourier transform $\mathcal{CF}[\theta]$.

All generalized shift operators associated with $\mathcal{CF}[\theta]$ have the following infinitesimal representation: $\hat{T}_x^\tau[\theta] = \varphi_{\hat{\mathcal{D}}_x}(\tau|\theta)$, $\hat{D}_\omega^\nu[\theta] = \varphi_\nu(\hat{\mathcal{D}}_\omega|\theta)$ and are called the *operator-valued hyperharmonics* associated with a multi-parametrical basis $\{\varphi_\omega(x|\theta)\}_{\omega \in \Omega^*}$, where $\hat{\mathcal{D}}_x \varphi_\omega(x) := \omega \varphi_\omega(x)$, $\hat{\mathcal{D}}_\omega \varphi_\omega(x) := x \varphi_\omega(x)$. Using operator-valued hyperharmonics we can construct generalized Heisenberg-Weyl operators and quantum hyperharmonic analysis of quantum signals and spectra.

Symmetric Heisenberg-Weyl operators are:

$$\begin{aligned}\hat{\mathcal{E}}_x^{[v,\tau]}[\theta] &:= \varphi_v^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \hat{M}_x^\nu[\theta] \cdot \hat{T}_x^\tau[\theta] = \varphi_v^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \varphi_\nu(\hat{\mathcal{M}}_x|\theta) \cdot \varphi_{\hat{\mathcal{D}}_x}(\tau|\theta), \\ \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau,v]}[\theta] &:= \varphi_v^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \hat{M}_\omega^\tau[\theta] \cdot \hat{D}_\omega^\nu[\theta] = \varphi_v^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \varphi_{\hat{\mathcal{M}}_\omega}(\tau|\theta) \cdot \varphi_\nu(\hat{\mathcal{D}}_\omega|\theta),\end{aligned}$$

where $v \in \Omega^*$, $\tau \in \Omega$. These operators satisfy the following composition laws

$$\begin{aligned}\hat{\mathcal{E}}_x^{[v,\tau]}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[v',\tau']}[\theta] &= \bar{\varphi}_v^{1/2}(\tau'|\theta) \cdot \varphi_{v'}^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[v \oplus v', \tau \boxplus \tau']}[\theta], \\ \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau,v]}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau',v']}[\theta] &= \varphi_v^{1/2}(\tau'|\theta) \cdot \varphi_{v'}^{1/2}(\tau|\theta) \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau \boxplus \tau', v \oplus v']}[\theta]\end{aligned}$$

and the «commutation» relations:

$$\begin{aligned}\hat{\mathcal{E}}_x^{[v,\tau]}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[v',\tau']}[\theta] &= \bar{\varphi}_v(\tau'|\theta) \cdot \varphi_{v'}(\tau|\theta) \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[v',\tau']}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[v,\tau]}[\theta], \\ \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau,v]}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau',v']}[\theta] &= \varphi_v(\tau'|\theta) \cdot \bar{\varphi}_{v'}(\tau|\theta) \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau',v']}[\theta] \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau,v]}[\theta]\end{aligned}$$

i.e., they form Heisenberg-Weyl hypergroup associated with the generalized classical Fourier transform $\mathcal{CF}$. It is easy to check that

$$\begin{aligned}\mathbf{Tr} \left[\hat{\mathcal{E}}_x^{[v,\tau]}[\theta] \cdot \left(\hat{\mathcal{E}}_x^{[v',\tau']}[\theta] \right)^+ \right] &= \delta(v-v') \delta(\tau-\tau'), \\ \mathbf{Tr} \left[\hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau,v]}[\theta] \cdot \left(\hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau',v']}[\theta] \right)^+ \right] &= \delta(\tau-\tau') \delta(v-v').\end{aligned}\tag{4}$$

For this reason, any quantum signal $\hat{f}$ can be written as follows:

$$\begin{aligned}\hat{f}[\theta] &:= \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{A} \mathbf{w}_\theta[f] \} = \int_{\nu \in \Omega^*} \int_{\tau \in \Omega} \mathbf{A} \mathbf{w}_\theta[f](\nu, \tau) \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[\nu, \tau]}[\theta] d\mu(\nu) d\mu(\tau), \\ \hat{F}[\theta] &:= \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{a} \mathbf{W}_\theta[F] \} = \int_{\nu \in \Omega^*} \int_{\tau \in \Omega} \mathbf{a} \mathbf{W}_\theta[F](\tau, \nu) \cdot \hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau, \nu]}[\theta] d\mu(\tau) d\mu(\nu).\end{aligned}\quad (5)$$

Using (4), one can invert (5) as follows:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} \mathbf{w}_\theta[f](\nu, \tau) &= \mathcal{QF}_x^{-1}[\theta] \{ \hat{f}[\theta] \} = \mathbf{Tr} \left[\hat{f}[\theta] \cdot \left(\hat{\mathcal{E}}_x^{[\nu, \tau]}[\theta] \right)^+ \right], \\ \mathbf{a} \mathbf{W}_\theta[F](\tau, \nu) &= \mathcal{QF}_\omega^{-1}[\theta] \{ \hat{F}[\theta] \} = \mathbf{Tr} \left[\hat{F}[\theta] \cdot \left(\hat{\mathcal{E}}_\omega^{[\tau, \nu]}[\theta] \right)^+ \right].\end{aligned}\quad (6)$$

Transformations (5) and (6) are called the *generalized quantum Fourier transforms*. As example, we investigate quantum Fourier transforms, associated with the classical Fourier transforms on the cyclic group $\mathbf{Z}_p$. Let $\Omega = \Omega^* = \mathbf{Z}_p$ be a finite cyclic group, where p is a prime integer. In this case, classical Fourier transform is ordinary discrete Fourier transform

$$\begin{aligned}\mathcal{CF}_x = [\varepsilon^{x\omega}] &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \varepsilon^1 & \varepsilon^2 & \dots & \varepsilon^{p-1} \\ 1 & \varepsilon^2 & \varepsilon^4 & \dots & \varepsilon^{p-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \varepsilon^{p-1} & \varepsilon^{p-2} & \dots & \varepsilon^1 \end{bmatrix}, \\ M_x^\nu &= \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & \varepsilon^1 & & & \\ & & \varepsilon^2 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & \varepsilon^{p-1} \end{bmatrix}^\nu, \quad T_x^\tau = \begin{bmatrix} & 1 & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & 1 \\ 1 & & & & \end{bmatrix}^\tau\end{aligned}$$

where $\varepsilon = \exp(j2\pi/p)$. Obviously, $\mathcal{E}_x^{[\nu, \nu]} = \varepsilon^{\frac{\nu\tau}{2}} \hat{M}_x^\nu \hat{T}_x^\tau$. According to (5), the map

$$\hat{f} := \mathcal{QF}_x \{ \mathbf{A} \mathbf{w}_\theta[f] \} = \sum_{\nu \in \mathbf{Z}/p} \sum_{\tau \in \mathbf{Z}/p} \mathbf{A} \mathbf{w}[f](\nu, \tau) \cdot \hat{\mathcal{E}}_x^{[\nu, \tau]} =$$

$$= \sum_{v \in \mathbb{Z}/p} \sum_{\tau \in \mathbb{Z}/p} \left(\mathbf{Aw}[f](v, \tau) \varepsilon^{\frac{v\tau}{2}} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \varepsilon^1 & & \\ & & \varepsilon^2 & \\ & & & \ddots \\ & & & & \varepsilon^{p-1} \end{bmatrix}^v \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & 0 & 1 & \\ & & \ddots & \\ & & & 0 & 1 \\ & & & & 0 \end{bmatrix}^v \right)$$

is the *discrete quantum Fourier transform* associated with the classical discrete Fourier transform $\mathcal{CF}_x = [\varepsilon^{x\omega}]$ on the cyclic group $\mathbf{Z}_p$.

3. Generalized quantum convolutions and correlations

Let

$$\hat{f}[\theta] := \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{Aw}_\theta[f] \}, \quad \hat{F}[\theta] := \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{aW}_\theta[F] \}$$

and

$$\hat{g}[\theta] := \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{Aw}_\theta[g] \}, \quad \hat{G}[\theta] := \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{aW}_\theta[G] \}$$

be two pair quantum signals and spectra. We can define the *generalized quantum convolutions* and *correlations* of quantum signals and spectra by

$$\begin{aligned} \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{Aw}_\theta[f] \mathbf{Aw}_\theta[g] \} &= \hat{f}[\theta] \diamond_\theta \hat{g}[\theta], \\ \mathcal{QF}_\omega[\theta] \{ \mathbf{aW}_\theta[F] \mathbf{aW}_\theta[G] \} &= \hat{F}[\theta] \heartsuit_\theta \hat{G}[\theta], \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{QF}_x[\theta] \{ \mathbf{Aw}_\theta[f] \overline{\mathbf{Aw}_\theta[g]} \} &= \hat{f}[\theta] \clubsuit_\theta \hat{g}[\theta], \\ \mathcal{QF}_\omega[\theta] \{ \mathbf{aW}_\theta[F] \overline{\mathbf{aW}_\theta[G]} \} &= \hat{F}[\theta] \spadesuit_\theta \hat{G}[\theta], \end{aligned} \quad (8)$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{Aw}_\theta[f] \mathbf{Aw}_\theta[g] &= \mathcal{QF}_x^{-1}[\theta] \{ \hat{f}[\theta] \diamond_\theta \hat{g}[\theta] \}, \\ \mathbf{aW}_\theta[F] \mathbf{aW}_\theta[G] &= \mathcal{QF}_\omega^{-1}[\theta] \{ \hat{F}[\theta] \heartsuit_\theta \hat{G}[\theta] \}, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Aw}_\theta[f] \overline{\mathbf{Aw}_\theta[g]} &= \mathcal{QF}_x^{-1}[\theta] \{ \hat{f}[\theta] \clubsuit_\theta \hat{g}[\theta] \}, \\ \mathbf{aW}_\theta[F] \overline{\mathbf{aW}_\theta[G]} &= \mathcal{QF}_\omega^{-1}[\theta] \{ \hat{F}[\theta] \spadesuit_\theta \hat{G}[\theta] \}. \end{aligned} \quad (10)$$

For the products of two quantum signals $\hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}[\theta]$ and spectra $\hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}[\theta]$ we have respectively,

$$\begin{aligned}\hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}[\theta] &= \mathcal{QF}_x[\theta] \left\{ \mathbf{Aw}_\theta[f] \# \mathbf{Aw}_\theta[g] \right\}, \\ \hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}[\theta] &= \mathcal{QF}_\omega[\theta] \left\{ \mathbf{aW}_\theta[F] \otimes_\theta \mathbf{aW}_\theta[G] \right\},\end{aligned}\tag{11}$$

where expressions

$$\begin{aligned}& \left(\mathbf{Aw}_\theta[f] \# \mathbf{Aw}_\theta[g] \right)(\omega, x) := \mathcal{QF}_x^{-1}[\theta] \left\{ \hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}[\theta] \right\} = \\ &= \int_{(\nu, \tau)} \mathbf{Aw}_\theta[f](\nu, \tau) \mathbf{Aw}_\theta[g] \left(\omega \ominus_\theta \nu, x \boxminus_\theta \tau \right) \bar{\varphi}_\omega^{1/2}(\tau) \varphi_\nu^{1/2}(x) d\nu d\tau,\end{aligned}\tag{12}$$

$$\begin{aligned}& \left(\mathbf{aW}_\theta[F] \otimes_\theta \mathbf{aW}_\theta[G] \right)(x, \omega) := \mathcal{QF}_\omega^{-1}[\theta] \left\{ \hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}[\theta] \right\} = \\ &= \int_{(\nu, \tau)} \mathbf{aW}_\theta[F](\tau, \nu) \mathbf{aW}_\theta[G] \left(x \boxminus_\theta \tau, \omega \ominus_\theta \nu \right) \bar{\varphi}_\omega^{1/2}(\tau) \varphi_\nu^{1/2}(x) d\nu d\tau\end{aligned}\tag{13}$$

are called the *generalized multiparametrical twisted signal and spectral convolutions*. Analogously, for the products of two quantum signals $\hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}^+[\theta]$ and spectra $\hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}^+[\theta]$ we have respectively,

$$\begin{aligned}\hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}^+[\theta] &= \mathcal{QF}_x[\theta] \left\{ \mathbf{Aw}_\theta[f] \star_\theta \mathbf{Aw}_\theta[g] \right\}, \\ \hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}^+[\theta] &= \mathcal{QF}_\omega[\theta] \left\{ \mathbf{aW}_\theta[F] \star_\theta \mathbf{aW}_\theta[G] \right\},\end{aligned}\tag{14}$$

where expressions

$$\begin{aligned}& \left(\mathbf{Aw}_\theta[f] \star_\theta \mathbf{Aw}_\theta[g] \right)(\nu, \tau) := \mathcal{QF}_x^{-1}[\theta] \left\{ \hat{f}[\theta] \cdot \hat{g}^+[\theta] \right\} = \\ &= \int_{(\nu, \tau)} \mathbf{Aw}_\theta[f](\omega, x) \mathbf{Aw}_\theta[g] \left(\omega \ominus_\theta \nu, x \boxminus_\theta \tau \right) \bar{\varphi}_\omega^{1/2}(\tau) \varphi_\nu^{1/2}(x) d\omega dx,\end{aligned}\tag{15}$$

$$\begin{aligned}& \left(\mathbf{aW}_\theta[F] \star_\theta \mathbf{aW}_\theta[G] \right)(\tau, \nu) := \mathcal{QF}_\omega^{-1}[\theta] \left\{ \hat{F}[\theta] \cdot \hat{G}^+[\theta] \right\} = \\ &= \int_{(\nu, \tau)} \mathbf{aW}_\theta[F](x, \omega) \mathbf{aW}_\theta[G] \left(x \boxminus_\theta \tau, \omega \ominus_\theta \nu \right) \bar{\varphi}_\omega^{1/2}(\tau) \varphi_\nu^{1/2}(x) dx d\omega\end{aligned}\tag{16}$$

are called the *generalized multiparametrical twisted signal and spectral cross-correlations*.

4. Conclusion

The classic Fourier transform generates the true quantum Fourier transform that joins the classic world with the quantum one. The main goal of this part of our work was constructing of the true quantum transforms associated with arbitrary unitary many-parametrical transforms and constructing of the corresponding quantum operational calculus. In this work we developed mathematical interfaces between classical and quantum signal theories, using for this goal a new generalized Weyl's quantization procedure in the form of generalized quantum many-parametrical Fourier transform.

Список литературы

- [1] Weyl H. The Theory of Groups and Quantum Mechanics, Dover, N. Y., 1931, 248 p.

References

- [1] Weyl H. The Theory of Groups and Quantum Mechanics, Dover, N. Y., 1931, 248 p.

Метод пассивной локации на основе принципов «размножения» и кластеризации

Булычев Ю.Г., Тертышников В.Б., Чепель Е.Н.

ВНИИ «Градиент»

Ростов-на-Дону, Российская Федерация

gradient@aanet.ru

Аннотация: Для аномальных условий функционирования развит новый метод оценивания местоположения цели на базе многопозиционной локационной системы. Он является альтернативой известным статистическим методам, традиционно применяемым для решения задач локации в нормальных условиях функционирования системы. Приводятся результаты сравнительного анализа и практические рекомендации по его применению.

Ключевые слова: многопозиционная локационная система, альтернативная локационная система, метод построения единичных и результирующих оценок местоположения цели, метод максимального правдоподобия, расширенный метод максимального правдоподобия.

1. Введение

Существует класс многопозиционных локационных систем (МЛС), которые должны обеспечивать эффективное решение своих целевых задач не только в нормальных, но и аномальных условиях функционирования. Такие условия характеризуются высоким уровнем неопределенности [1-3]: отсутствие достоверных знаний о законах распределения случайных ошибок измерений, пропадание измерений, наличие инструментальных и методических ошибок, появление сбоев и отказов аппаратуры, «деградация» структуры системы, появление помех естественного и искусственного происхождения (например, в условиях конфликта [4-6]) и др. Указанные факторы приводят к тому, что результаты измерений в МЛС, могут допускать наличие не только ожидаемых случайных погрешностей, но и неизвестных аномальных ошибок измерений. То есть, речь идет о появлении недостоверных измерительных каналов, например дальности, азимута, угла места, разности и суммы дальностей.

Попытка обнаружения недостоверных каналов (с последующей компенсацией аномальных ошибок) в рамках классических [7-10] и неклассических [11,12] методов оценивания приводит на практике к хорошо известному эффекту «размазывания» точности, неустойчивости применя-

емых вычислительных процедур, необходимости указания номеров недоверенных каналов и выбора хорошего начального условия для «запуска» соответствующего итерационного алгоритма. Попытка обойти проблему априорной неопределенности (применительно к триангуляционной системе) предпринята в работах [1-3]. Она основана на идее «размножения» единичных оценок параметров движения цели путем построения конечного семейства несовпадающих множеств измерительных каналов. Каждому такому множеству соответствует своя альтернативная локационная система (АЛС). Семейство АЛС порождает множество единичных оценок, которые необходимо каким-то образом использовать при построении результирующей оценки. В работах [1-3] вопрос построения результирующей оценки не получил должного обоснования, поскольку не рассматриваются топологические особенности распределения (в пространстве оцениваемых параметров) единичных оценок, соответствующих сформированному АЛС. Для учета таких особенностей необходимо привлекать процедуры кластерного анализа [14,15,16].

В докладе, опираясь на принципы «размножения» и кластеризации, обсуждается альтернативный метод построения единичных и результирующих оценок местоположения цели, который позволяет обнаруживать недоверенные измерительных каналы, а также корректировать аномальные данные этих каналов с учетом топологических особенностей формируемых единичных оценок.

2. Исследуемая модель

В системе координат XYZ рассматривается МЛС, состоящая из позиций $(P_m, m = \overline{1, M}, M \geq 2)$, положение которых задаётся векторами $\vec{\xi}_m = [x_m, y_m, z_m]^T$, при этом в МЛС могут входить приемные, передающие и приемо-передающие позиции. Истинное положение лоцируемой цели характеризуется векторами $\vec{\lambda} = [x, y, z]^T$ и $\vec{\lambda} = [R, \alpha, \beta]^T$ в декартовой и радиотехнической системах координат соответственно. Здесь R – наклонная дальность, α – азимут и β – угол места. В системе XYZ угол α отсчитывается от оси OX , а угол β от плоскости XOY . На возможные положения цели в пространстве, накладываются ограничения типа: $\vec{\lambda} \in \Lambda = \Lambda_R \times \Lambda_\alpha \times \Lambda_\beta$, где $\Lambda_R = [R_{\min}, R_{\max}]$, $\Lambda_\alpha = [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$ и $\Lambda_\beta = [\beta_{\min}, \beta_{\max}]$. Полагаем, что МЛС характеризуется множеством измерительных каналов

$C = \bigcup_{i=1}^H C_i$, где $H = H(M) \in \{1, 2, \dots\}$. Например, для триангуляционной

МЛС (на каждой позиции которой измеряются азимут и угол места) – $H = 2M$. Считаем также, что на базе МЛС измеряются разнородные параметры $\varphi_r, r = \overline{1, I}$, с каждым из которых связана своя линия или поверхность положения цели. Для придания универсальности разрабатываемому методу (по отношению к МЛС разных типов), нам потребуется обозначение $\varphi_0 = \emptyset$, которое соответствует отсутствию измеряемого параметра (например, для передающей позиции, не участвующей в измерениях).

