



# RLNC\*2023

18 - 20 апреля 2023 г.

Сборник трудов  
XXIX Международной научно-технической конференции  
«Радиолокация, навигация, связь»,  
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ

Том 5

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

## **РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов*

*XXIX Международной научно-технической конференции,  
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ  
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 5

Воронеж  
Издательский дом ВГУ  
2023

УДК 621.37  
ББК 32  
P15

**Радиолокация, навигация, связь** : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023.  
ISBN 978-5-9273-3706-4

Т. 5. – 2023. – 435 с.  
ISBN 978-5-9273-3711-8

В сборник вошли материалы XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC\*2023), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, и развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37  
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3711-8 (т. 5)  
ISBN 978-5-9273-3706-4

© Воронежский государственный университет, 2023  
© АО «Концерн “Созвездие”», 2023  
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2023

# СОДЕРЖАНИЕ

## Том 1

### Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ  
Д. С. Ключев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....1

НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ  
А. А. Зацаринный.....6

#### **Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.**

АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО  
ДОКУМЕНТООБОРОТА  
Д. А. Иванов, А. П. Кива, А. А. Ярош.....17

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ  
МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ  
А. В. Леньшин, Т. В. Матуразова, А. Д. Мушин.....26

АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ  
КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА  
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Д. Д. Репин .....36

ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА  
РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ  
ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ  
П. Ф. Никишкин .....45

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО  
СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И  
ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ  
В. Н. Якимов..... 51

ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ  
ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК  
А. С. Аль-Месри, С. В. Шахтанов .....58

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ  
ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ  
У. К. Зулинов, Д. А. Иванов, В. А. Харькин, К. В. Яцук.....68



ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, Ю. В. Кандрашов.....	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ Ю. С. Радченко, С. С. Родионов .....	83
КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгутина, А. Ю. Замятин .....	91
КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ А. А. Калининский, В. И. Парфенов .....	102
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ К. И. Шефер.....	109
МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА А. В. Гречишкин, Д. Н. Рахманин, А. Е. Рудь, Л. Э. Черноиванов .....	117
МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Ю. В. Андреев.....	128
НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко .....	137
НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко.....	145
О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский .....	156
О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК А. В. Зюльков .....	163

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, Н. В. Савищенко, С. П. Тесля .....	168
ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ ПРОГРАММНО- АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ «РУБЕЖ» С. Н. Горбунов, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев .....	177
ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И. С. Ашурков, А. В. Кадыков, Н. А. Лешко, Э. В. Халилов .....	181
ОБОБЩЁННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ- ПЕЛЕНГАТОРОМ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко .....	192
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ ПО КАНАЛУ С МАКСИМАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ СИГНАЛА С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопапов .....	200
ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА Е. Г. Баленко, А. П. Кива, А. Е. Стасюкевич .....	211
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев .....	218
РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БПЛА С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов .....	223
СЛОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СМЕРЧЕЙ НА ПРИМЕРЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ С. А. Глибчук, Л. И. Коломеец, Д. С. Старых, О. Н. Топтунова, М. В. Хайбуллов .....	232
СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков .....	242

СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ А. В. Богословский, Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....	248
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Д. А. Иванов, М. В. Русайкин, К. В. Яцук .....	258
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов .....	268
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ И. М. Антоненко, С. А. Вызулин, О. В. Годовых, С. А. Иванушкин .....	276
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ К. А. Краснинский, П. П. Куренков, А. И. Орехова, Д. Р. Руссо, А. Н. Семёнов .....	280
<b>Секция 2. Распознавание и обработка изображений.</b>	
ДЕТЕРМИНАЦИЯ ПРИМИТИВА НА КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ СЦЕНЕ ПОСРЕДСТВОМ СИНТЕЗА МАТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБУЧЕНИЯ А. В. Ермоленко, Р. И. Князев, В. М. Полушкин .....	287
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ Ф. П. Астапенко, И. В. Владимиров, А. А. Ерыгин, С. А. Житенёв.....	296
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков.....	301
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ «ОПЕРАТОР» ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕДИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, Н. С. Хрущев, В. В. Шатских.....	305