Каждой Π_m соответствует свой состав измеряемых разнородных параметров $\varphi_{mj} \in \{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_I\}$, $j = \overline{q_m, L_m}$, $q_m \in \{0, 1\}$, где $L_m \geq q_m$ – общее число измеряемых параметров по отношению к Π_m . Частный случай $L_m = 0$ соответствует ситуации, когда $\varphi_{mj} = \varphi_0 = \emptyset$, например, если Π_m является опорной приемной позицией по отношению к другим позициям при реализации разностно–дальномерного метода, или, когда позиция Π_m является только передающей. Далее, относительно всей МЛС, нам требуется сводный вектор $\vec{W} = [\vec{\varphi}_m^T, m = \overline{1, M}]^T$, где $\vec{\varphi}_m = [\varphi_{mj}, j = \overline{q_m, L_m}]^T$. В дальнейшем используется другое представление множества C , а именно

$$C = \bigcup_{m=1}^M C_m, \quad C_m = \bigcup_{j=q_m}^{L_m} C_{mj}, \quad (1)$$

где под C_{mj} понимается j -й измерительный канал Π_m , соответствующий параметру φ_{mj} .

Вот некоторые примеры задания измерительных каналов для Π_m :

$C_m = C_m^\alpha \cup C_m^\beta$ (где $C_{m1} = C_m^\alpha$ – канал азимута, $C_{m2} = C_m^\beta$ – угломестный канал), то есть $L_m = 2$, $q_m = 1$, $\varphi_{m1} = \alpha$ и $\varphi_{m2} = \beta$;
 $C_m = C_m^R \cup C_m^\alpha \cup C_m^\beta$, (где $C_{m3} = C_m^R$ – канал дальности), то есть $L_m = 3$, $q_m = 1$, $\varphi_{m1} = R$, $\varphi_{m2} = \alpha$ и $\varphi_{m3} = \beta$;
 $C_m = C_m^{\Delta R}$, (где $C_{m1} = C_m^{\Delta R}$ – канал измерения разности дальности по отношению к некоторой опорной позиции), то есть $L_m = 1$, $q_m = 1$, $\varphi_{m1} = \Delta R$;

$C_m = \{C_m^{\Delta R_k}, k = \overline{1, M}, k \neq m\}$, $C_{mk} = C_m^{\Delta R_k}$ – аналогичный канал измерения дальности по отношению к Π_k , то есть $L_m = M-1$, $q_m = 1$, $\varphi_{m1} = \Delta R_1, \varphi_{m2} = \Delta R_2, \dots, \varphi_{m, m-1} = \Delta R_{m-1}, \varphi_{m, m+1} = \Delta R_{m+1}, \dots, \varphi_{mM} = \Delta R_M$.

Каждому каналу C_{mj} соответствует измерение

$$\tilde{\varphi}_{mj} = \varphi_{mj} + \Delta\varphi_{mj} = \varphi_{mj} + s_{mj}^0 + s_{mj}^1, \quad (2)$$

где s_{mj}^0 – случайная ошибка, допустимая для данной позиции, при этом $|s_{mj}^0| \leq \varepsilon_{\varphi_{mj}}$, $\varepsilon_{\varphi_{mj}} > 0$, $j = \overline{q_m, L_m}$, s_{mj}^1 – неизвестная ошибка, величина которой зависит от уровня неопределенности относительно условий функционирования МЛС. Критерием аномальности измерения в канале C_{mj} является выполнение условия $|\Delta\varphi_{mj}| > \varepsilon_{\varphi_{mj}}$. Считаем, что общее число каналов МЛС, не содержащих аномальных ошибок и в совокупности образующих наблюдаемую АЛС, должно быть не менее некоторого значения ζ , для которого $|H/2| \leq \zeta \leq H$, где $|\cdot|$ – операция округления чисел в большую сторону.

Применительно к МЛС можно сформировать обобщенный вектор измерений $\tilde{W} = [\tilde{\varphi}_m^T, m = \overline{1, M}]^T$, где $\tilde{\varphi}_m = [\tilde{\varphi}_{mj}, j = \overline{q_m, L_m}]^T$, при этом каждому измерению $\tilde{\varphi}_{mj}$ соответствует некоторая «возмущенная» поверхность (в частном случае линия) положения, которую можно представить соответствующим уравнением. По аналогии с [3] на базе всех «возмущенных» поверхностей сформируем семейство альтернативных локационных систем $\{\overline{АЛС}_1, \overline{АЛС}_2, \dots, \overline{АЛС}_{\overline{N}}\}$, как наблюдаемых, так и ненаблюдаемых. Под $\overline{АЛС}_n$ (где $n \in \{1, 2, \dots, \overline{N}\}$) понимается произвольный набор измерительных каналов из (2), при этом $\overline{АЛС}_n$ и $\overline{АЛС}_m$ не совпадают для всех $n, m \in \{1, 2, \dots, \overline{N}\}$, $n \neq m$. Общее число таких систем $\overline{N} = \sum_{n=1}^H C_H^n$, где C_H^n – число сочетаний из H по n . Из множества $\{\overline{АЛС}_1, \overline{АЛС}_2, \dots, \overline{АЛС}_{\overline{N}}\}$ выделяется множество наблюдаемых альтернативных локационных систем $\{АЛС_{[1]}, АЛС_{[2]}, \dots, АЛС_{[N]}\}$, $АЛС_{[n]} \in \{\overline{АЛС}_1, \overline{АЛС}_2, \dots, \overline{АЛС}_{\overline{N}}\}$,

$n = \overline{1, N}$, $N < \overline{N}$, $N = N(\vec{\xi}, \vec{\lambda}, \vec{W})$, $\vec{\xi} = [\vec{\xi}_m, m = \overline{1, M}]^T$ – обобщенный вектор декартовых координат всех позиций МЛС. Полагается, что $\text{АЛС}_{[k]}$ и $\text{АЛС}_{[l]}$ (где $k, l \in \{1, 2, \dots, N\}$, $k \neq l$) не должны совпадать. Каждой сформированной $\text{АЛС}_{[n]}$ ($n \in \{1, 2, \dots, N\}$) соответствует вектор первичных измерений $\vec{W}_{[n]} = [\tilde{\varphi}_{[n]p}, p = \overline{1, H_{[n]}}]^T$. Здесь $H_{[n]} \leq H$ и $\tilde{\varphi}_{[n]p} \in \{\tilde{\varphi}_{mj}, m = \overline{1, M}, j = \overline{q_m, L_m}\}$. Общая размерность $H_{[n]}$ вектора $\vec{W}_{[n]}$ зависит от числа каналов из множества $\mathbf{C}$, используемых при формировании $\text{АЛС}_{[n]}$:

$$\mathbf{C}_{[n]} = \bigcup_{r=1}^I \mathbf{C}_{[n]}^r, \quad \|\mathbf{C}_{[n]}^r\| = H_{[n]}^r, \quad H_{[n]} = \sum_{r=1}^I H_{[n]}^r. \quad (3)$$

где $\mathbf{C}_{[n]}^r$ – множество каналов, связанных с измерением параметра φ_r , $r \in \overline{1, I}$,

$\|\mathbf{C}_{[n]}^r\|$ – мощность множества $\mathbf{C}_{[n]}^r$, то есть число элементов, входящих в $\mathbf{C}_{[n]}^r$.

Используется предположение о том, что некоторые АЛС из общего семейства $\{\text{АЛС}_{[1]}, \text{АЛС}_{[2]}, \dots, \text{АЛС}_{[N]}\}$ являются нормальными (обозначим их $\{\text{АЛС}_{[1]}^{(0)}, \text{АЛС}_{[2]}^{(0)}, \dots, \text{АЛС}_{[N^{(0)}]}^{(0)}\}$), а остальные аномальными $\{\text{АЛС}_{[1]}^{(1)}, \text{АЛС}_{[2]}^{(1)}, \dots, \text{АЛС}_{[N^{(1)}]}^{(1)}\}$, где $N = N^{(0)} + N^{(1)}$. При формировании нормальных АЛС используются измерительные каналы, не содержащие аномальных ошибок, соответственно при формировании остальных АЛС, помимо нормальных участвуют и аномальные каналы (хотя бы один). Ограничение на число нормальных АЛС является вполне естественным, ибо в противном случае задача определения местоположения цели не имеет удовлетворительного решения.

Для каждого вектора $\vec{W}_{[n]}$ и соответствующей ему $\text{АЛС}_{[n]}$ сформируем оценку местоположения цели $\vec{\lambda}_{[n]}^* = [x_{[n]}^*, y_{[n]}^*, z_{[n]}^*]^T$. Данную оценку можно получить любым известным вариационным методом (с взвешиванием или без взвешивания), например на базе метода наименьших квадра-

тов. Однако реализация данного метода является весьма трудоемкой в вычислительном плане процедурой, которая мало пригодна для МЛС, функционирующих в реальном времени. Для таких систем, вместо прямых измерений (2), можно воспользоваться псевдоизмерениями [17,18], а также соответствующими им поверхностями и линиями положениями, которые приводят к линейному варианту задачи оценивания [1,2,3]. Такой подход позволит также сформировать семейство единичных линейных оценок $\vec{\lambda}_{[n]}^*, n = \overline{1, N}$, и соответствующих им АЛС $_{[n]}, n = \overline{1, N}$. В дальнейшем будем полагать, что для всех сформированных оценок выполняется условие:

вектор: $\vec{\lambda}_{[n]}^* = \left[R_{[n]}^*, \alpha_{[n]}^*, \beta_{[n]}^* \right]^T \in \Lambda = \Lambda_R \times \Lambda_\alpha \times \Lambda_\beta$. Для фиксированной

АЛС $_{[n]}$ и соответствующей ей оценки $\vec{\lambda}_{[n]}^* = \left[x_{[n]}^*, y_{[n]}^*, z_{[n]}^* \right]^T$ по отношению ко всем позициям $\Pi_m \left(m = \overline{1, M} \right)$ строятся так называемые «вторичные» измерения $\varphi_{mj[n]}^*, j = \overline{q_m, L_m}$, для которых проверяется выполнение условий

$$\left| \varphi_{mj[n]}^* - \tilde{\varphi}_{mj} \right| \leq \varepsilon_{\varphi_{mj}}, \quad m = \overline{1, M}, j = \overline{q_m, L_m}. \quad (4)$$

Данные измерения строятся по известным формулам, связывающим координаты $x_{[n]}^*, y_{[n]}^*, z_{[n]}^*$ и $\varphi_{mj[n]}^*, m = \overline{1, M}, j = \overline{q_m, L_m}$. Их можно объединить в

единый вектор «вторичных» измерений $\vec{W}_{[n]}^* = \left[\left(\vec{\varphi}_{m[n]}^* \right)^T, m = \overline{1, M} \right]^T$, где

$\vec{\varphi}_{m[n]}^* = \left[\varphi_{mj[n]}^*, j = \overline{q_m, L_m} \right]^T$. Если для всех сформированных «вторичных»

измерений выполняется менее $|H/2|$ условий (4), то рассматриваемая АЛС $_{[n]}$ отсеивается. Оставшиеся после отсеивания (селекции) АЛС назо-

вём рабочими альтернативными локационными системами (РАЛС $_{[n_i]}$, где $i = \overline{1, N_1}$, $N_1 \leq N$, $n_i \in \{1, 2, \dots, N\}$). Таким РАЛС $_{[n_i]}$ соответствуют

оценки $\vec{\lambda}_{[n_i]}^* = \left[x_{[n_i]}^*, y_{[n_i]}^*, z_{[n_i]}^* \right]^T$ местоположения цели. Следует помнить,

что при формировании таких оценок наряду с нормальными могут участвовать и аномальные измерительные каналы, поскольку еще не решена

задача их обнаружения. Итогом построения РАЛС является отсев «грубых» АЛС и соответствующих им оценок.

Теперь на множестве сформированных единичных оценок $\vec{\lambda}_{[n_i]}^*$, $i = \overline{1, N_1}$, осуществляется операция кластеризации с использованием Q кластеров. Алгоритм кластеризации устанавливает некоторое отображение $f : \{n_1, n_2, \dots, n_{N_1}\} \rightarrow \{1, 2, \dots, Q\}$, которое номерам n_i , сформированным ранее РАЛС $_{[n_i]}$, ставит в соответствие некоторую метку (кластера) $k \in \{1, 2, \dots, Q\}$. В результате этого, семейство номеров $\{n_1, n_2, \dots, n_{N_1}\}$ разбивается на Q непересекающихся множеств-кластеров $\{\mathbb{K}_1, \mathbb{K}_2, \dots, \mathbb{K}_Q\}$, где $\mathbb{K}_k = \{n_{1k}, n_{2k}, \dots, n_{L_k k}\}$, $n_{dk} \in \{n_1, n_2, \dots, n_{N_1}\}$, $d = \overline{1, L_k}$, L_k – число элементов в кластере $\mathbb{K}_k$, где $\mathbb{K}_k \neq \emptyset \forall k = \overline{1, Q}$. При этом $\{n_1, n_2, \dots, n_{N_1}\} = \mathbb{K}_1 \cup \mathbb{K}_2 \cup \dots \cup \mathbb{K}_Q$, где $\mathbb{K}_l \cap \mathbb{K}_r = \emptyset \forall l, r \in \{1, 2, \dots, Q\}, l \neq r$. Для кластеризации применяется иерархический агломеративный алгоритм с евклидовой нормой ($\|\cdot\|_2$) [14,15,16]. При этом для единичных оценок $\vec{\lambda}_{[n_i]}^*$ и $\vec{\lambda}_{[n_j]}^*$ используется евклидово расстояние

$$\rho(\vec{\lambda}_{[n_i]}^*, \vec{\lambda}_{[n_j]}^*) = \|\vec{\lambda}_{[n_i]}^* - \vec{\lambda}_{[n_j]}^*\|_2, \quad i, j \in \{1, 2, \dots, N_1\}, \quad (5)$$

а для двух кластеров $\mathbb{K}_l$ и $\mathbb{K}_r$ расстояние ближнего соседа

$$\rho(\mathbb{K}_l, \mathbb{K}_r) = \min_{w,s} \|\vec{\lambda}_{[w]}^* - \vec{\lambda}_{[s]}^*\|_2, \quad w \in \mathbb{K}_l, s \in \mathbb{K}_r. \quad (6)$$

Согласно данному алгоритму оценки $\vec{\lambda}_{[n_1]}^*, \vec{\lambda}_{[n_2]}^*, \dots, \vec{\lambda}_{[n_{N_1}]}^*$ последовательно (по шагам) объединяются в группы: сначала самые близкие, а затем всё более отдалённые друг от друга. На первом шаге каждая оценка рассматривается как отдельный кластер. Для одноэлементных кластеров $\mathbb{K}_l$ и $\mathbb{K}_r$ естественным образом определяется функция расстояния $\rho(\mathbb{K}_l, \mathbb{K}_r) = \|\vec{\lambda}_{[w]}^* - \vec{\lambda}_{[s]}^*\|_2$, $w \in \mathbb{K}_l, s \in \mathbb{K}_r$. В дальнейшем, на каждом шаге алгоритма происходит объединение двух самых близких кластеров $\mathbb{K}_u$ и $\mathbb{K}_v$, образуя новый кластер $\mathbb{K}_w = \mathbb{K}_u \cup \mathbb{K}_v$. Расстояние от кластера $\mathbb{K}_w$ до

любого другого кластера $\mathbb{K}_s$ вычисляется по расстояниям $\rho(\mathbb{K}_u, \mathbb{K}_v)$, $\rho(\mathbb{K}_u, \mathbb{K}_s)$ и $\rho(\mathbb{K}_v, \mathbb{K}_s)$, которые к этому моменту уже должны быть известны. Каждый кластер $\mathbb{K}_k$ ($k \in \{1, 2, \dots, Q\}$) характеризуется параметрами, которые объединим в вектор $\vec{\varphi}_k^* = [L_k^*, g_k^*, \vec{\xi}_k^*]^T$: L_k^* – количество элементов кластера; $g_k^* = D_k^* / L_k^*$ – «разряженность» кластера; $\vec{\xi}_k^* = \left[\sum_d X_{[n_{dk}]}^* L_k^{-1}, \sum_d Y_{[n_{dk}]}^* L_k^{-1}, \sum_d Z_{[n_{dk}]}^* L_k^{-1} \right]^T$ – центр кластера (где $n_{dk} \in \mathbb{K}_k$). Здесь $D_k^* = \max_{i,j} \left\| \vec{\lambda}_{[n_{ik}]}^* - \vec{\lambda}_{[n_{jk}]}^* \right\|$ – диаметр кластера $\mathbb{K}_k$ (где $i, j = \overline{1, L_k^*}$, $n_{ik}, n_{jk} \in \mathbb{K}_k$). Кластер $\mathbb{K}_k$ по своей топологической структуре может быть сосредоточенным или распределенным, однородным или неоднородным, иметь или не иметь «близких соседей-кластеров». Для учета этих особенностей для каждого кластера $\mathbb{K}_k$ сформируем множество $\Omega_k = \{n_{\Omega_k i}, i = \overline{1, L_{\Omega_k}^*}\}$ (где $n_{\Omega_k i} \in \{n_1, n_2, \dots, n_{N_1}\}$), которое объединяет в себе все метки, соответствующие тем оценкам из множества $\{\vec{\lambda}_{[n_1]}^*, \vec{\lambda}_{[n_2]}^*, \dots, \vec{\lambda}_{[n_{N_1}]}^*\}$, которые наиболее близки к центру $\vec{\xi}_k^*$ кластера $\mathbb{K}_k$. При этом используется следующий критерий близости оценок

$$\left| \varphi_{mj[n_{\Omega_k i}]}^* - \varphi_{mj}^{\vec{\xi}_k^*} \right| \leq \varepsilon_{\varphi_{mj}}, \quad m = \overline{1, M}, j = \overline{q_m, L_m}, \quad (7)$$

где $\varphi_{mj}^{\vec{\xi}_k^*}$ – «вторичные» измерения, соответствующие оценке $\vec{\xi}_k^*$, $\varphi_{mj[n_{\Omega_k i}]}^*$ – «вторичные» измерения, соответствующие РАЛС $_{[n_{\Omega_k i}]}$ и оценке $\vec{\lambda}_{[n_{\Omega_k i}]}^*$. В дальнейшем множество Ω_k будем называть ядром кластера $\mathbb{K}_k$. Основными характеристиками ядра Ω_k являются: количество входящих в него элементов $L_{\Omega_k}^* \geq 1$, его разреженность $g_{\Omega_k}^*$ и центр

$$\vec{I}_{\Omega_k}^* = \left[\sum_i X_{[n_{\Omega_k i}]}^* (L_{\Omega_k}^*)^{-1}, \sum_i Y_{[n_{\Omega_k i}]}^* (L_{\Omega_k}^*)^{-1}, \sum_i Z_{[n_{\Omega_k i}]}^* (L_{\Omega_k}^*)^{-1} \right]^T, \quad n_{\Omega_k i} \in \Omega_k. \text{ Та-}$$

ким образом, в пространстве сформирована некоторая окрестность O_{Ω_k} (с центром в точке $\bar{I}_{\Omega_k}^*$), которую можно назвать доверительной пространственной областью ядра Ω_k , соответствующего кластеру $\mathbb{K}_k$. Каждому ядру Ω_k можно поставить в соответствие множество измерительных каналов $C_k = \{C_{kj}, j=1, 2, \dots, H_k\}$, где $C_{ki} \in C = \bigcup_{i=1}^H C_i$ – множество каналов, использованных при построении ядра Ω_k , при этом $H_k \leq H$.

Далее для каждого ядра Ω_k определяем множества условно достоверных ($C_k^0 \subseteq C$) и условно недостоверных ($C_k^1 \subseteq C$) измерительных каналов, где

$$C_k^0 \cap C_k^1 = \emptyset, C_k^0 \cup C_k^1 = C, \|C_k^0\| + \|C_k^1\| = \|C\| = H. \quad (8)$$

При этом для элементов множества C_k^0 справедливы следующие неравенства:

$$\left| \varphi_{mj}^{\bar{I}_{\Omega_k}^*} - \tilde{\varphi}_{mj} \right| \leq \varepsilon_{\varphi_{mj}}, \quad m = \overline{1, M}, j = \overline{q_m, L_m}, \quad (9)$$

где $\varphi_{mj}^{\bar{I}_{\Omega_k}^*}$ – «вторичные» измерения относительно центра ядра Ω_k (точка $\bar{I}_{\Omega_k}^*$). Соответственно для элементов множества C_k^1 хотя бы одно из неравенств, входящих в (9), не выполняется.

Возможны следующие варианты, которые влияют на обработку измерений в рамках развиваемого метода: *Вариант 1.* $\|C_k^1\| \neq 0 \forall k = \overline{1, Q}$, то есть у каждого ядра Ω_k есть условно недостоверные измерительные каналы; *Вариант 2.* Существует семейство ядер $\{\Omega_i^*, i = \overline{1, Q^*}\}$ (где $\Omega_i^* \in \{\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q\}$, $Q^* \leq Q$), у которых отсутствуют недостоверные каналы.

В случае *варианта 1* выбираем в качестве приоритетного такое ядро $\Omega^* \in \{\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_Q\}$, для которого количество достоверных измерительных каналов $(C^0)^*$ максимально, то есть получаем решение

$\|(\mathbf{C}^0)^*\| = \max_k \|(\mathbf{C}_k^0)^*\|$, $k = \overline{1, Q}$. Следует отметить, что это решение может быть не единственным. В этом случае выбор оптимального ядра $\mathbf{\Omega}_{opt}^*$ из множества приоритетных ядер осуществляется с использованием принципа ранжирования: при сопоставимом количестве элементов двух приоритетных ядер, предпочтение отдается наиболее плотному ядру. Далее производим коррекцию измерений недостоверных каналов $(\mathbf{C}^1)^*$, используя достоверные каналы $(\mathbf{C}^0)^*$. Под коррекцией понимается вычисление оценки местоположения цели $\vec{\xi}^*((\mathbf{C}^0)^*)$ с использованием показаний $(\mathbf{C}^0)^*$ и замена показаний недостоверных каналов $(\mathbf{C}^1)^*$ «вторичными» измерениями, соответствующими оценке $\vec{\xi}^*((\mathbf{C}^0)^*)$. С учетом этого вместо исходного вектора $\vec{W}$ можно сформировать скорректированный вектор $\vec{W}^*$. Опыт применения развиваемого метода, а также результаты приводимого ниже численного примера, показывают возможность повышения точности оценивания на основе повторного применения описанных процедур к скорректированному вектору измерений $\vec{W}^*$. То есть, речь идет о второй «прогонке» данного метода.

В случае *варианта 2* приоритетное ядро $\mathbf{\Omega}^*$ теперь выбирается из множества $\{\mathbf{\Omega}_i^*, i = \overline{1, Q}\}$ (в этом случае $\|(\mathbf{C}^0)^*\| = H$) с учетом принципа ранжирования.

Соотношения (1)-(9) составляют математическую основу развитого метода для МЛС произвольного типа с использованием или без использования экспертных оценок. В первом случае предполагается участие одного или группы операторов (экспертов), которые могут влиять на обоснование и выбор основных параметров развитого подхода.

3. Проверка метода на практике

Рассматривается триангуляционная система с учетом общих исходных данных: $M = 5$, $I = 2$, $\mathbf{C}_m = C_m^\alpha \cup C_m^\beta$, $Q = 7$, $H = 10$, $\Pi_0 = (0, 0, 0)$, $\Pi_m = \left(\frac{2\pi m}{4}, 10000, 0 \right)$, $q_m = 1$, $L_m = 2$, $m = \overline{1, 4}$,

$$\varphi_1 = \alpha, \varphi_2 = \beta, \quad \vec{s}_\alpha = [0, 0, 0, 0, -11^\circ]^\top, \quad |s_{m1}^0| = |s_{\alpha_m}^0| \leq \varepsilon_{\alpha_m} = \varepsilon_\alpha = 1.5^\circ,$$

$$\vec{s}_\beta = [0, 0, 9^\circ, 0, 0]^\top \quad \tilde{\varphi}_{m1} = \varphi_{m1} + \Delta\varphi_{m1} = \varphi_{m1} + s_{m1}^0 + s_{m1}^1 = \alpha_m + s_{\alpha_m}^0 + s_{\alpha_m}^1,$$

$$\varsigma = 8 \quad \tilde{\varphi}_{m2} = \varphi_{m2} + \Delta\varphi_{m2} = \varphi_{m2} + s_{m2}^0 + s_{m2}^1 = \alpha_m + s_{\beta_m}^0 + s_{\beta_m}^1.$$

$|s_{m2}^0| = |s_{\beta_m}^0| \leq \varepsilon_{\beta_m} = \varepsilon_\beta = 3^\circ$. Положение приемных позиций и цели указано в цилиндрической системе координат (φ, ρ, z) , где φ дается в градусах, ρ и z в метрах. Общее число $\overline{\text{АЛС}}_n, n=1, \overline{N}$, равно $\overline{N} = \sum_{n=1}^{10} C_{10}^n = 1023$.

Для выделения из множества $\{\overline{\text{АЛС}}_1, \overline{\text{АЛС}}_2, \dots, \overline{\text{АЛС}}_{1023}\}$ только наблюдаемых АЛС полагаем, что в данной триангуляционной системе минимальные условия наблюдаемости обеспечиваются при наличии трех поверхностей положения, соответствующих двум азимутам и одному углу места.

Тогда $N = \left(\sum_{n=2}^5 C_M^n \right) \left(\sum_{n=1}^5 C_M^n \right) = 806$, и, следовательно, имеем семейство

$\{\text{АЛС}_{[1]}, \text{АЛС}_{[2]}, \dots, \text{АЛС}_{[806]}\}$ наблюдаемых АЛС. Сводные результаты

первой «прогонки» на исходных измерениях приведены в табл. 1, при этом использовались следующие частные исходные данные: $\vec{\lambda} = [43^\circ, 50 \cdot 10^3, 3 \cdot 10^3]^\top$,

$$\vec{s}_\alpha^0 = [s_{\alpha_m}^0, m=1, 5]^\top = [0.44^\circ, 0.16^\circ, -0.39^\circ, -0.90^\circ, 0.92^\circ]^\top,$$

$$\vec{s}_\beta^0 = [s_{\beta_m}^0, m=1, 5]^\top = [-0.60^\circ, 0.10^\circ, 0.56^\circ, 0.11^\circ, 0.90^\circ]^\top,$$

$$\vec{W} = [33.82^\circ, 36.37^\circ, 49.94^\circ, 51.17^\circ, 32.92^\circ, 3.31^\circ, 3.07^\circ, 12.56^\circ, 4.08^\circ, 2.52^\circ]^\top.$$

Табл. 1

k	L_k^*	g_k^*	$\rho(\vec{\xi}_k^*, \vec{\lambda})$	$\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda})$	$\mathbf{K}_k^{1\alpha}$	$\mathbf{K}_k^{1\beta}$	$\ \mathbf{K}_k^1\ $
1	8	59	1051	254	{5}	{3}	2
2	77	7	1844	908	{5}	{3}	2
3	8	33	14800	14692	{1,2,4}	{3}	4
4	3	3	9697	9271	{1,2,4,5}	{3}	5

k	L_k^*	g_k^*	$\rho(\vec{\xi}_k^*, \vec{\lambda})$	$\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda})$	$\mathbf{K}_k^{1\alpha}$	$\mathbf{K}_k^{1\beta}$	$\ \mathbf{K}_k^1\ $
5	4	81	29862	29835	{1,2,3,4,5}	{ $\emptyset$ }	5
6	2	427	26044	26044	{1,2,5}	{3}	4
7	5	175	93634	93634	{1,2,5}	{3}	4

Из табл.1 видно, что общее количество оценок, участвующих в кластеризации, $N_1 = 402$ (что соответствует общему числу РАЛС), то есть это те оценки из $N = 806$ потенциально возможных (соответствующих наблюдаемым АЛС), которые прошли отсев (селекцию). Были выбраны приоритетные ядра $\mathbf{\Omega}^* = \{\mathbf{\Omega}_1, \mathbf{\Omega}_2\}$ и ранжированием (по параметру L_k^*) осуществлен отбор оптимального ядра $\mathbf{\Omega}_{opt}^* = \{\mathbf{\Omega}_2\}$. Далее для ядра $\mathbf{\Omega}_{opt}^*$ были правильно обнаружены недостоверные измерительные каналы $(\mathbf{C}_\alpha^1)^* = \{5\}$ и $(\mathbf{C}_\beta^1)^* = \{3\}$, что соответствует аномальным ошибкам пеленгования, фигурирующим в исходных данных. Затем на основе измерений достоверных каналов $(\mathbf{C}_\alpha^0)^* = \{1, 2, 3, 4\}$ и $(\mathbf{C}_\beta^0)^* = \{1, 2, 4, 5\}$ осуществлялась коррекция измерений недостоверных каналов $(\mathbf{C}_\alpha^1)^* = \{5\}$ и $(\mathbf{C}_\beta^1)^* = \{3\}$. Сводные результаты работы развитого подхода на скорректированных измерениях (вторая «прогонка») представлены в табл.2.

Табл. 2

k	L_k^*	g_k^*	$\rho(\vec{\xi}_k^*, \vec{\lambda})$	$\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda})$	$\mathbf{K}_k^{1\alpha}$	$\mathbf{K}_k^{1\beta}$	$\ \mathbf{K}_k^1\ $
1	5	61	3138	870	{ $\emptyset$ }	{ $\emptyset$ }	0
2	70	7	421	412	{ $\emptyset$ }	{ $\emptyset$ }	0
3	1	0	85025	92431	{1,2,5}	{ $\emptyset$ }	3
4	6	812	93665	92431	{1,2,5}	{ $\emptyset$ }	3

k	L_k^*	g_k^*	$\rho(\vec{\xi}_k^*, \vec{\lambda})$	$\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda})$	$\mathbf{K}_k^{1\alpha}$	$\mathbf{K}_k^{1\beta}$	$\ \mathbf{K}_k^1\ $
5	5	542	23132	23132	{1,2,5}	{ $\emptyset$ }	3
6	1	0	44807	44807	{1,2,5}	{ $\emptyset$ }	3
7	2	15	24581	24581	{1,2,3,4,5}	{ $\emptyset$ }	5

Сравнение табл. 1 и табл. 2 показывает, что в результате второй «прогонки» (на скорректированных измерениях) произошло существенное увеличение количества оценок, прошедших отсеив (теперь их $N_1 = 800$), при том же самом количестве наблюдаемых АЛС $N = 806$. В результате второй «прогонки» также построено оптимальное ядро $\Omega_{opt}^* = \{\Omega_2\}$, однако существенно повысилась точность оценивания местоположения цели: при работе развитого подхода на первичных измерениях (первая «прогонка») имели невязку $\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda}) = 980$, а при работе на скорректированных измерениях (вторая «прогонка») - $\rho(\vec{I}_{\Omega_k}^*, \vec{\lambda}) = 412$. Необходимость проведения второй «прогонки» на скорректированных измерениях продемонстрирована на рис.1 и рис.2, где приведены ошибки оценивания с учетом одной и двух «прогонок» для случая $\vec{\lambda} = [\varphi^\circ, \rho, 3 \cdot 10^3]^\top$, $\varphi \in \{3 + 10 \cdot i, i = \overline{0, 35}\}$, $\rho = 50 \cdot 10^3$ (рис.1) и $\rho = 350 \cdot 10^3$ (рис.2).

Усреднение оценок производилось по 100 измерениям текущего положения цели с независимой шумовой составляющей. При этом ошибки S_α^{-0} и S_β^{-0} полагались распределенными по нормальному закону с СКО 0.5° и 1° соответственно. Из рис.1 следует, что на малых дальностях повторная «прогонка» на скорректированных измерениях весьма эффективна. В свою очередь, с увеличением дальности (см. рис.2) эффект от такой «прогонки» снижается, что необходимо учитывать в реальных условиях функционирования триангуляционной локационной системы.

Для сравнительного анализа, местоположение цели оценивали ещё двумя методами: ММП (метод максимального правдоподобия) и РММП (расширенный ММП). Для РММП неизвестные аномальные ошибки из-

мерений включались в вектор оцениваемых параметров, при этом полагалось, что номера каналов с аномальными ошибками известны, а неизвестны лишь значения соответствующих аномальных ошибок. Зависимость ошибки оценивания (выраженной в процентах от дальности) для разработанного подхода и ММП с использованием измерений (в том числе и аномальных) всех позиций приведена на рис.3 для случая $\varphi = 30^\circ$, $\rho \in \{50, 100, 150, 200, 250, 300, 350\} \cdot 10^3$.

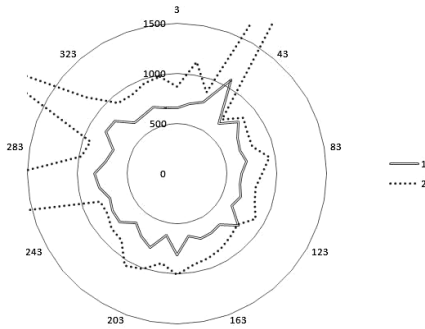


Рис. 1.

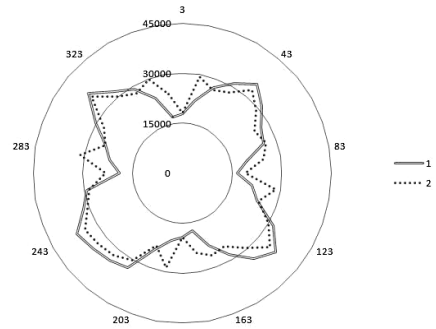


Рис. 2.

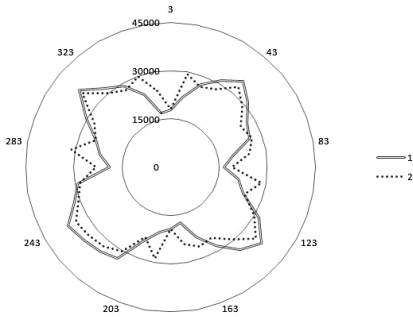


Рис. 3.

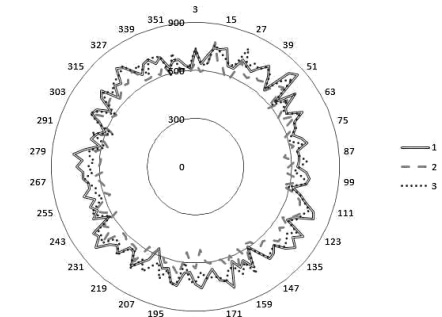


Рис. 4.

Из рисунка видно, что оценка ММП является некорректной, следовательно, при анализе ММП необходимо исключать из рассмотрения позиции, у которых хотя бы один измерительный канал (азимута или угла места) является аномальным (в нашем примере это позиции Π_1, Π_2 и Π_4). Более корректное сравнение разработанного подхода с ММП и РММП производилось для различных значений $\varphi \in \{3 \cdot i, i = \overline{1, 120}\}$, $\rho \in \{50, 100, 150, 200, 250, 300, 350\} \cdot 10^3$ и $z = 3 \cdot 10^3$. Усреднение оценок

производилось по 100 измерениям текущего положения цели с независимой шумовой составляющей. При этом ошибки $\overset{-0}{S}_\alpha$ и $\overset{-0}{S}_\beta$ распределены по нормальному закону с СКО 0.5° и 1° соответственно. Зависимость усредненной ошибки (в метрах) местоположения цели от φ для сравниваемых подходов при $\rho = 50 \cdot 10^3$ и отсутствии аномальных измерений приведена на рис.4.

Видим, что в нормальных условиях функционирования триангуляционной системы все три подхода сравнимы по точности. Ситуация кардинально меняется, если система функционирует в аномальных условиях (см. рис.5 для $\rho = 200 \cdot 10^3$; ошибка приведена в километрах).

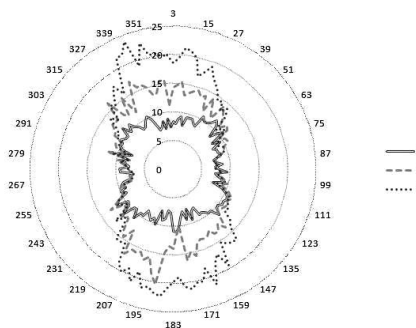


Рис. 5.

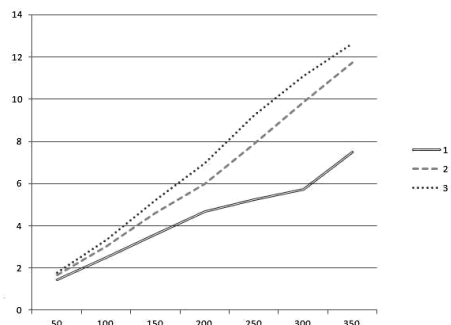


Рис. 6.

Видим, что только разработанный подход обеспечивает построение надежной оценки местоположения для всех направлений визирования цели (с учётом φ). Для выявления интегральной (без учёта φ) зависимости ошибки местоположения от расстояния (ρ) до цели была рассчитана усредненная по всем φ оценка местоположения цели (см. рис. 6), выраженная в процентах от истинной дальности.

Анализ данного рисунка также демонстрирует эффективность нового подхода в аномальных условиях функционирования триангуляционной системы, при этом положительный эффект хорошо проявляется (по сравнению с ММП и РММП) при увеличении дальности до цели.

Список литературы

[1] Булычев Ю.Г., Бурлай И.В., Манин А.П., Крицкий Я.В. Вариационно-селективный метод оценивания координат местоположения объекта в угломерной системе // Изв. РАН. ТиСУ. 2001. № 4. С. 161-167.