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, И. В. Керимов.....	311
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВИДЕОКАМЕРЫ Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов.....	317
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОПТИЧЕСКОМУ РАСПОЗНАВАНИЮ ОБЪЕКТОВ БОЕВОЙ ОБСТАНОВКИ М. Б. Тляшок, В. О. Хилько, В. П. Хоборова.....	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ, ПЕРЕДАВАЕМОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. В. Лубенцов.....	328
СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА БАЗЕ МОДУЛЯ ESP32- SAM И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. Д. Туркеев, Д. А. Ямпольский .....	337
СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ А. Ю. Березин, А. Н. Ерофеев, В. В. Плева, А. И. Чеботарев.....	344
СОЗДАНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗРЕНИЯ РОБОТА НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ОБЪЕКТОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ YOLO А. А. Лукьяненко, В. А. Лукьяненко .....	352
<b>Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.</b>	
АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ С. Е. Потапов, К. А. Хвостова .....	360
АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ Е. В. Андроков, В. И. Галдин.....	366

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕРЫВАНИЯ БЕЗОПАСНОГО СЕАНСА СВЯЗИ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ К. С. Артёмов, А. С. Гвоздарёв .....	369
АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ И КОДОВ РИДА- СОЛОМОНА В ПРИЕМНИКЕ С ИМПУЛЬСНОЙ ПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ М. В. Хорошайлова .....	379
АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗУЛЬТАТОВ ОБРАБОТКИ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	385
ВЛИЯНИЕ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В ММО КАНАЛЕ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМА С. А. Виноградов, С. В. Вовк, С. В. Калинин, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин .....	394
КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ПРИКЛАДНОЙ ОБЛАСТИ ЗОНДИРОВАНИЯ В. В. Белый, С. А. Луценко.....	400
КООРДИНАТОР БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ЧАСТОТОЙ 2,4 ГГц СТАНДАРТА ZIGBEE ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ «УМНОГО ДОМА» И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. С. Самодуров.....	405

## Том 2

**Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь.  
Спутниковые системы связи и передачи информации.**

МЕТОД синхронизации сети радиосвязи Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....	1
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ Н. В. Киселев, Д. А. Михайлов, В. П. Пашинцев, М. В. Песков.....	8
МЕТОДИКА обоснования требуемого уровня связности сети воздушной радиосвязи с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков для повышения пропускной способности М. С. Иванов.....	17
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ С. Н. Ракицкий, В. Б. Сычужников, В. И. Штаненко.....	26
МЕТОДОЛОГИЯ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ М. Н. Губарь, В. В. Лебедев, А. В. Леньшин.....	33
МЕХАНИЗМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЕРАРХИЙ К. А. Батенков.....	45
МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА А. В. Марков, В. П. Хоборова.....	49
МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Н. В. Евглевская, С. Н. Ракицкий.....	52
ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С. А. Луценко.....	63
ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Е. Н. Зуев.....	69

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ М. В. Хорошайлова .....	75
ОЦЕНКА ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ OFDM У. А.-К. Д. Гаиб, В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов .....	81
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова .....	95
ПОВЫШЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ТРАНСФОРМАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ А. А. Бобовкин, А. В. Вершенник, И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев .....	101
ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ А. В. Писной .....	109
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО РАСЧЕТУ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ АППАРАТНЫХ (СТАНЦИЙ) УЗЛА СВЯЗИ М. А. Коротаяева, В. П. Хоборова .....	117
ПРОФИЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ А. В. Вершенник, О. М. Лепешкин, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк .....	121
РАДИОСТАНЦИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О. А. Кудрявцев .....	128
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ П. В. Колесник .....	135
РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОРЯДКА НАСТРОЙКИ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ Е. Ю. Апарина, В. П. Хоборова, Г. С. Хугаев .....	142
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ А. В. Писной .....	146



СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ  
ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Ю. В. Кондрашов, А. А. Чусов, И. А. Баталин .....155

СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ  
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ  
ХАРАКТЕРИСТИК

Р. Н. Хорошайлов .....159

СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,  
ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ  
СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА

О. А. Кудрявцев .....166

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,  
ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ

О. А. Кудрявцев .....172

ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ  
СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, Д. А. Стародубов .....182

**Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические  
системы наблюдения и связи.**

ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ  
РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Р. П. Краснов .....188

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И  
ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

С. В. Абрамов, О. И. Клинецов, В. А. Красавин, А. В. Романец, В. С. Сперанский .....195

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С  
БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ

Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова .....203

ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ  
ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