- [2] Булычев Ю.Г., Бурлай И.В. Пеленгация в условиях априорной неопределенности // Изв. РАН. ТиСУ. 2002. № 5. С. 46-51.
- [3] Булычев Ю.Г., Головской В.А. Обработка измерений угломерных систем в условиях априорной неопределенности в регуляризированной постановке // РЭ. 2010. Т. 55. №1. С. 71-77.
- [4] Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008.
- [5] Радзиевский А.Г., Сирота А.А. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. М.: ИПРЖР, 2001.
- [6] Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001.
- [7] Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов.радио, 1978.
- [8] Гильбо Е.Н., Челпанов И.Б. Обработка сигналов на основе упорядоченного выбора. М.: Сов. Радио, 1975.
- [9] Мудров В.И., Кушко В.П. Методы обработки измерений: квазиправдоподобные оценки. М.: Радиосвязь, 1983.
- [10] Лоусон Ч., Хенсон Р. Численное решение задач метода наименьших квадратов. М.: Наука, 1986.
- [11] Булычев Ю.Г., Манин А.П. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 2000.
- [12] Булычев Ю.Г., Булычев В.Ю., Ивакина С.С., и др. Обоснование методов оптимального оценивания параметров движения цели в триангуляционной измерительной системе // Изв. РАН. ТиСУ. 2015. №4. С. 94-110.
- [13] Булычев Ю.Г., Насенков И.Г., Ивакина С.С. Обоснование возможности комбинированного применения угломерного и угломерно-мощностного методов пассивной локации // Радиотехника. 2015. № 3. С. 128-136.
- [14] Мандель И. Д. Кластерный анализ. М.: Финансы и Статистика, 1988.
- [15] Уиллиамс У. Т., Ланс Д. Н. Методы иерархической классификации // Статистические методы для ЭВМ / Под ред. М. Б. Малютова. М.: Наука, 1986.
- [16] Lance G. N., Willams W. T. A general theory of classification sorting strategies. 1.hierarchicalsystems // Comp. J. 1967. no. 9. Pp. 373-380.
- [17] Lin, X., Kirubarajan, T., Bar-Shalom, Y., and Maskell, S., Comparison of EKF, Pseudomeasurement and Particle Filters for a Bearing-only Target Tracking Problem, in *Proc. SPIE-Int. Soc. Optic. Eng.*, 2002, vol. 4728, pp. 240-250
- [18] B. M. Miller, K.V. Stepanyan, A. B. Miller, K. V. Andreev. and S. N. Khoroshenkikh. Optimal filter selection for UAV trajectory control problems. Proceedings of the 37-th Conference on Information Technology and Systems – 2013. Conference for Young Scientists and Engineers. IITP RAS, 1-6 September 2013, Kaliningrad, Russia. 2013, pp. 327-333.

Обнаружение и разрешение сигналов на основе математического аппарата маскировочно-перестановочных преобразований

Булычев Ю.Г., Тертышников В.Б.

ВНИИ «Градиент»

Ростов-на-Дону, Российская Федерация

gradient@aanet.ru

Аннотация: Предложен оригинальный подход к построению модифицированных корреляторов с улучшенными характеристиками, основанный на маскировочно-перестановочных преобразованиях фрагментов входного наблюдения и опорного сигнала, а также новом алгоритме корреляционных вычислений. Показано, что даже при узкополосном полезном сигнале такие корреляторы обладают выходным эффектом «сжатия», характерным для широкополосных сигналов.

Ключевые слова: информационно-измерительные системы, спектрально-корреляционные свойства, алгоритм корреляционных вычислений.

1. Введение

В настоящее время в существующих информационно-измерительных системах (ИИС) используются как простые, так и сложные сигналы (например, широкополосные и сверхширокополосные [1-13]). Достоинством простых сигналов является относительная простота их генерирования, передачи и оптимальной обработки. Однако при ограничениях на пиковую мощность затруднительно одновременное повышение точности, разрешающей способности (например, по дальности [9]) и увеличение энергии сигнала. Указанная трудность устраняется при использовании сложных сигналов и их временного сжатия в соответствующих корреляторах или согласованных фильтрах [9], но за счет существенного усложнения устройств генерирования и оптимальной обработки. Например, в работе [11] высказана идея перестановок спектральных составляющих сигнала для кодирования в связи и для повышения разрешающей способности по дальности и доплеровской частоте в радиолокации (на основе сигналов с частотно-временным кодированием). Дальнейшее развитие эта идея получила в серии работ А. А. Манукьяна (например, [12,13]), в которых описаны алгоритмы формирования и обработки сложных сигналов с заданными спектрально-корреляционными свойствами, основанные на теоремах теории чисел.

Возникает вопрос, а нельзя ли используя полезные узкополосные (простые) сигналы, то есть, не прибегая к сложным алгоритмам и устройствам синтеза и генерации, добиться только за счет оптимальной обработки входного наблюдения эффекта «сжатия», который характерен для широкополосных (сложных) сигналов. То есть, в отличие от указанных работ [1-13], в которых основной акцент приходится именно на формирование сложных сигналов с заданными спектрально-корреляционными свойствами, сделать акцент на создание оптимального алгоритма обработки входного наблюдения с достижением указанного эффекта «сжатия» независимо от полосы частот, занимаемой полезным сигналом.

Для построения такого алгоритма в настоящей статье используются перестановки фрагментов входного наблюдения и опорного полезного сигнала на соответствующем временном интервале. Разрозненные результаты по использованию простейших перестановок встречались также в ряде теоретических и прикладных работ (например, [14-22]), посвященных решению целевых задач, связанных с маскированием сигналов, формированием искусственных широкополосных помех на базе принятых реализаций при радиоэлектронном подавлении и др. В предлагаемой работе исследованы спектрально-корреляционные свойства образов этих перестановочных преобразований. С использованием данных преобразований построен новый алгоритм корреляционных вычислений для модифицированного коррелятора, обеспечивающий эффект «сжатия» сигналов с произвольной полосой частот. Показано, что при таком алгоритме существенно меняется структура традиционного коррелятора, наследуются все преимущества, свойственные как простым, так и сложным сигналам, при этом используемые в алгоритме перестановочные преобразования не приводят к усилению входных шумов в ходе обработки наблюдений.

2. Исследуемая модель

Пусть дан отрезок $[a, b] \subset \mathbf{R}^1$, на котором вводится равномерная сетка узлов $\{t_i\}_{i=0}^N$, $t_{i+1} > t_i$, $\delta = t_{i+1} - t_i$, $t_0 = a$, $t_N = b$. Параметры сетки (объем $N+1$ и шаг δ) фиксированы. С каждым узлом (кроме узла t_N) связан локальный отрезок $\varepsilon_i = [t_i, t_i + \delta]$, $i \in \overline{0, N-1}$, при этом $\varepsilon_0 \cup \varepsilon_1 \cup \dots \cup \varepsilon_{N-1} = [a, b]$. Условие равномерности данной сетки принято для упрощения и большей наглядности приводимых ниже преобразований. Эти преобразования реализуются и на неравномерной сетке.

При рассмотрении преобразований ограничимся достаточными для большинства практических приложений функциональными пространствами: $\mathbf{D}^1 = \mathbf{D}^1[a, b]$ – состоит из кусочно-гладких сигналов $s = s(t)$, удовлетворяющих условиям Дирихле [5]; $\mathbf{D}^2 = \mathbf{D}^2[a, b]$ – состоит из дискретных сигналов $s = s(t)$, заданных своими отсчетами $s(\tilde{t}_j)$, $j = \overline{0, J}$, $\tilde{t}_j \in [a, b]$. В общем случае сетки $\{t_i\}_{i=0}^N$ и $\{\tilde{t}_j\}_{j=0}^J$ никак не связаны (вторая сетка может быть неравномерной). В дальнейшем, когда утверждения одновременно относятся к $\mathbf{D}^1$ и $\mathbf{D}^2$, используем единое обозначение $\mathbf{D}$ для пространства сигналов, которые будем называть *порождающими сигналами* (ПС). Пространство $\mathbf{D}$ является нормированным, поэтому каждому ПС ставится в соответствие его норма $\|s\|$. Надо учитывать, что вычисление этой нормы в $\mathbf{D}^1$ и $\mathbf{D}^2$ имеет свои особенности [23].

Для ПС $s \in \mathbf{D}$ воспользуемся представлением

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_{\mu i}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i(t) s(t), \quad (1)$$

где $\mu_i(t) = \mathbf{1}(t - t_i) - \mathbf{1}(t - t_{i+1}) \equiv 0 \quad \forall \quad t \notin [t_i, t_{i+1}]$, $\mathbf{1}(x)$ – функция Хевисайда, доопределенная в точке $t = 0$ следующим образом: $\mathbf{1}(0) = 1$. Каждая функция $\mu_i(t)$ («индикатор i -го отрезка») задает *локальный прямоугольный импульс* единичной амплитуды на отрезке $\varepsilon_i = [t_i, t_i + \delta]$, соответственно $s_{\mu i}(t) = \mu_i(t) s(t)$ будем рассматривать как соответствующий *локальный фрагмент* исходного ПС s . Можно рассматривать более узкий класс ПС $s \in \mathbf{D} \subset \mathbf{D}$, для которых $s_{\mu i}(t) \not\equiv s_{\mu j}(t) \quad \forall \quad i, j \in \overline{0, N-1}, \quad i \neq j$.

Далее будем использовать составной индекс $i_n \in \overline{0, N-1}$, где $i \in \overline{0, N-1}$ (i указывает номер отрезка ε_i), $n \in \overline{0, N-1}$ (n указывает номер соответствующего преобразования и отвечающего ему оператора). Для построения всех возможных преобразований и операторов введем вначале n -е отображение $\chi^n: \Gamma^0 \rightarrow \Gamma^n$ упорядоченного множества

$\Gamma^0 = \{0, 1, \dots, N-1\}$ в упорядоченное множество $\Gamma^n = \{0_n, 1_n, \dots, i_n, \dots, j_n, \dots, (N-1)_n\}$, где $i_n, j_n \in \overline{0, N-1}$, $i_n \neq j_n$. При этом $\Gamma^n \neq \Gamma^0 \quad \forall n \neq l, n, l \in \overline{0, N-1}$. Очевидно, что максимально возможное число всех отображений равно $N!$.

Итак, пусть задан некоторый ПС $s \in D$. Под n -м *перестановочным оператором* (ПО) $B^n: s \rightarrow \eta_s^n$, соответствующим сетке $\{t_i\}_{i=0}^N$ и отображению $\chi^n: \Gamma^0 \rightarrow \Gamma^n$, будем понимать такой оператор, который любому ПС $s(t)$ (где $t \in [a, b]$) ставит в однозначное соответствие новую функцию – образ $\eta_s^n(t) \in D$ в соответствии с правилом

$$\eta_s^n(t) = B^n\{s\} = \sum_{i=0}^{N-1} s_{\mu i} \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right] = \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i(t) s \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right], \quad (2)$$

где $t_{i_n} \in \{t_0, t_1, \dots, t_{N-1}\}$. Сетку $\{t_i\}_{i=0}^N$, которая является основой для вводимых преобразований, будем называть *сеткой перестановок*. Правило (2) задает так называемое *перестановочное преобразование* (ПП), соответствующее ПО B^n . Смысл ПП (2) состоит в том, что фрагменты $s_{\mu 0}(t), s_{\mu 1}(t), \dots, s_{\mu, N-1}(t)$ сигнала $s(t)$, соответствующие отрезкам $\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{N-1}$, переставляются на отрезке $[a, b]$ согласно отображению χ^n . При этом максимально возможное число несовпадающих перестановок равно $N!$ (с учетом тождественной перестановки, соответствующей $\chi^0: \Gamma^0 \rightarrow \Gamma^0$). Более общим по сравнению с (2) является перестановочно-маскировочное преобразование (ПМП)

$$\eta_s^{a_n}(t) = B^{a_n}\{s\} = \sum_{i=0}^{N-1} a_{i_n} s_{\mu i} \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right] = \sum_{i=0}^{N-1} a_{i_n} \mu_i(t) s \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right], \quad (3)$$

где $\mathbf{a}_n = \left[a_{i_n}, i = \overline{0, N-1} \right]^T$ – вектор-столбец заданных весовых коэффициентов $a_{i_n} \in \mathbb{R}^1$.

В ряде научно-технических приложений вектор $\mathbf{a}_n$ называется маской или маскирующим сигналом, например в задачах, связанных с кодированием сообщений [20-25].

В случае (3) фрагменты сигнала s переставляются на отрезке $[a, b]$ с соответствующим весом. В частном случае $a_{i_n} = a_n \forall i = \overline{0, N-1}, n = \overline{0, N!-1}$, то есть веса зависят только от номера n отображения χ^n . Например, при $a_i = 1 \forall i = \overline{0, N-1}$ приходим к простейшему ПП (2). Для случая, когда $a_{i_n} \in \{-1, +1\}$ получаем знакопеременное ПМП

$$\eta_s^{a_n}(t) = B^{a_n} \{s\} = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{i_n} s_{\mu i} \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right] = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{i_n} \mu_i(t) s \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right], \quad (4)$$

где $\mathbf{a}_n = \left[(-1)^{i_n}, i = \overline{0, N-1} \right]^T$. В самом общем случае можно сформировать суммарное ПМП, соответствующее всем возможным отображениям $\chi^n, n = \overline{0, N!-1}$:

$$\eta_s^A(t) = B^A \{s\} = \sum_{n=0}^{N!-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{i_n} s_{\mu i} \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right] = \sum_{n=0}^{N!-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{i_n} \mu_i(t) s \left[t + (t_{i_n} - t_i) \right], \quad (5)$$

где $\mathbf{A} = \left[a_{i_n}, i = \overline{0, N-1}, j = \overline{0, N!} \right]$ - весовая матрица. Для практики наиболее важен случай, когда $i_0 = i, i_1 = i+1, a_{i_0} = -1, a_{i_1} = +1, a_{i_n} = 0 \forall n = \overline{2, N!-1}$.

Рассмотрим симметричный отрезок $[-1, 1]$, на котором вводится равномерная сетка перестановок $\{t_i\}_{i=0}^5$, где $t_0 = -1$ и $t_4 = 1, \delta = 1$,

$N = 4$. На данном отрезке зададим ПС: $s = \begin{cases} 1 - |t|, & t \in [-1, 1], \\ 0, & t \in (-\infty, -1) \cup (1, \infty) \end{cases}$. За-

номеруем интервалы сетки и сформируем исходное упорядоченное множество $\Gamma^0 = \{0, 1, 2, 3\}$. Поскольку $N! = 24$, то отображение $\chi^n: \Gamma^0 \rightarrow \Gamma^n$ позволяет получить все попарно несовпадающие упорядоченные множества Γ^n (где $n = \overline{0, N!-1} = \overline{0, 23}$). Данным множествам соответствуют ПО $\{\mathbf{B}^n\}_{n=0}^{23}$ и их образы $\{\eta_s^n\}_{n=0}^{23}$. Для ПС s некоторые образы $\{\eta_s^n\}_{n=0}^{23}$, соответствующие (3), изображены на рис. 1.

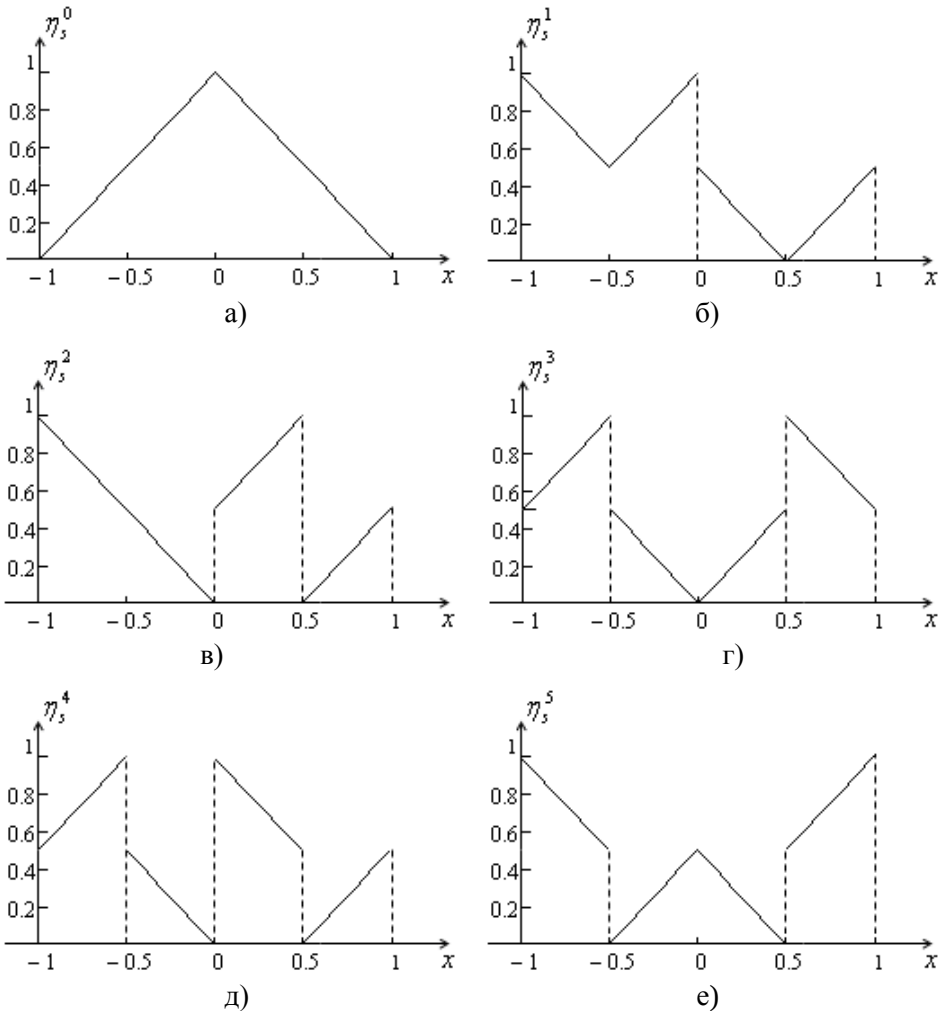


Рис. 1. Образы порождающего сигнала S , соответствующие перестановкам:

а) $\Gamma^0 = \{0, 1, 2, 3\}$, б) $\Gamma^1 = \{2, 1, 3, 0\}$, в) $\Gamma^2 = \{2, 3, 1, 0\}$, г) $\Gamma^3 = \{1, 3, 0, 2\}$,

д) $\Gamma^4 = \{1, 3, 2, 0\}$, е) $\Gamma^5 = \{2, 0, 3, 1\}$

Как следует из рис. 1 даже для простейших ПС и малоразмерной сетки перестановок ($N+1=4$) все нетривиальные образы $\eta_s^1, \eta_s^2, \dots, \eta_s^5$ (исключая тривиальный образ $\eta_s^0 = s$) имеют достаточно сложный вид.

Зная любую из числовых комбинаций Γ^n (где $n \in \{1, 2, \dots, 5\}$, Γ^0 не рассматривается) можно однозначно восстановить исходный ПС.

Пусть задан ПС $s \in \mathbf{D}^1$. Допустим, что построены образы η_s^n , $n = \overline{0, N!-1}$ операторов $\mathbf{B}^n$, $n = \overline{0, N!-1}$. Тогда для спектра образа справедливо представление

$$S_{\eta_s^n}(j\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} S_{s_{\mu i}}(j\omega) e^{-j\omega(t_i - t_n)} = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{F}_{[t_i, t_{i+1}]} \{s(t)\} e^{-j\omega(t_i - t_n)}. \quad (6)$$

где $S_{s_{\mu i}}(j\omega) = \mathbf{F}_{[t_i, t_{i+1}]} \{s(t)\}$ – спектральная плотность фрагмента $s_{\mu i}(t)$, соответствующего отрезку $\varepsilon_i = [t_i, t_i + \delta]$. При соответствующем выборе объема сетки перестановок $\{t_i\}_{i=0}^N$ и отображения Γ^n (где $n \in \{1, 2, \dots, N!-1\}$) можно получить образ с требуемой полной эффективной шириной спектра (данная характеристика используется для сигналов без высокочастотного заполнения [5, 8]):

$$2\Omega_{\eta_s^n} = 2\left(2\pi F_{\eta_s^n}\right) = 2\left\{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_{\eta_s^n}(j\omega)|^2 d\omega\right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_{\eta_s^n}(j\omega)|^2 d\omega\right]^{-1}\right\}^{1/2}. \quad (7)$$

Таким образом, для любого предельного значения частоты Ω^* можно подобрать такие параметры сетки перестановок $\{t_i\}_{i=0}^N$, что для фиксированного n будет выполняться соотношение $\Omega_{\eta_s^n} = \Omega_s \ll \Omega_{\eta_s^n} \leq \Omega^*$. Таким образом, появляется возможность использования ПП для формирования сложных широкополосных сигналов на базе простейших порождающих узкополосных сигналов.

Обратимся к рассмотренному ранее простейшему ПС s . Для этого ПС спектры образов ПО $\{\mathbf{B}^n\}_{n=0}^5$ находятся с учетом (6):

$$S_{\eta_s^n}(j\omega) = \sum_{i=0}^3 \int_{t_i}^{t_{i+1}} |t + (t_{i_n} - t_i)| e^{-j\omega t} dt. \text{ На рис. 2 представлены графики зави-}$$

симости модулей нормированных спектров $|S_{\eta_s^n}(j\omega)|$ от ω .

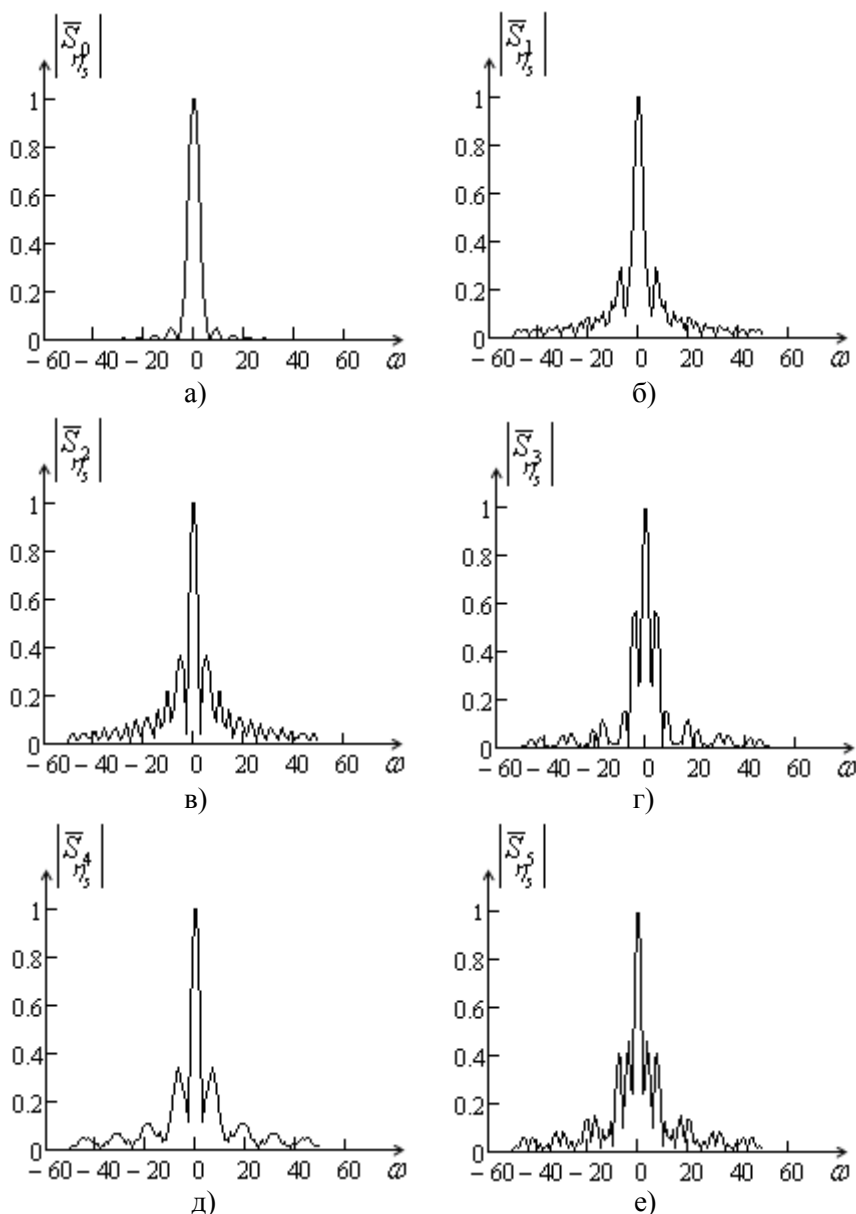


Рис. 2. Спектры образов для порождающего сигнала S , соответствующие перестановкам:
 а) $\Gamma^0 = \{0, 1, 2, 3\}$, б) $\Gamma^1 = \{2, 1, 3, 0\}$, в) $\Gamma^2 = \{2, 3, 1, 0\}$, г) $\Gamma^3 = \{1, 3, 0, 2\}$, д) $\Gamma^4 = \{1, 3, 2, 0\}$,
 е) $\Gamma^5 = \{2, 0, 3, 1\}$

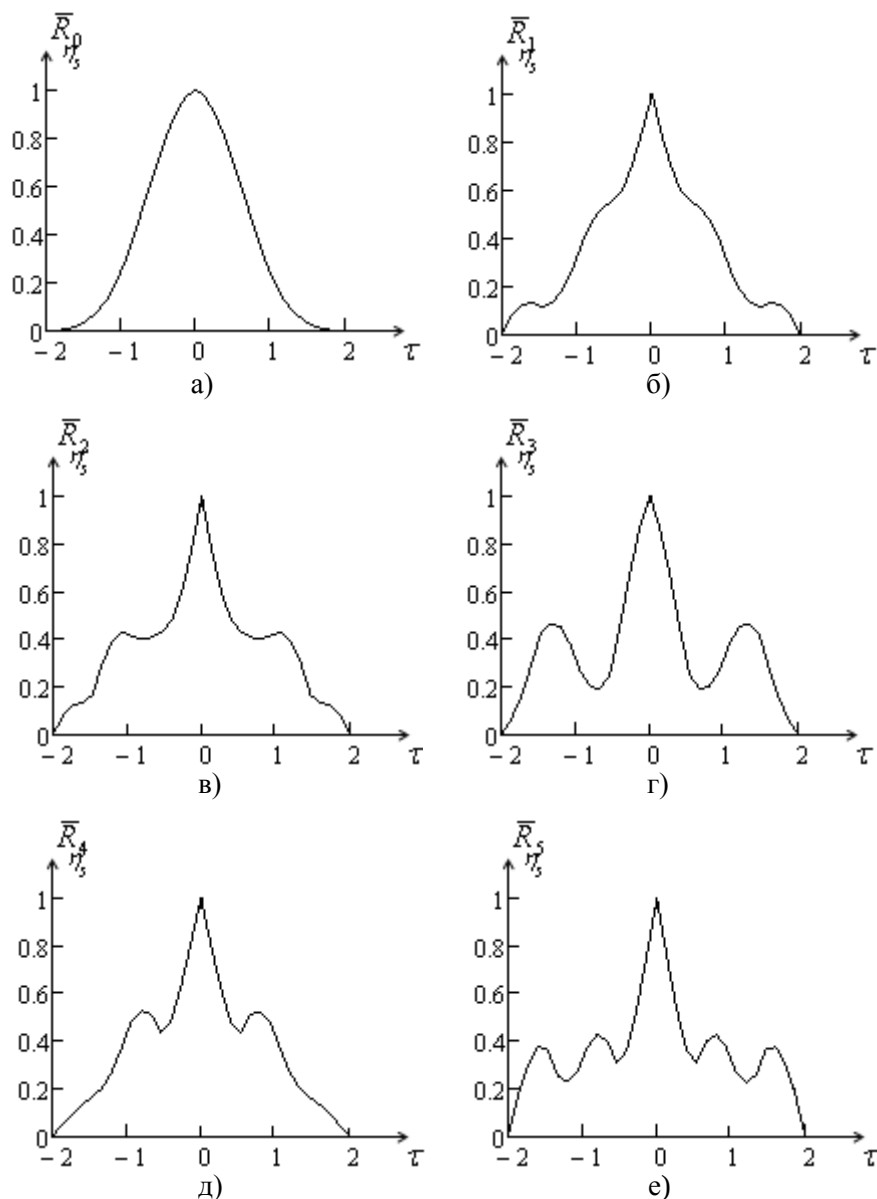


Рис. 3. Автокорреляционные функции для образов S , соответствующие перестановкам:
 а) $\Gamma^0 = \{0, 1, 2, 3\}$, б) $\Gamma^1 = \{2, 1, 3, 0\}$, в) $\Gamma^2 = \{2, 3, 1, 0\}$, г) $\Gamma^3 = \{1, 3, 0, 2\}$, д) $\Gamma^4 = \{1, 3, 2, 0\}$,
 е) $\Gamma^5 = \{2, 0, 3, 1\}$

Из рис. 2 следует, что при $n \neq 0$ спектр исходного ПС претерпевает существенные изменения, кроме того, для некоторых образов пропорционально числу интервалов разбиения отрезка $[-1,1]$ увеличивается полная эффективная ширина спектра (7).

На рис. 3 представлены графики нормированных автокорреляционных функций $\overline{R_{\eta_s^n}}(\tau)$, $n = 0, 5$, соответствующих образам рассмотренного ПС s .

Из рис. 3 следует, что ПП простых ПС существенным образом изменяют не только спектры, но и вид исходных автокорреляционных функций. Происходит сужение основного лепестка этих функций пропорционально объему $(N+1)$ сетки $\{x_i\}_{i=0}^N$.

Пусть на временном отрезке $[a, b] = [0, T]$ рассматривается стационарный случайный процесс $\Xi(t)$, который характеризуется тремя условиями стационарности: математическим ожиданием $m_{\Xi}(t) \equiv m_{\Xi} = 0$, дисперсией $\sigma_{\Xi}^2(t) \equiv \sigma_{\Xi}^2 = \text{const}$ и корреляционной функцией $K_{\Xi}(t, t+\tau) = K_{\Xi}(\tau)$, где $\tau \in [a-b, b-a]$. Применяя к $\Xi(t)$ оператор $\mathbf{B}^n = \mathbf{B}^n\{\cdot\}$, получаем новый случайный процесс $\eta_{\Xi}^n(t) = \mathbf{B}^n\{\Xi(t)\}$, для которого

$$K_{\eta_{\Xi}^n}(t, t+\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \mu_i(t) \mu_j(t+\tau) K_{\Xi}[\theta_{ijn}(\tau)], \quad (8)$$

где $\theta_{ijn}(\tau) = (t_{j_n} - t_{i_n}) - (t_j - t_i) + \tau$. Анализ показывает, что для процесса $\eta_{\Xi}^n(t)$ выполняются только два условия стационарности: $m_{\eta_{\Xi}^n}(t) \equiv m_{\eta_{\Xi}^n} = \text{const}$, $\sigma_{\eta_{\Xi}^n}^2(t) \equiv \sigma_{\eta_{\Xi}^n}^2 = \text{const}$, $t \in [0, T]$. Третье условие стационарности в общем случае не выполняется, то есть $K_{\eta_{\Xi}^n}(\tau) \neq K_{\Xi}(\tau)$. Следовательно, $\eta_{\Xi}^n(t)$ не является стационарным процессом. Однако существует исключение: если $\Xi(t)$ является стационарным некоррелированным процессом (типа белого шума), то образы $\{\eta_{\Xi}^n(t)\}_{n=0}^{N!-1}$ являются тем же самым процессом.

Одной из основных числовых характеристик стационарного случайного процесса является интервал корреляции $\tau_{\Xi} = \int_0^{\infty} |\rho_{\Xi}(\tau)| d\tau$, где $\rho_{\Xi}(\tau)$ – нормированная корреляционная функция. Очевидно, что при $\tau_{\Xi} \gg \delta$ (где $\delta = t_{i+1} - t_i$ – шаг квантования для сетки $\{t_i\}_{i=0}^N$) путем соответствующего подбора параметра N и отображения $\chi^n: \Gamma^0 \rightarrow \Gamma^n$ вместо сильнокоррелированного процесса $\Xi(t)$ можно получить слабокоррелированный процесс $\mathbf{B}^n \{\Xi(t)\} = \eta_{\Xi}^n(t)$ с интервалом корреляции $\tau_{\eta_{\Xi}^n}$, таким, что $\tau_{\eta_{\Xi}^n} \ll \tau_{\Xi}$. То есть наступает эффект декорреляции стационарного случайного процесса. Этот эффект может быть полезен при подавлении сильнокоррелированных помех.

Пусть F_s – максимальная частота в спектре полезного сигнала $s(t)$ и в пределах полосы частот, занимаемой этим сигналом, действует шум $\Xi(t)$ со спектральной плотностью $N_{\Xi} = \text{const}$. В этом случае $K_{\Xi}(\tau) = N_{\Xi} F_s \text{sinc}[2\pi F_s \tau]$, откуда видно, что чем шире полоса, тем быстрее ослабляются корреляционные связи помехи (длительность переходных процессов меньше [5]). Следовательно, при использовании простых узкополосных сигналов возникает известная проблема подавления коррелированного шума. В свою очередь, применение ПП позволяет за счет оптимального подбора параметров N и n полностью декоррелировать такой шум и воспользоваться для решения задач обнаружения, оценивания и разрешения классическими оптимальными приемниками, ориентированным и на белые шумы, но с учетом специфики ПП.

Рассмотрим классическую задачу обнаружения и оценивания задержки детерминированного сигнала $s(t)$ (где $t \in [a, b] = [0, T]$, $s(t) \equiv 0 \quad \forall t \notin [0, T]$) на базе модифицированного коррелятора, реализующего ПП. Пусть наблюдению доступна аддитивная смесь

$$y(t) = \chi s(t - \tau_s) + \xi(t), \quad \tau_s \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}], \quad (9)$$

где $\chi = 0$ – сигнал отсутствует и $\chi = 1$ – сигнал присутствует, τ_s – неизвестная задержка сигнала, $\xi(t)$ – выборка случайного процесса $\Xi(t)$ типа белого гауссовского шума с заданной спектральной плотностью $N_\Xi = \text{const}$. Автокорреляционная функция сигнала имеет

вид $R_s(\tau) = \int_0^T s(t)s(t-\tau)dt$, $\tau \in [-T, T]$. Традиционно решение задачи

обнаружения и оценивания базируется на вычислении корреляционного интеграла $Z(\tau)$ для всех возможных задержек τ из некоторого установленного диапазона:

$$Z(\tau) = \int_{\tau}^{\tau+T} y(t)s(t-\tau)dt, \quad \tau \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]. \quad (10)$$

Функция $Z(\tau)$ является выходным эффектом классического коррелятора и представляет собой оптимальную оценку автокорреляционной функции $R_s(\tau - \tau_s)$ полезного сигнала $s(t - \tau_s)$. Обнаружение сигнала происходит тогда, когда выполняется условие $Z(\tau) \geq \varepsilon_0$, где ε_0 – заданный порог обнаружения (для его нахождения используется один из известных критериев оптимальности). Оптимальная оценка τ_s^* для τ_s может быть найдена по правилу: $\tau_s^* = \arg \max_{\tau} Z(\tau)$. Рассмотрим так назы-

ваемый параметризованный оператор $\mathbf{B}_t^n = \mathbf{B}_t^n \{ \cdot \}$ (с параметром $\tilde{t}$), который соответствует перестановке (2) и отрезку $[a, b] = [\tilde{t}, \tilde{t} + T]$, $\tilde{t} \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$. Отрезок $[\tilde{t}, \tilde{t} + T]$ будем называть «скользящим окном», поскольку с изменением $\tilde{t}$ он перемещается от крайнего левого положения $([\tau_{\min}, \tau_{\min} + T])$ до крайнего правого положения $([\tau_{\max}, \tau_{\max} + T])$. Применяя оператор $\mathbf{B}_t^n$ к входному наблюдению (18) на отрезке $[\tilde{t}, \tilde{t} + T]$ сформируем образ $\eta_{y\tilde{t}}^n = \eta_{y\tilde{t}}^n(t) = \mathbf{B}_t^n \{ y(t) \}$, $t \in [\tilde{t}, \tilde{t} + T]$, где $n \in \overline{0, N!-1}$, $\eta_{y\tilde{t}}^n(t) \equiv 0 \quad \forall t \notin [\tilde{t}, \tilde{t} + T]$. Данный образ можно рассматривать как *перестановочное входное наблюдение* на отрезке $[\tilde{t}, \tilde{t} + T]$:

$$\begin{aligned}\eta_{yt}^n &= \mathbf{B}_t^n \{s(t - \tau_s) + \xi(t)\} = \mathbf{B}_t^n \{s(t - \tau_s)\} + \mathbf{B}_t^n \{\xi(t)\} = \\ &= \eta_{st}^n(t, \tau_s) + \eta_{\xi t}^n(t), \quad t \in [\tilde{t}, \tilde{t} + T],\end{aligned}\quad (11)$$

где $\eta_{st}^n(t, \tau_s)$ и $\eta_{\xi t}^n(t)$ – соответственно образы сигнала $s(t - \tau_s)$ с истинной задержкой τ_s и помехи $\xi(t)$ на отрезке $[\tilde{t}, \tilde{t} + T]$. Аналогично можно ввести образ сигнала $s(t - \tau)$: $\eta_{st}^n(t, \tau) = \mathbf{B}_t^n \{s(t - \tau)\}$, $t \in [\tilde{t}, \tilde{t} + T]$, где $\eta_{st}^n(t, \tau) \equiv 0 \quad \forall t \notin [\tilde{t}, \tilde{t} + T]$. Данный образ будем называть *перестановочным опорным сигналом* с задержкой τ .