Д. А. Дрынкин, А. Ю. Козирацкий, А. Г. Петухов .....209

**Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА). Авиационно-космические радиоэлектронные системы.**

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ СКОРОСТИ УДЛИНЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков .....	217
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИРИ В МП РЛС НА ОСНОВЕ РФК С ГРУППИРОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ А. Е. Афиногенов, А. А. Дорофеев, С. С. Ерочкина, А. Е. Сныткин, А. А. Чугунов.....	221
ВРЕМЯ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ - ОГРАНИЧЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ВЛИЯНИЕМ СРЕДЫ И СИСТЕМАТИЧЕСКИМИ ОШИБКАМИ АППАРАТУРЫ Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....	232
ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН В. Н. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева.....	240
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗВЕШИВАЮЩИХ ОКОН НА ЗАВИСИМОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ Н. Ч. Нхан, А. С. Подстригаев, Х. Н. Чан.....	243
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ А. А. Монаков, А. А. Тарасенков.....	248
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИЗДЕЛИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ - ВЕЩАНИЯ (АЗН-В) - ТРЕКИНГА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «SOFTWARE DEFINED RADIO» В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ О. В. Бойко, А. С. Костюков, Е. А. Кушев, Д. В. Мязин, Д. А. Чученков .....	255
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ МИМО РАДАРА В. Ю. Волков.....	265
ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов .....	273
К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ОБОСНОВАНИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В. А. Кузнецов, В. П. Лихачев, А. А. Потапов .....	283

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И. А. Алферова, О. А. Сафарьян.....	295
МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин.....	302
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С. А. Воронцова.....	310
МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ НАБОРА МОДЕЛЕЙ Д. В. Лук, А. А. Коновалов, Л. М. Хоанг.....	317
МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ - КОРРЕЛИРОВАННЫЕ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПОЛЯ Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....	323
НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ И. А. Вельмисов.....	330
НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДЛИННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, П. И. Шиврина.....	336
ОБЪЕДИНЕННЫЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ М. Альмахмуд, Е. А. Богословский.....	345
ОПТИМАЛЬНОЕ ПОЛОЖЕНИЕ РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ НАБЛЮДЕНИЯ А. В. Кричигин, Е. А. Маврычев.....	354
ОТДЕЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ В. С. Медведева, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин.....	363
ОЦЕНКА СВОЙСТВ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ С ЧАСТОТНО- ЗАВИСИМЫМ ЗАТУХАНИЕМ НА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ Ю. В. Бакшеева.....	367
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ МЕТЕОРОЛОГИИ Е. Л. Шошин.....	374

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА А. А. Монаков.....	384
ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Д. О. Попов, М. В. Родин.....	393
РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков .....	403
РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ Д. А. Васильев, А. Д. Ильясафов, Д. А. Пальгуев .....	410

## Том 3

**Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА). Авиационно-космические радиоэлектронные системы.**

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

И. А. Глинкин, М. Н. Крижановский, С. В. Литвинов.....1

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТЬ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Л. Н. Казаков, Ж. С. Ф. Олим .....10

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМА, С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ ПРИЕМНИКА

Г. А. Бакаева.....14

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Н. И. Беляков, А. Ф. Крячко .....21

**Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.**

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ СВЕХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

П. М. Жучкова, Р. С. Куликов, А. П. Малышев, С. В. Черных, А. А. Чугунов .....28

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко .....38

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ

П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов .....47

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомоллов .....55

## ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбняец,  
С. А. Ткаченко, А. Ф. Щербатюк.....62

## ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА

А. В. Журавлев, А. В. Смолин, И. В. Шуваев .....68

## ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ

В. В. Севидов .....74

## ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА

В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....81

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС.

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов .....89

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ

Р. Ф. Габитов, А. А. Дружков, Н. М. Зайцев, Р. Р. Саниев.....93

## КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов .....109

## КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....113

## ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков,  
П. В. Рыбняец, С. А. Ткаченко.....118

## ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко .....124

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ОСЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ А. Ю. Востров .....	133
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЗАТЕНЕНИЙ М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов .....	140
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОТ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	146
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	156
ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Севидов, Л. М. Севидова .....	164
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко, М. С. Рясин .....	172
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТИННЫЙ СЕВЕР С ПОМОЩЬЮ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ТАКТИЧЕСКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ Д. В. Ананьев, А. Ю. Востров, Д. В. Костин .....	179
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....	187
ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ В ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СЕТИ А. А. Демин, В. В. Неровный, Ю. В. Сиротин, В. В. Цитиридис, Д. А. Чучмай.....	194
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Н. В. Паршуков, Д. И. Савин .....	200



ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В. Ю. Пальчик.....	206
ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДОВОЖДЕНИЯ К. Г. Андреев, К. А. Сысак.....	214
ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный, А. В. Сальников.....	220
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО РАДИОСИГНАЛАМ, ПРИНЯТЫМ ОТ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	229
РАЗНОСТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	236
РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ПОМЕХ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА Д. А. Кисилев, П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный.....	243
СИНХРОНИЗАЦИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ НАЗЕМНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РНС И АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ Д. Б. Писаревский, Д. И. Савин.....	249
СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ В. В. Севидов.....	254
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В. В. Филоненко.....	263
УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ А. А. Дружков, А. А. Кононов, И. Г. Пивкин.....	271
ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОВОГО СИГНАЛА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбьянец, С. А. Ткаченко.....	277

**Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.**

АЛГОРИТМ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ С. Б. Макаров, А. С. Михайлов, А. Н. Удодов .....	286
ВЛИЯНИЕ СКИН-ЭФФЕКТА НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков.....	295
ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ Н. Н. Ахмад, П. А. Трифионов .....	302
ВОЗБУЖДЕНИЕ ХАОСА В ОСЦИЛЛЯТОРЕ ВАН ДЕР ПОЛЯ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ Д. А. Крылосова, А. П. Кузнецов, Н. В. Станкевич .....	311
ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ГАУССОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ РЕКОНФИГУРИРУЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, К. В. Смусева, Г. К. Усков .....	316
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ФУРЬЕ-ОПТИКА И КРИПТОГРАФИЯ: РЕТРОСПЕКТИВНЫЙ АНАЛИЗ А. А. Потапов.....	322
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ Н. Н. Ахмад, Т. Т. Доан, П. А. Трифионов .....	363
ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ХАОТИЧНОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ДЕМОНСТРИРУЮЩИХ ХАОС А. М. Бобрешов, А. Е. Ерёменко, А. А. Караваев .....	371
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ: ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....	376
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР В. П. Крылов .....	383

## УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ

В. С. Виноградский, А. М. Клакович, В. Г. Кулиш, В. А. Минкин, А. П. Шадрин.....388

## ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ

Е. В. Ефремова, Л. В. Кузьмин .....393

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР

А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголевых.....403

**Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология ММО.**

## АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР

Б. И. Власов, А. В. Золотухин, А. С. Кунаев .....412

## Том 4

**Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология ММО.**

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧАЕМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА СВОЙСТВА НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ А. А. Волков.....	1
АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА В. Б. Байбурин, В. В. Комаров, В. П. Мещанов .....	11
ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В ММО СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ В. Н. Т. Нгуен, Ю. Н. Паршин .....	15
ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДА С. И. Деревянкин, А. В. Останков .....	21
ГЛУБОКОЕ ОБУЧЕНИЕ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман.....	25
ДИАГНОСТИКА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДАМИ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЙ Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова, Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	32
ДИСПЕРСИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ С УЧЁТОМ ГЕТЕРОГЕННЫХ СВОЙСТВ Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко .....	38
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКОЙ И МИНЕРАЛЬНОЙ ПОЧВ С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. С. Яценко .....	43
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЕТОМ ЗЕРКАЛЬНО-ДИФFUЗНОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С. А. Гончаров, В. А. Кузнецов .....	48
ИССЛЕДОВАНИЕ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР НА КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТАХ В ДИАПАЗОНЕ 16 - 25 ГГЦ. В. М. Васильченко, Р. Г. Губайдуллин, Д. А. Полетаев, В. В. Старостенко .....	56

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕНН БПЛА И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИХ ЭМС А. Х. Дайуб, А. А. Комаров .....	64
ИССЛЕДОВАНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ, ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	70
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБНОСТИ МИМО СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТИРОВАТЬ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ В УСЛОВИЯХ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОДКАНАЛОВ Н. В. Карпенко, А. В. Лещинский, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин .....	77
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОГЛАСОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ Ю. С. Русов .....	84
ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА LDR И PMR ДИАПАЗОНОВ О. В. Бажанова, А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....	89
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИМЕЮЩЕЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ АПЕРТУРЫ К. М. Занин.....	93
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА Г. А. Бабанин, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин, Т. И. Тагаев.....	103
МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ Л. В. Винник, В. В. Задорожный, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....	113
МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЗАДАННОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. Н. Шацкий .....	123
МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КАРТИН ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ВОРОНЕЖСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ ТЕХНИЧЕСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров .....	133