Рассмотрим новый корреляционный интеграл

$$Z(n, \tilde{t}, \tau) = \int_{\tilde{t}}^{\tilde{t}+T} \eta_{yt}^n(t) \eta_{st}^n(t, \tau) dt = \int_{\tilde{t}}^{\tilde{t}+T} \mathbf{B}_t^n \{y(t)\} \mathbf{B}_t^n \{s(t - \tau)\}, \quad \tau \in [\tilde{t} - T, \tilde{t} + T]. \quad (12)$$

Согласно (12) для фиксированного n на каждом шаге $\tilde{t}$ строится функция $Z(n, \tilde{t}, \tau)$, зависящая от аргумента τ , которая является взаимокорреляционной функцией перестановочного опорного сигнала и перестановочного входного наблюдения на отрезке $[\tilde{t}, \tilde{t} + T]$. Очевидно, что при $\tilde{t} = \tau_s$ и без учета шумов измерений будет выполнено равенство $\|Z(n, \tilde{t}, \tau) - R_s(\tau - \tilde{t})\| \equiv 0 \quad \forall \tau \in [\tilde{t} - T, \tilde{t} + T]$, во всех остальных случаях $\|Z(n, \tilde{t}, \tau) - R_s(\tau - \tilde{t})\| \neq 0$. Здесь под $\|\cdot\|$ понимается норма функционального пространства $\mathbf{D} = \mathbf{D}[\tilde{t} - T, \tilde{t} + T]$, к которому принадлежат элементы $Z(n, \tilde{t}, \tau)$ и $R_s(\tau - \tilde{t})$. Далее решается оптимизационная задача $\tilde{t}_n^* = \arg \max_{\tilde{t}, \tau} Z(n, \tilde{t}, \tau)$, где $\tilde{t}_n^*$ принимается за уточненную оценку τ_{sn}^* задержки τ_s полезного сигнала, при этом $Z(n, \tilde{t}_n^*, \tau)$ есть выходной эффект модифицированного коррелятора. Функция $Z(n, \tilde{t}_n^*, \tau)$ является оптимальной оценкой автокорреляционной функции $R_{\eta_s^n}(\tau - \tau_s)$ образа $\eta_{st}^n(t, \tau_s)$ полезного сигнала $s(t - \tau_s)$ для случая, когда $\tilde{t} = \tau_s$. На практике непре-

рывный параметр $\tilde{t} \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ заменяют дискретным параметром $\tilde{t}_j, j \in \overline{0, J}$, где $\tilde{t}_j > \tilde{t}_{j-1}$, $\tilde{t}_0 = t_{\min}$, $\tilde{t}_J = t_{\max}$. То есть, мы принимаем $\tilde{x}_j = \tilde{t}_j$ (см. раздел 1) и вводим сетку $\{\tilde{t}_j\}_{j=0}^J$, $\tilde{t}_j > \tilde{t}_{j-1}$, $\tilde{t}_0 = t_{\min}$, $\tilde{t}_J = t_{\max}$, при этом $\tilde{t}_j - \tilde{t}_{j-1} \ll \delta$. Величина $\max_j (t_j - t_{j-1})$ зависит от требований к точности оценивания задержки τ_s .

3. Проверка метода на практике

Пусть $s(t) = |t-1| - 0.5$ для $|t-1| \leq 1$ и $s(t) = 0$ для $|t-1| > 1$. Рассмотрим случай, когда на вход пришли два сигнала $s(t - \tau_s^1)$ и $s(t - \tau_s^2)$ с задержками $\tau_s^1 = 0.5$ и $\tau_s^2 = 1.3$ соответственно (рис. 4). На рис. 4 кривая 1 соответствует опорному сигналу, 2 – сумме двух сигналов. На рис. 5 представлен сам сигнал (кривая 1) и его ПП (кривая 2), соответствующее отображению $\{0, 1, 2, \dots, 9\} \rightarrow \{5, 9, 1, 8, 2, 7, 3, 6, 4, 0\}$. Нормированные автокорреляционные функции, отвечающие сигналу (кривая 1) и его ПП (кривая 2), представлены на рис. 6. На рис. 7 представлена аддитивная смесь сигнала и шума с СКО $\sigma = 0.4$, а на рис. 8 – сигналы (выходные эффекты): $Z(\tau)$ (кривая 1 – для классического коррелятора) и $Z(n, \tilde{t}_n^*, \tau)$ (кривые 2 и 3 – для модифицированного коррелятора).

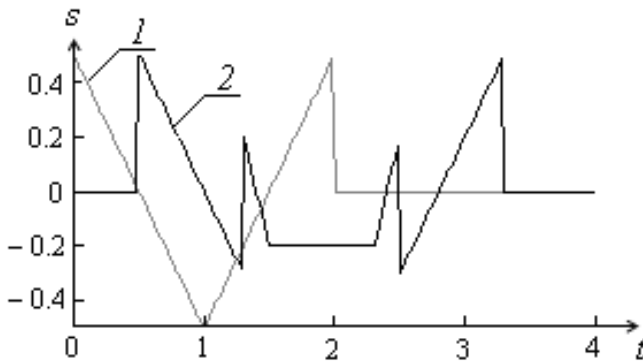


Рис. 4. Структура принятого сигнала

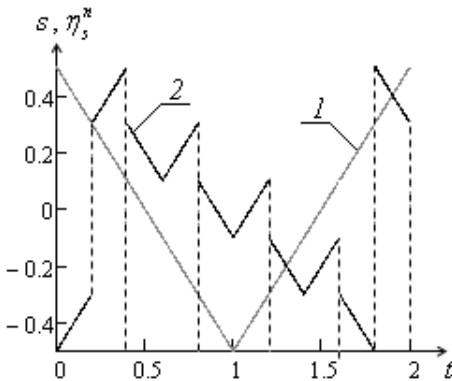


Рис. 5. Перестановка опорного сигнала

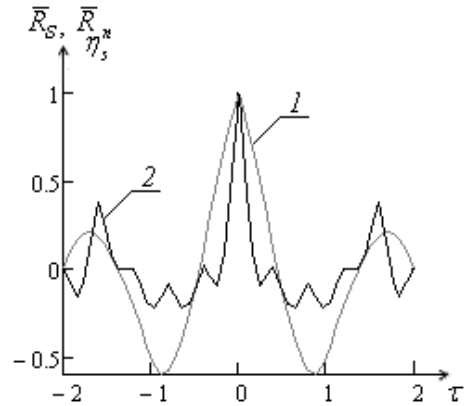


Рис. 6. Автокорреляционные функции

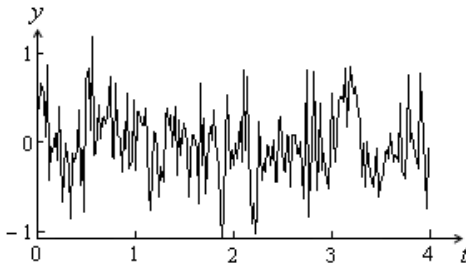


Рис. 7. Сигнал на входе

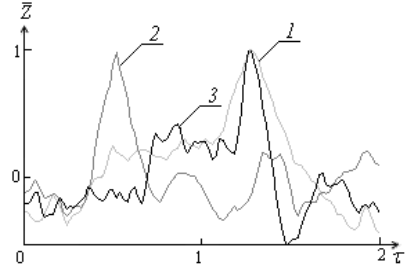


Рис. 8. Выходные эффекты

Из этих рисунков видно, что применение ПП позволяет существенно сузить основной лепесток выходного эффекта, что является важным для повышения точности оценивания и разрешения двух и более сигналов. Так, классический алгоритм позволил обнаружить только второй сигнал и

сформировать оценку задержки $\tau_s^{*2} = 1.32$ с относительной погрешностью 1.5%, в то время как для разработанного алгоритма удалось обнаружить оба сигнала с оценками $\tau_s^{*1} = 0.52$ и $\tau_s^{*2} = 1.3$. Относительная погрешность оценивания для первого сигнала равна 4% и 0% для второго. Ширина кривой 1 по уровню 0.8 равна 0.121, кривой 2 – 0.06, кривой 3 – 0.073.

Таким образом, даже на простом примере, в случае, когда берется незначительное число отрезков разбиения опорного сигнала (для реализации ПП), модифицированный коррелятор оказывается более эффективным по сравнению с классическим.

Таким образом, соотношения (1)-(12) и разработанный алгоритм корреляционных вычислений создают основу для построения модифицированных корреляторов, которые могут одинаково эффективно применяться как к узкополосным, так и широкополосным сигналам (например, зондирующим сигналам в радиолокации). Такие корреляторы дают возможность формировать выходные эффекты с высоким разрешением независимо от полосы частот занимаемой полезным сигналом. Кроме того, перестановочные преобразования, используемые для их построения, позволяют эффективно бороться с широким классом помех, поскольку достигается декорреляция данных помех при соответствующих перестановках.

Список литературы

- [1] Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014.
- [2] Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991.
- [3] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2011.
- [4] Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986.
- [5] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986.
- [6] Информационные технологии в радиотехнических системах / Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2004.
- [7] Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигнала. М.: Радиотехника, 2013.
- [8] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981.
- [9] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007.
- [10] Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И.Я. Кремера. М.: Радио и связь, 1984.
- [11] Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2014.
- [12] Манукьян А.А. Построение двумерных радиоизображений объектов по много-частотным сигналам с кодированным переключением несущей частоты (сигналам Костаса) // РЭ. 2011. Т.56. №2. С. 178-190.
- [13] Манукьян А.А. Построение разреженных фазированных антенных решеток путем кодирования положения элементов на эквидистантной сетке узлов на основе свойств простых и составных числовых модулей // РЭ. 2012. Т.57. №1. С. 31-48.
- [14] Булычев Ю.Г., Бородин Л.И., Головской В.А. и др. Инвариантно-несмещенный метод оценивания и маскирования сигналов в аналоговых системах передачи информации // Вопросы защиты информации, 2008. №3. С. 45.
- [15] Булычев Ю.Г., Елисеев А.В., Бородин Л.И. и др. Совместное маскирование и оценивание информационных процессов при наличии динамических помех со случайной сменой структур // Кибернетика и системный анализ, 2009. №4. С. 179.
- [16] Булычев Ю.Г., Елисеев А.В., Бородин Л.И. и др. Обобщенное инвариантно-несмещенное маскирование и оценивание информационных процессов в условиях мультиструктурных помех // Автоматика и телемеханика, 2010. №4. С. 140.

- [17] Голод В.В., Чернышев В.И., Шулика В.Д. Модель специального преобразования информации в защищенных информационных системах // Программные продукты и системы, 2006. №4. С. 34.
- [18] Карпов А.В. Задача адаптации системы защиты информации от несанкционированного доступа // Программные продукты и системы, 2005. №4. С. 52.
- [19] Большов О.А. Синтез оптимальной помехи для маскирования речевого сигнала // Радиотехника, 2001. №3. С. 62.
- [20] Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. М.: Радиотехника, 2008.
- [21] Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов связи систем управления оружием. М.: Радиотехника, 2003.
- [22] Елисеев А.В., Крылов А.А., Остапенко А.В. Алгоритмы обработки измерений параметров движения маневрирующего объекта в условиях неравноточных измерений // Радиотехника, 2014. №8. С. 29.
- [23] Бабенко К.И. Основы численного анализа. М.: Наука, 1986.
- [24] Костенко П.Ю., Василишин В.И. Коррекция обработки сигналов при их спектральном анализе с использованием суррогатных автокорреляционных функций наблюдения, полученных АТС-алгоритмом // Изв. Вузов. Радиоэлектроника, 2014. Т.57. №6. С. 3.
- [25] Эфрон Б. Нетрадиционные методы многомерного статистического анализа / Б. Эфрон: пер. с англ. М.: Финансы и статистика, 1988.

Пеленгационно-энергетическая координатометрия с учетом кривизны Земли и явления интерференции

Булычев Ю.Г., Мозоль А.А., Тertyшников В.Б.

ВНИИ «Градиент»

Ростов-на-Дону, Российская Федерация
gradient@aanet.ru

Аннотация: В докладе рассматривается метод определения местоположения источника излучения на базе двухпозиционной системы по измерениям одного пеленга и относительным энергетическим измерениям принимаемого сигнала с учетом влияния его отражений от поверхности Земли. Дан анализ точностных характеристик метода, приводятся результаты моделирования.

Ключевые слова: источники излучения, интерференционные явления, пеленгационно-энергетический метод.

1. Введение

В последнее время уделяется повышенное внимание пеленгационно-энергетическим методам пассивной локации стационарных и подвижных источников излучения (ИИ) с использованием угловых и энергетических [1-7] или только энергетических измерений [8]. При этом реализация данных методов возможна на базе однопозиционных, двухпозиционных и многопозиционных систем пассивной локации. К основным недостаткам данных методов можно отнести следующее: как правило, привлекается априорная информация о величине скорости ИИ; не учитывается кривизна Земли, что не позволяет осуществлять координатометрию ИИ, находящегося на большом удалении.

Известно [9], что для обнаружения и сопровождения ИИ на малых углах места необходимо увеличивать высоту размещения приемных антенн относительно поверхности Земли. В этом случае должны учитываться интерференционные явления, обусловленные появлением прямой и отраженной волны на раскрывах данных антенн [9]. Однако указанные выше методы пеленгационно-энергетической координатометрии ориентированы на простейший случай свободного распространения электромагнитных волн от ИИ до приемных антенн и, как следствие, применимы только для идеализированных (гладких) диаграмм направленности антенн (ДНА).

При этом реальные практические задачи могут быть связаны с пассивной локацией низколетящих ИИ на малых дальностях или высоколетящих ИИ на больших дальностях, что соответствует малым углам места. В первом случае необходимо использовать модель плоской Земли, а во втором – учитывать сферичность Земли [10]. При этом известно [11], что для малых углов места влияние Земли необходимо учитывать даже для диапазона сантиметровых и миллиметровых длин волн.

Вследствие указанного представляется актуальной разработка альтернативного пеленгационно-энергетического метода пассивной локации ИИ при малых углах места, который устраняет отмеченные выше недостатки известных методов [1-8], ориентированных на использование угловых и (или) энергетических измерений.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим геометрию задачи, представленную на *рис. 1*. Предположим, что в декартовой базовой системе координат (БСК), совмещенной с пассивной двухпозиционной измерительной системой, движется некоторый ИИ (на *рис. 1* положение ИИ в момент времени $t_i \in [0, T]$ обозначено буквой $C_i = C(t_i)$) и наблюдается на временном интервале $[0, T]$ с приемных пунктов M_n ($n \in \{1, 2\}$) под малыми углами места. Вследствие этого для любой поляризации и длины волны излучения выполняется критерий гладкости Релея участка земной поверхности ($4\pi\sigma\psi\lambda^{-1} < 0.1$, где σ – стандартное отклонение неровностей поверхности от средней высоты поверхности; ψ – угол скольжения в радианах относительно горизонтали (в нашем случае $\psi \approx \beta$); λ – длина волны), существенного при отражении. В точках расположения антенн приемных пунктов возникает интерференция прямой и отраженной компонент волны [10-11]. Существенным при отражении будем считать участок в пределах первой зоны Френеля [10], ограниченный значением радиуса $r_f \approx 23h_n\lambda^{-1}$, где h_n – аппликата антенны пункта M_n .

В моменты времени t_i (где $t_i \in [0, T]$, $i = \overline{1, I}$, $\{t_i\}_{i=1}^I$ – произвольная временная сетка) на приемных пунктах M_1 и M_2 фиксируется энергетический уровень излучения $p_{1i} = p_1(t_i)$ и $p_{2i} = p_2(t_i)$ соответственно.

Рассмотрим четырехугольник $C_i O_i K M_1$ (см. рис. 1), из которого для момента времени $t_i \in [0, T]$ следует

$$R_{1i}^2 = R_1^2(t_i) = r_{1i}^2 + (z_i - h_1)^2, \quad (1)$$

где $R_{1i} = R_1(t_i)$ и $r_{1i} = r_1(t_i)$ – наклонная и горизонтальная дальности от ИИ до пункта M_1 ; $z_i = z(t_i)$ – аппликата ИИ в БСК; h_1 – аппликата антенны пункта M_1 в БСК. Здесь и далее появление нижнего индекса i означает, что речь идет о моменте времени t_i .

Из треугольника $O_i K S$ можно найти

$$r_{1i}^2 = r_{2i}^2 + b^2 - 2 r_{2i} b \cos \alpha_{2i}, \quad (2)$$

где $r_{2i} = r_2(t_i)$ – горизонтальная дальность от ИИ до пункта M_2 ; b – известная величина базы двухпозиционной системы ($b = x_1$).

Из треугольника $C_i L M_2$, при выполнении условий $h_1 \approx h_2$ или $h_1, h_2 \ll z_i$, для второго слагаемого в формуле (1) следует

$$(z_i - h_1)^2 \approx (z_i - h_2)^2 = R_{2i}^2 \sin^2 \beta_{2i}, \quad (3)$$

где h_2 – аппликата пункта M_2 в БСК; $R_{2i} = R_2(t_i)$ – наклонная дальность для пункта M_2 .

Подставляя (2) и (3) в (1), получим выражение

$$R_{1i}^2 \approx r_{2i}^2 + b^2 - 2 r_{2i} b \cos \alpha_{2i} + R_{2i}^2 \sin^2 \beta_{2i}. \quad (4)$$

Из треугольника $C_i L M_2$ следует соотношение $r_{2i}^2 = R_{2i}^2 \cos^2 \beta_{2i}$. Учитывая, что $\cos^2 \beta_{2i} = 1 - \sin^2 \beta_{2i}$ и $\sin^2 \beta_{2i} \approx \beta_{2i}^2$ (для нашей постановки задачи), можно записать

$$r_{2i}^2 \approx R_{2i}^2 (1 - \beta_{2i}^2) \approx R_{2i}^2. \quad (5)$$

С учетом (5) и допуская, что $(1 + \beta_{2i}^2) \approx 1$, выражение (5) примет вид

$$R_{1i}^2 \approx R_{2i}^2 - 2 R_{2i} b \cos \alpha_{2i} + b^2. \quad (6)$$

Известно [4], что сигнал на выходе поднятой над Землей антенны представляет собой аддитивную смесь, по меньшей мере, трех компонент: прямого сигнала, отраженного от Земли сигнала и компоненты сигнала,

обусловленной диффузным рассеянием. Ввиду этого мощность излучения на выходе антенны пункта M_n , $n \in \{1, 2\}$ может быть представлена выражением [4]

$$p_{ni} = \lambda^2 P G_n \chi G_i \Phi_i^2 16^{-1} \pi^{-2} R_{ni}^{-2}, \quad (7)$$

где P – мощность излучения; G_n и $G_i = G(t_i)$ – коэффициенты усиления (КУ) антенн пункта M_n и ИИ соответственно; χ – коэффициент потерь; $\Phi_i = \Phi(t_i)$ – интерференционный множитель (множитель влияния Земли). Для малых углов места (когда выполняется условие $2\pi \lambda^{-1} h_n \sin \beta_{ni} < \pi/9$) и в случае слабонаправленных антенн справедлива формула [10]

$$|\Phi_i| \approx 4\pi h_n z_i \lambda^{-1} r_{ni}^{-1}. \quad (8)$$

Далее, вводя относительный энергетический коэффициент $q_{2i} = p_{2i}^{1/2} p_{1i}^{-1/2}$ и допуская выполнение условий $h_1 \approx h_2$ и $G_1 \approx G_2$, с учетом (5), (7) и (8) получим

$$R_{1i}^2 = q_{2i} R_{2i}^2. \quad (9)$$

В выражении (9) зависимость параметра q_{2i} от второй степени дальности объясняется тем, что поле, создаваемое ИИ и распространяющееся в горизонтальном направлении к пунктам M_1 и M_2 , компенсируется за счет интерференционных явлений полем зеркального ИИ, у которого ток в антенне почти равен по амплитуде току в антенне истинного ИИ, а по фазе – противоположен [10].

С учетом (9) перепишем выражение (8) в виде

$$q_{2i} R_{2i}^2 \approx R_{2i}^2 - 2 R_{2i} b \cos \alpha_{2i} + b^2. \quad (10)$$

Преобразуя (10), получим приведенное квадратное уравнение относительно R_{2i}

$$R_{2i}^2 + R_{2i} \mu_i + \eta_i \approx 0,$$

где $\mu_i = -2b \cos \alpha_{2i} (1 - q_{2i})^{-1}$, $\eta_i = b^2 (1 - q_{2i})^{-1}$, откуда

$$R_{2i} = b \left[\cos \alpha_{2i} + (q_{2i} - \sin^2 \alpha_{2i})^{1/2} \right] (1 - q_{2i})^{-1}. \quad (11)$$

Выражение (11) позволяет определять наклонную дальность от ИИ до пункта M_2 в момент времени t_i по известным значениям базы между

пунктами M_1 и M_2 , азимута ИИ, полученного с пункта M_2 , и параметра, характеризующего относительный энергетический уровень излучения, регистрируемого на указанных приемных пунктах.

По найденной дальности R_{2i} , известным пеленгам α_{2i}, β_{2i} и в предположении $r_{2i} \approx R_{2i}$, можно оценить пространственные координаты ИИ в БСК следующим образом:

$$\begin{cases} x_i = R_{2i} \cos \alpha_{2i} = b \left[\cos \alpha_{2i} + (q_{2i} - \sin^2 \alpha_{2i})^{1/2} \right] (1 - q_{2i})^{-1} \cos \alpha_{2i}, \\ y_i = R_{2i} \sin \alpha_{2i} = b \left[\cos \alpha_{2i} + (q_{2i} - \sin^2 \alpha_{2i})^{1/2} \right] (1 - q_{2i})^{-1} \sin \alpha_{2i}, \\ z_i = R_{2i} \sin \beta_{2i} + h_2 = b \left[\cos \alpha_{2i} + (q_{2i} - \sin^2 \alpha_{2i})^{1/2} \right] (1 - q_{2i})^{-1} \sin \beta_{2i} + h_2. \end{cases} \quad (12)$$

Для второй модели радиотрассы, учитывающей сферичность Земли (когда $0.2 R'_{ni} < R_{ni} < 0.8 R'_{ni}$) [10], высота ИИ над поверхностью Земли вычисляется по формуле [11]

$$z'_i \approx z_i + R_{2i}^2 (2 R_e)^{-1}, \quad (13)$$

где $R'_{2i} = \left[(R_e + z_i)^2 - R_e^2 \right]^{1/2} + \left[(R_e + h_2)^2 - R_e^2 \right]^{1/2}$ – расстояние прямой видимости между пунктом M_2 и положением ИИ в БСК; R_e – радиус Земли.

Если ошибки измерений параметров α_{ni} , β_{ni} и q_{ni} рассматривать как случайные некоррелированные величины с нулевыми математическими ожиданиями и соответствующими дисперсиями $\sigma_{\alpha_n}^2$, $\sigma_{\beta_n}^2$ и $\sigma_{q_n}^2$, то, используя известный принцип линеаризации (по аналогии с [7]), можно найти дисперсии ошибок оценивания местоположения ИИ на базе формулы (12):

$$\begin{cases} \sigma_{x_i}^2 = 0.25 b^2 (q_{ni} - 1)^{-2} \Omega_i^{-1} \left[\left(0.5 \sin 4\alpha_{ni} + \sin 2\alpha_{ni} (q_{ni} + \Omega_i^{1/2} \cos \alpha_{ni}) \right)^2 \cos^{-2} \alpha_{ni} \sigma_{\alpha_n}^2 + \right. \\ \left. + \left(\cos \alpha_{ni} (q_{ni} - 2 \sin^2 \alpha_{ni} + 1 + 2 \Omega_i^{1/2} \cos \alpha_{ni}) \right)^2 (q_{ni} - 1)^{-2} \sigma_{q_n}^2 \right], \\ \sigma_{y_i}^2 = b^2 (1 - q_{ni})^{-2} \Omega_i^{-1} \left[\left(\Omega_i^{1/2} \cos 2\alpha_{ni} + q_{ni} \cos \alpha_{ni} - \sin \alpha_{ni} \sin 2\alpha_{ni} \right)^2 \sigma_{\alpha_n}^2 + \right. \\ \left. + \left(\Omega_i^{1/2} \sin 2\alpha_{ni} + \sin 2\alpha_{ni} (1 + q_{ni} - 2 \sin^2 \alpha_{ni}) \right)^2 0.25 (1 - q_{ni})^{-2} \sigma_{q_n}^2 \right], \end{cases} \quad (14.1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \sigma_{z_i}^2 &= b^2 (1 - q_{ni})^{-2} \left[\left(0.5 \Omega_i^{-1/2} \sin \beta_{ni} \left(2 \Omega_i^{1/2} \sin \alpha_{ni} + \sin 2 \alpha_{ni} \right) \right)^2 \sigma_{\alpha_n}^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left(\cos \beta_{ni} \left(\cos \alpha_{ni} + \Omega_i^{1/2} \right) \right)^2 \sigma_{\beta_n}^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left(\sin \beta_{ni} \left(2 \Omega_i^{1/2} \cos \alpha_{ni} + 1 + q_{ni} - 2 \sin^2 \alpha_{ni} \right) \right)^2 0.25 (1 - q_{ni})^{-2} \Omega_i^{-1} \sigma_{q_n}^2 \right], \end{aligned} \right. \quad (14.2)$$

где $\Omega_i = q_{ni} - \sin^2 \alpha_{ni}$.

Выражения (14) позволяют в первом приближении оценить степень влияния погрешностей измерений параметров α_{ni} , β_{ni} и q_{ni} на точность вычисления координат ИИ.

Вопрос наблюдаемости задачи пассивной локации в рамках развиваемого метода решается на базе формулы (11). Из данной формулы следует, что для обеспечения наблюдаемости необходимо выполнение системы условий

$$\begin{cases} p_{ni}^{1/2} p_{mi}^{-1/2} - \sin^2 \alpha_{ni} \geq 0, \\ 1 - p_{ni}^{1/2} p_{mi}^{-1/2} \neq 0, \\ p_{ni} p_{mi}^{-1} \geq 0, \\ p_{mi} \neq 0, \end{cases} \quad n, m \in \{1, 2\}, \quad n \neq m. \quad (15)$$

Первое условие системы (15) накладывает ограничения на геометрию задачи и другие факторы, связанные с отражением излучения от Земли. При этом необходимо, чтобы $p_{ni} \neq 0$. Второе условие выполняется, когда $p_{ni} \neq p_{mi}$. С учетом влияния Земли на интенсивность отраженных компонент излучения и недостижимую на практике идентичность условий отражения, можно считать, что второе условие почти всегда выполнимо. Третье и четвертое условия выполняются для $p_{mi} \neq 0$, т.е. система условий (15) выполняется всегда при наличии ненулевых результатов энергетических измерений.

3. Проверка метода на практике

В рассматриваемом примере расстояния задаются в метрах, время – в секундах, а углы – в градусах. Предположим, что ИИ с ненаправленной ДНА совершает полет над поверхностью Земли на высоте $h = 1.08 \cdot 10^4 \approx 1.1 \cdot 10^4$ на интервале наблюдения $[0, T] = [0, 10^2]$. Задана

равномерная (с шагом $\Delta t = 1$) временная сетка t_i ($i = \overline{1, 101}$, $t_1 = 0$). Система пассивной локации состоит из двух пунктов $M_1(5 \cdot 10^4, 0, 10^2)$ и $M_2(0, 0, 10^2)$, каждый из которых осуществляет с заданной точностью энергетические измерения, а второй пункт, помимо этого, и угловые измерения. Для имитации случайных погрешностей измерений параметров q_{1i} , q_{2i} и α_{2i} , β_{2i} использовались псевдослучайные числа с нормальным законом распределения, нулевыми математическими ожиданиями и среднеквадратическими отклонениями $\sigma_{q_1} = \sigma_{q_2} \approx 3\%$ и $\sigma_{\alpha_2} = \sigma_{\beta_2} = 0.02$. При этом потребовалось $N = 10^4$ псевдослучайных последовательностей.

Воспользуемся следующей степенной моделью движения ИИ: $x = 2.5 \cdot 10^5 - 3 \cdot 10^2 t + t^2$, $y = 2.5 \cdot 10^5 - 10^2 t - 2t^2$, $z = 10^3 + 10t + 2t^2$. Значение $z_1 = z(t_1 = 0) = 10^3$ для $t_1 = 0$ было получено с использованием выражения (13), где $z'_1 = h \approx 1.1 \cdot 10^4$, $R_{21} = (x_{21}^2 + y_{21}^2 + z_{21}^2)^{1/2} \approx 353.55 \cdot 10^3$.

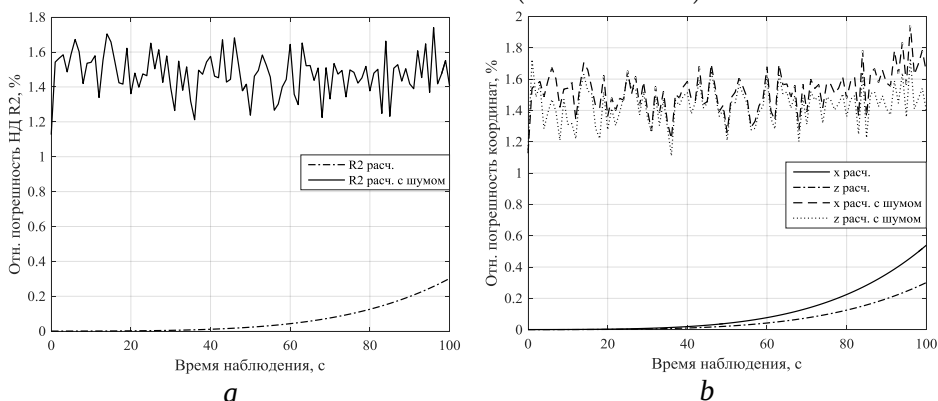


Рис. 2. Относительные погрешности: *a* – наклонной дальности R_2 ; *b* – координат x , z

На рис. 2, *a*, *b* представлены соответственно относительные погрешности определения дальности R_2 и координат x , z от времени (погрешность по координате y практически совпадает с погрешностью по координате x , поэтому на рисунке не приводится). Из рис. 2, *a*, *b* видно, что даже в отсутствии случайных ошибок измерений метод дает некоторую незначительную погрешность, обусловленную допущением (5) для малых значений угла места. При этом с увеличением интервала наблюде-

ния методическая погрешность возрастает. Это связано с принятой для моделирования моделью движения ИИ, обеспечивающей увеличение угла места ИИ с течением времени и, как следствие, ухудшение условий выполнения допущения (5).

Как видно из результатов моделирования, относительные погрешности оценивания координат ИИ не превышают 2%, что свидетельствует о достаточно высокой точности развитого метода. Для достижения такой точности необходимо, в первую очередь, ориентироваться на высокоточные измерители энергетических параметров излучения.

4. Заключение

Таким образом, в развитие альтернативных методов пассивной локации в статье предлагается пеленгационно-энергетический метод координатометрии с учетом явления интерференции и кривизны Земли, в предположении, что движение ИИ описывается полиномиальной моделью с неизвестными коэффициентами. Предложенный метод разработан на фоне известного противоречия, которое заключается в следующем: для увеличения дальности радиолокационного обнаружения в условиях сферичности Земли необходимо поднимать над Землей приемные антенны и обеспечивать некоторый наклон их ДНА к Земле. Однако это приводит к увеличению в антенне интенсивности отраженных от Земли сигналов, которые при равных амплитудах находятся в противофазе. Это связано с выполнением критерия Релея для первой зоны Френеля независимо от поляризации и длины волны излучения в условиях малости угла места ИИ. Следствием интерференции является уменьшение дальности радиолокационного обнаружения. В этой связи требуется достижение компромисса между значениями высоты приемных антенн, дальности до ИИ, длины волны и значениями других параметров.

Предлагаемый метод реализуется на базе недорогой (в экономическом смысле) двухпозиционной пассивной измерительной системы и может быть легко внедрен в любую многопозиционную систему. Новизна метода состоит в том, что он позволяет на базе двухпозиционной пассивной системы по двум энергетическим измерениям и одному пеленгу оценивать пространственные координаты ИИ без привлечения информации о частично известных параметрах движения (например, о величине скорости для модели равномерного прямолинейного движения ИИ), учитывать влияние Земли на результаты измерений. Основное ограничение метода связано с геометрией его применения: ИИ должен наблюдаться под малыми углами места.

Список литературы

- [1] Уфаев В.А., Афанасьев В.И., Разиньков С.П. Оценка координат источника радиоизлучения на основе измерений амплитуды электромагнитного поля // Радиотехника. 2003. № 10. С. 71–73.
- [2] Евдокимов Ю.Ф., Медведев В.П. Амплитудная система определения местоположения источников излучения с использованием метода наименьших квадратов и исследование ее точности // Телекоммуникации. 2003. № 11. С. 34–37.
- [3] Сытенский В.Д. Пассивная локация на основе амплитудных измерений // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. 2011. № 1. С. 69–75.
- [4] Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008. 432 с.
- [5] Булычев Ю.Г., Мозоль А.А., Вернигора В.Н. Оперативный метод определения дальности при пеленговании цели с частично известными параметрами // Изв. вузов. Авиационная техника. 2010. № 1. С. 24–26.
- [6] Булычев В.Ю., Булычев Ю.Г., Ивакина С.С. Пассивная локация на основе угловых и мощностных измерений системы пеленгаторов // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2014. № 1. С. 65–73.
- [7] Булычев Ю.Г., Булычев В.Ю., Ивакина С.С., Насенков И.Г. Амплитудно-угломерный метод нестационарной пассивной локации с учетом частично известных параметров движения цели // Автометрия, 2015. **51**, № 3. С. 70–79.
- [8] Булычев Ю.Г., Ивакина С.С., Мозоль А.А., Насенков И.Г. Анализ модификации энергетического метода пассивной дальнометрии // Автометрия, 2016. **52**, № 3. С. 37–44.
- [9] Коростелев А.А., Ключев Н.Ф., Мельник Ю.А. и др. Теоретические основы радиолокации / под ред. В.Е. Дулевича. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
- [10] Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 2000. 559 с.
- [11] Теоретические основы радиолокации / под ред. Я. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 561 с.
- [12] Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов. радио, 1978. 384 с.
- [13] Булычев Ю.Г., Головской В.А. Обработка измерений угломерных систем в условиях априорной неопределенности в регуляризованной постановке // Радиотехника и электроника. 2010. Т.55. № 1. С. 71–77.

Assembling effective development and verification solutions for global satellite navigation systems receiver testing

Dmitry M. Shukalo

Tarkus Co.

Rostov-on-Don, Russian Federation

dmitry@tarkus.su

Abstract: The rapid growth of location-based services and applications, increasing integration of navigation receivers into consumer devices, and the expansion of GNSS systems beyond GPS, with deployment of newer systems such as GLONASS, Beidou/Compass, and Galileo, present new challenges for testing GNSS receivers. For thorough testing of GNSS receivers, it is necessary to have the ability to simulate multiple GNSS constellations and to model different impairments in the satellite signals. The article deals with the modern methods and technologies of creating comprehensive receiver testing routines. Main capabilities of vector signal generators capable of solving this task are mentioned across the materials on GNSS signals forming. Real-time signal generation and complex dynamic scenarios examples are also included in the prospective concept of receiver testing

Keywords: global navigation satellite systems, receiver test, formation structure of trajectory.

Создание эффективных решений и методов для тестирования приемников глобальных навигационных спутниковых систем

Шукало Д.М.

Компания Таркус

Ростов-на-Дону, Российская Федерация

dmitry@tarkus.su

Аннотация: Быстрое развитие служб и приложений по местопределению, повсеместное использование навигационных приемников в бытовых устройствах и бурное развитие систем ГНСС (помимо GPS и ГЛОНАСС, вводятся в действие новые системы – Beidou/Compass и Galileo) расширяет требования к тестированию приемников ГНСС. Для полной проверки приемников ГНСС необходимо имитировать не-

сколько группировок ГНСС и моделировать различные искажения спутниковых сигналов. В данной статье рассматриваются современные методы и технологии по созданию расширенных режимов тестирования приемников. Обсуждаются основные возможности векторных генераторов сигналов, позволяющих решать изложенные задачи, применительно к системам ГНСС. Также рассмотрены возможности по генерации сигналов в реальном времени и примеры динамических комплексных сценариев, задействованных в перспективных подходах к тестированию приемников.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы, тестирование приемника, генерирование траектории.

1. Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) – общее название систем, с помощью которых пользователи могут определять свое местоположение на основе информации, получаемой со спутников. Помимо американской системы глобального позиционирования GPS, в настоящее время полностью введена в действие российская система ГЛОНАСС. Китайская спутниковая система навигации Beidou, также известная под названием Compass, и система Galileo, разрабатываемая Европейским союзом, пока еще только разворачиваются. [1]

Развитие систем ГНСС обусловлено несколькими причинами, главной из которых является увеличение спроса на приложения и услуги по определению местоположения для смартфонов и планшетов. Помимо этого, увеличивается выпуск автомобилей с навигаторами. Приложения для местоопределения становятся все более распространенными. Кроме того, растущий спрос на устройства, поддерживающие несколько ГНСС, стимулировал разработку микросхем, поддерживающих несколько ГНСС, например GPS и ГЛОНАСС, GPS и Galileo или GPS и Beidou.

Система ГНСС состоит из трех подсистем:

- Подсистема космических навигационных аппаратов (НКА) состоит из спутников, которые передают навигационное сообщение с информацией об орбите, местоположении НКА и времени передачи сообщения.
- Подсистема контроля и управления состоит из наземных станций, которые отслеживают НКА в пределах видимости, собирают данные нескольких передач и обновляют навигационные данные, сведения о состоянии атмосферы, информацию для коррекции, а также управляют спутником.
- Подсистема потребителей включает приемники ГНСС.

На рис. 1 показана структурная схема, отображающая элементы данной системы. В данной статье рассмотрены методы и решения по тестированию приемников ГНСС, входящих в состав всей указанной системы.



Рис. 1. Три основных сегмента системы ГНСС

2. Постановка задачи

Для большинства цифровых беспроводных систем тестирование приемника предполагает, например, определение коэффициента ошибок на бит (BER, FER, PER, BLER). Большая часть навигационных данных для приемника ГНСС передается со скоростью всего 50 бит/с, поэтому на измерение коэффициента ошибок на бит BER (типичное значение 1×10^{-6}) может уйти много времени. Поэтому эта процедура выполняется редко. Вместо этого проверяют способность приемника отслеживать спутниковый сигнал и вычислять координаты при разных уровнях мощности и изменениях условий передачи и приема. Наиболее характерные тесты приемника отображены на рис. 2.

Возможно протестировать приемник ГНСС, принимая спутниковые сигналы на его антенну, однако очевидно, что результаты такого тестирования будут неполными. Принимаемые сигналы быстро изменяются и не повторяются. Может оказаться, что в конкретное время и в конкретном месте достаточные спутниковые сигналы могут вообще отсутствовать. Кроме того, в особых условиях, например, в некоторых местах или при высоких скоростях тестирование может быть очень дорогим и трудозатратным.

Можно использовать систему записи и воспроизведения, имитирующую сигнал ГНСС для тестирования приемника. Она выдает мало повторяющийся тестовый сигнал. В процессе воспроизведения записанных сигналов их нельзя изменять, регулировать или добавлять искажения.



Рис. 2. Наиболее характерные тесты приемника ГНСС

3. Практические результаты

Для решения этих проблем можно использовать эмулятор сигналов ГНСС. Эмулятор выдает сигнал, который моделирует сигнал, принимаемый приемником ГНСС (смесь сигналов от разных НКА с разными задержками, доплеровскими сдвигами и уровнями мощности). Таким образом, эмулятор ГНСС реального времени позволяет изменять сигнал в процессе его генерирования. Еще одно преимущество эмулятора ГНСС – возможность моделирования сигналов, позволяющих тестировать системы типа Galileo и Beidou до того, как они будут полностью развернуты.

Keysight предлагает программное обеспечение N7609B Signal Studio for GNSS, используемое совместно с генератором сигналов, формирующими модулирующие и РЧ-сигналы для тестирования приемников ГНСС. ПО N7609B Signal Studio позволяет в реальном времени имитировать спутниковые сигналы диапазона L1 с кодом C/A для систем GPS и ГЛОНАСС, сигналы открытого сервиса E1 для Galileo и сигналы открытого сервиса B1 для Beidou. Для каждой группировки можно имитировать до 15 НКА в зоне прямой видимости. Для GPS, ГЛОНАСС и/или Beidou доступно до 40 каналов, включая принимаемые по линии визирования и многолучевые, с дополнительными 16 каналами для Galileo. ПО позволяет в реальном времени регулировать видимость спутников и уровень мощности принимаемых сигналов, добавлять ошибку измерения псевдодалности или многолучевые искажения. Можно составлять сценарии для моделирования неподвижных или движущихся приемников для любого местоположения, даты и времени.

На рис. 3 показаны два варианта схем измерений, в которых ПО N7609B используется для тестирования приемников ГНСС. В первой схеме задействован генератор сигналов Keysight Technologies серии X, формирующий сигналы в реальном времени. ПО N7609B запускается на внешнем ПК. Допускается задавать параметры сигнала и создавать сценарий. Эта информация загружается в генератор сигналов серии X, ПЛИС которого запрограммированы для формирования сигнала ГНСС в реальном времени. Генератор сигналов EXG/MXG выдает имитированные РЧ сигналы ГНСС на тестируемый приемник. Приемник через USB-шину соединен с ПК, на котором запущено ПО управления и контроля приемника ГНСС для отображения результатов теста.

В нижней схеме используется генератор модулирующих сигналов и эмулятор канала N5106A PXB. В этом случае ПО N7609B запускается в генераторе PXB, как часть его встроенного ПО. Оно генерирует данные сценария и конфигурирует генератор PXB для формирования модулирующих сигналов ГНСС в реальном времени. Для получения выходного РЧ сигнала можно использовать векторный генератор сигналов серий EXG, MXG или ESG, который преобразует квадратурные модулирующие сигналы в РЧ-сигнал



Рис. 3. Использование ПО N7609B Signal Studio для тестирования приемников ГНСС

Генератор может создавать как статический сценарий (при эксперименте задается требуемое местоположение, дата, время начала, а также длительность сценария, при этом можно изменять маску угла места, моделировать влияние тропосферы и ионосферы), так и «динамический» сценарий для имитации движущегося приемника ГНСС.

Утилита генерирования траектории создает файлы сообщений NMEA в формате GGA, в которых описывается движение приемника. Файлы используются при генерировании «динамических сценариев» для проверки способности приемника следить за спутниками и выдавать точную информацию о своем местоположении при движении с разными скоростями.

Приемники ГНСС часто тестируют, подсоединяя кабель от источника тестового сигнала непосредственно к входу приемника, поскольку это проще, чем передавать тестовый сигнал на антенну приемника через эфир. Но при этом невозможно оценить влияние антенны на результаты теста. Для решения этой проблемы ПО N7609B предлагает графический интерфейс, позволяющий пользователю смоделировать антенну, изменить по своему усмотрению ее диаграмму направленности и применить эту модель к выполняемому тесту.

4. Заключение

Таким образом, в решении с применением ПО Signal Studio N7609B на базе векторных генераторов сигналов Keysight Technologies, реализуется наиболее перспективная модель стендового тестирования приемников ГНСС. Наряду с повторяемостью экспериментальных моделей и метрологическими характеристиками формируемых сигналов, возможно создавать разветвленные динамические сценарии с полной группировкой спутников, а также подключать самостоятельно созданные модели передвижения приемников и диаграммы направленности используемых антенн. Это позволяет максимально приблизиться к реалистичным условиям работы приемных устройств и смоделировать комплексный сигнал в лабораторных условиях.

Список литературы

[1] *Keysight Technologies*. GNSS Technologies and Receiver Testing Application Note // Keysight Technologies, 2014. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-2288EN.pdf>

References

[1] *Keysight Technologies*. GNSS Technologies and Receiver Testing Application Note // Keysight Technologies, 2014.

Хроника, реклама



**Памяти Владимира Владимировича Пустовойтенко
(20.04.1946—25.08.2015)**

25 августа 2015 г. на 70-м году скоропостижно ушел из жизни член Программного комитета КрыМиКо в 1992—1993 и 2003—2015 гг., ведущий научный сотрудник отдела дистанционных методов исследований Морского гидрофизического института РАН, кандидат физико-математических наук Владимир Владимирович Пустовойтенко.

Владимир Владимирович, представитель Харьковской научной школы, был одним из основоположников радиофизических методов дистанционного зондирования океана. Последние сорок лет своей жизни работал в Севастополе, посвятив свою научную деятельность развитию спутниковой гидрофизики. Хорошо известен как один из ведущих разработчиков радиолокационных систем зондирования морских акваторий для отечественных океанографических космических аппаратов серии «Космос-Океан».

Человек большой души, он щедро делился своими знаниями и опытом. Опубликовал в соавторстве монографии и более сотни научных статей. Читал лекции студентам филиала Московского государственного университета имени М. В. Ломоносова. Награжден медалью «За трудовое отличие», бронзовой медалью ВДНХ СССР, Почетной грамотой Комиссии по проблемам Мирового океана.

Его отличали высокий профессионализм и лучшие человеческие качества: доброжелательность, скромность, тактичность. Его светлый образ большого ученого и замечательного человека останется в памяти его коллег, сотрудников, друзей.



К 75-летию профессора Манойлова Вячеслава Филипповича

9 января 2016 года исполнилось 75 лет Вячеславу Филипповичу Манойлову. Более 45 лет он посвятил исследованиям и разработке различных устройств СВЧ, в частности, антенн различной конструкции, ферритовых устройств, переключателей и фазовращателей миллиметрового диапазона, которые успешно используются в народном хозяйстве.

Манойлов В. Ф. родился 12 января 1941 г. в Житомире (Украина). В 1964 году окончил Ленинградский институт точной механики и оптики (ЛИТМО) и получил специальность радиоинженера. С 1964 по 1968 год работал инженером в НИИ радиоизмерительных приборов. В 1974 году окончил дневное отделение аспирантуры на радиотехническом факультете ЛЭТИ и защитил кандидатскую диссертацию по спецтеме.

В 1971—1972 гг. работал преподавателем на кафедре антенн Таганрогского радиотехнического института. В 1973 г. — старшим инженером в НИИ «Авангард» (Ленинград). В том же году был избран старшим преподавателем на кафедру радиотехники Гомельского университета. В 1977 г. вернулся в Житомир и стал работать заведующим лабораторией СВЧ приборов в Житомирском филиале КПИ. В 1996 году защитил докторскую диссертацию, посвященную линейным невзаимным ферритовым и диэлектрическим устройствам с электрическим управлением для систем СВЧ-радиометрии.

В 1997 году был избран заведующим кафедрой радиотехники, радиоэлектронных аппаратов и телекоммуникаций Житомирского государственного технологического университета, которую возглавляет до настоящего времени.

Научные исследования профессора Манойлова В. Ф. охватывают большую область разделов электродинамики, телекоммуникаций и медицинской техники, включая анализ и разработку СВЧ-устройств различного назначения, проектирования широкополосных антенн сантиметрового и миллиметрового диапазонов, разработке узлов медицинской техники, рассмотрению проблем взаимодействия полей с объектами разной природы.

Умело совмещает преподавательскую работу с научной. Его работы опубликованы в ведущих научных журналах, он является участником многих конференций.

За время работы получил более 70 авторских свидетельств, 10 патентов Украины. Автор нескольких учебников для вузов и трех монографий. Под его руководством защищено 8 кандидатских диссертаций. Принимает активное участие в проведении различных конференций. С 2003 г. — член Программного комитета Международной конференции КрыМиКо.

В. Ф. Манойлов — энергичный, контактный, коммуникабельный человек. Организационный и Программный комитеты КрыМиКо сердечно поздравляют Вячеслава Филипповича с юбилеем и желают крепкого здоровья и творческих успехов.



К 70-летию профессора Смольского Сергея Михайловича

В этом году 2 января родные и друзья, коллеги и научная общественность отметили 70-летний юбилей широко известного учёного и педагога, доктора технических наук, профессора, обаятельного человека и интеллектуала Смольского Сергея Михайловича.

Коренной москвич из интеллигентной семьи, выпускник школы с английским уклоном Сергей Смольский поступил на радиотехнический факультет МЭИ в 1964 г. и блестяще окончил его в 1970 г. по специальности радиоп физика. Будучи студентом, работал инженером и младшим научным сотрудником

кафедры радиопередающих устройств и активно участвовал в научной работе. Ряд его студенческих научных работ были опубликованы ещё в студенческое время и получили высокую оценку. Например, одна из работ, выполненная на 4-м курсе, была награждена золотой медалью Всесоюзного конкурса лучших студенческих работ.

После окончания института Сергей Смольский сразу поступил в аспирантуру МЭИ, в которой за отличную успеваемость и активную общественную деятельность получал ленинскую стипендию.

После успешной защиты кандидатской диссертации в феврале 1974 г. Сергей Михайлович работал на кафедре радиопередающих устройств МЭИ в должности младшего и старшего научного сотрудника, начальника научной лаборатории и, затем, начальника научно-исследовательского отдела. В 1980 г. был утвержден в ученом звании старшего научного сотрудника, а в 1990 — ученом звании доцента.

В течение двух десятилетий, начиная с первой половины 70-х годов, Сергей Михайлович принимал непосредственное участие в организации и проведении различных Всесоюзных студенческих школ-конференций по радиотехнике и электронике, а также популярных в то время Всесоюзных школ-совещаний молодых ученых по стабилизации частоты и прецизионной радиотехнике, автоколебательным и автодинным системам. В указанный период Сергей Михайлович являлся ответственным исполнителем и научным руководителем многих научно-исследовательских работ, выполнявшихся по договорам с промышленностью, по постановлениям Совета Министров СССР, по координационному плану Академии наук СССР, по плану госбюджетных работ МЭИ, в том числе по международным соглашениям. В ходе выполнения этих работ с его активным участием был развит и обобщён на случай систем с переменными параметрами (в частности, на случай ча-

стотной модуляции) известный в теории нелинейных колебаний метод С. И. Евтянова. Результаты научной деятельности Сергея Михайловича отражены в более чем трёх десятках научно-технических отчетов по НИР.

Будучи ещё молодым учёным, редактировал вышедшую в 1976 г. монографию «Синхронизация генераторов гармонических колебаний» именитого учёного А. Г. Демьянченко из МИРЭА. Входил в редакционные коллегии издававшихся в своё время научно-технических сборников различных вузов Москвы, Омска, Воронежа, Рязани, Севастополя и других. Был внештатным рецензентом статей по многим направлениям в научных журналах «Радиотехника», «Электросвязь», «Известия вузов. Радиоэлектроника», «Известия вузов. Радиофизика», участвовал в подготовке заказных научных обзоров и биографических материалов.

С 1987 г. Сергей Михайлович работал заместителем проректора по научной работе, а затем, с 1990 по 2000 г., — проректором МЭИ по международным связям. Неоднократно выступал с докладами и лекциями в зарубежных университетах Голландии, Мексики, Колумбии, Аргентины, Ирана, Индии, ЮАР на английском языке, которым владеет в совершенстве.

В 1993 г. в совете МИИГА защитил докторскую диссертацию на тему: «Радиолокационные системы ближнего действия на основе управляемых автогенераторов». Работая после защиты в должности профессора кафедры радиопередающих устройств, в 1994 г. получил ученое звание профессора. В 1995 г. был избран по конкурсу заведующим кафедрой «Радиоприемные устройства» МЭИ. После реорганизации кафедр и их переименования в 2010 г. перешёл на кафедру «Формирование и обработки радиосигналов», где и работает в настоящее время профессором кафедры, а также заместителем директора Института радиотехники и электроники Национального исследовательского университета «МЭИ» по международным вопросам и координации образовательных международных образовательных программ.

С. М. Смольский — член двух специализированных диссертационных советов. Им подготовлено в качестве научного руководителя и консультанта девять аспирантов и два докторанта, успешно защитивших диссертации. Неоднократно привлекается к оппонированию кандидатских и докторских диссертационных работ. Принимает непосредственное участие во внедрении радиотехнических методов в различные области, в том числе в энергетику и медицину. Активно осваивает новые научные направления и отрасли знаний, например, успешно окончил Лондонскую школу бизнеса в Великобритании.

Сергей Михайлович широко известен среди специалистов в области теории нелинейных колебаний, теории автоколебательных и приёмопередающих систем, систем ближней радиолокации, устройств формирования радиосигналов с прецизионными свойствами, устройств передачи и обработки информации, систем радиомониторинга, проблем международного образования, истории радиотехники.

Сергей Михайлович опубликовал более 350 научных статей, вышедших, в том числе, и в зарубежных научных изданиях. Получено более десятка авторских свидетельств и патентов на изобретения. Издано с его соавторством около трёх десятков монографий и учебных пособий (из них девять монографий в соавторстве на английском языке, опубликованных в США, Великобритании и Германии). Например, в 2003 г. в США вышла монография И. В. Комарова и С. М. Смольского «Fundamentals of FM Short-Range Radar», посвящённая автодинным системам ближней радиолокации с частотной модуляцией. Русская версия этой книги под названием: «Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний», вышла в Москве в 2010 г.

С. М. Смольский за успехи в научной работе неоднократно награждался грамотами, дипломами, премиями. По итогам многолетних научных и практических исследований награжден почетным знаком «Отличник Министерства машиностроения СССР». По результатам научных исследований для ракетно-космической отрасли в 2000 г. награжден почетной медалью им. С. М. Рязанского Академии космонавтики. За организацию научного сотрудничества с университетами республики Польша решением президента Польши в 2000 году награжден орденом Рыцарского креста «За заслуги перед Польшей». В 2003 году приказом министра связи СССР награжден значком «Почетный радист». В 2007 году распоряжением президента России присвоено почетное звание «Заслуженный работник высшей школы».

Является почетным доктором «Университета Сан-Хуан» (Аргентина с 1997 г.) и «Каджеш-Насер-Тузи Университета» (Исламская Республика Иран с 1995 г.). Член Международного института электро- и радиоинженеров (IEEE) по секциям «Образование», «Обработка сигналов», «Теория цепей». Действительный член «Международной академии информатизации», «Международной академии наук высшей школы», «Международной электротехнической академии». Является почетным членом «Международной корпорации выпускников советских учебных заведений ИНКОР-ВУЗ», имеющей статус ЮНЕСКО.

Сергей Михайлович включен в различные комиссии Министерства образования РФ, связанные с вопросами международного сотрудничества и образовательных систем. Является действительным членом Европейской Ассоциации международного образования, в качестве Президента организовывал в течение 6 лет работу Ассоциации проректоров по международным связям вузов Москвы и Московской области. Является членом редакционных коллегий ряда авторитетных научных журналов, а также с 2004 г. — членом Программного комитета конференции КрыМиКо.

Организационный и Программный комитеты, а также все участники конференции КрыМиКо сердечно поздравляют Сергея Михайловича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья на долгие годы, счастья, благополучия и новых творческих успехов.



К 60-летию Ильи Андреевича Обухова

20 мая 2016 г. исполнилось 60 лет Илье Андреевичу Обухову — организатору секции нанотехнологии и наноэлектроники КрыМиКо, доктору физико-математических наук, заместителю генерального директора НПП «Системные Ресурсы».

Илья Андреевич родился и вырос в г. Уфа. Учился в средней школе № 62, которую окончил в 1973 г. В том же году поступил на физический факультет Московского государственного университета им. М. В. Ломоносова и окончил его с отличием в 1979 г. После этого продолжил обучение в аспирантуре физического факультета. В 1983 г. И.А.

Обухов защитил кандидатскую диссертацию, а в 2014 г. — докторскую.

Научной работой И.А. Обухов начал заниматься в студенческие годы в группе профессора И. М. Тернова под руководством профессора В. Р. Халилова. В период с 1979 по 1991 гг. им опубликованы статьи, посвященные теоретическому исследованию различных эффектов, обусловленных взаимодействием элементарных частиц с гравитационными и электромагнитными полями. Получены интересные результаты, касающиеся рождения пар заряженных частиц в пространственно-ограниченных электрических полях и поведения W -, Z -бозонов и бозона Хиггса в сильных магнитных полях.

С 1984 по 1999 гг. И. А. Обухов работал в НИИ «Дельта» (г. Москва). За короткий период прошел путь от младшего научного сотрудника до начальника лаборатории. В это время им выполнены работы по применению методов теории сингулярных возмущений при моделировании функционирования элементов микроэлектроники, построению моделей переноса заряда в мезоскопических структурах, расчету и оптимизации электрических характеристик и технологии изготовления приборов микро- и наноэлектроники. Принимал активное участие в создании первых в СССР и России резонансно-туннельных диодов и квантовых приборов на основе нанопроводов.

Дальнейшая научная деятельность Ильи Андреевича связана с наноэлектроникой и нанотехнологией. Им предложены конструкции ряда новых квантовых приборов на основе нанопроводов. Над их экспериментальной реализацией он вместе с коллегами работает в настоящее время.

Результаты проведенных И. А. Обуховым исследований отражены в четырех монографиях и более чем в 90 научных публикациях.

Организационный и Программный комитеты конференции КрыМиКо сердечно поздравляют Илью Андреевича Обухова с юбилеем и желают ему крепкого здоровья и новых творческих успехов.