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ А. Н. Дементьев, Д. С. Ключев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	138
МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ А. Р. Садыков, Ю. Е. Седельников, В. А. Скачков .....	143
МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ С УЧЁТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В. А. Жигулин, Ю. Б. Нечаев.....	150
МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЙЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	158
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ В. П. Васильев, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	167
О ПРИБЛИЖЕНИИ БИГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОИМПУЛЬСА С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ В. В. Лепехин, Г. М. Стрелков.....	172
ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ НА СЛУЧАЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗАДАЧ В. В. Ахияров .....	180
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ ОТКРЫТОГО КОНЦА ВОЛНОВОДА О. В. Потапова, Я. В. Христофоров.....	187
ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧАЕМОГО ВИДЕОИМПУЛЬСА А. А. Волков .....	192
ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЯ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР ПО МАТРИЦАМ РАССЕЙЯНИЯ И ДИАГРАММЕ ИЗОЛИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА О. В. Бажанова, В.А. Степкин, А. М. Бобрешов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Л. И. Аверина....	198

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАССЕЯННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ В КВ ДИАПАЗОНЕ Г. Г. Вертоградов, В. Ю. Нестеров.....	202
ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ РАДИОВОЛН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ТРОПОСФЕРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ Д. Н. Борисов, Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков .....	209
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ А. В. Васенина, К. А. Сидоренко.....	218
ПОГЛОЩЕНИЕ СВЧ ЭМИ СИСТЕМОЙ «ПОЛИУРЕТАН-СТЕКЛО-ЦИКЛОГЕКСАН-Н-ГЕКСАН» К. В. Смушева, Г. К. Усков, С. В. Хатунцев, М. Н. Ющев.....	224
ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНО-ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ, ИЗЛУЧЕННОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Е. А. Серегина, К. В. Смушева, Г. К. Усков, С.П. Скулкин .....	227
ПРИМЕНЕНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ С БАЗИРОВАНИЕМ НА МАЛОМ БПЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров .....	234
ПРИМЕНЕНИЕ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПРОСТРАНСТВЕ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Н. Б. Смольянов .....	241
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров .....	247
ПРОГНОЗ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКОМЕНДАЦИЙ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В. В. Ахияров.....	255
РАСПРОСТРАНЕНИЕ СУПЕРГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев.....	263
СИМУЛЯЦИЯ СВОЙСТВ МЕТАСТРУКТУР В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ CST STUDIO Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, А. В. Старосек .....	271



СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЗОН ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В СРЕДЕ МАТНСАД А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев.....	277
СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА ДЛЯ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОРМ, ВО ВСЕЙ ВОЗМОЖНОЙ ОБЛАСТИ СКАНИРОВАНИЯ ФАР (АФАР) В СИСТЕМЕ АНТЕННА ОБТЕКАТЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ БРЛС И. Е. Макушкин .....	285
СРАВНЕНИЕ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИИ ГАНКЕЛЯ И ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ Е. А. Ищенко, В. В. Негрбов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров.....	295
ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ КВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА МНОГОСКАЧКОВЫХ ШИРОТНЫХ И ДОЛГОТНЫХ ТРАССАХ Г. Г. Вертоградов, М. А. Михайлов, В. Д. Черных .....	301
ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ С ГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ В. Х. Нгуен, А. Ю. Паршин .....	311
УЧЕТ ВЛИЯНИЯ УСТАНОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА КОРАБЛЕ НА ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ М. Ю. Звездина, А. М. Шапошникова, Ю. А. Шокова .....	317
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ Т-ОБРАЗНОЙ ШЛЕЙФНОЙ СТРУКТУРЫ Д. А. Максимов, А. В. Останков, М. Ю. Чепелев, Н. Н. Щетинин.....	329
ШИРОКОПОЛОСНАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ STACKED ПАТЧ АНТЕННА Д. В. Лелявин, С. А. Очиллова, К. В. Смусева, Е. Е. Сыромятова, Г. К. Усков .....	335
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков .....	341
ЭФФЕКТИВНЫЕ ПЛОЩАДИ РАССЕЙЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ БОЛЬШОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ПОЛЕТА А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова .....	349

**Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.**

АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА	
Э. А. Кирсанов .....	357
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ	
И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев .....	364
К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ	
Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, И. В. Владимиров, С. А. Житенёв, В. П. Пустовит .....	368
МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
В. В. Неровный, В. С. Радько, Д. П. Свиридов, В. В. Филоненко .....	373
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ	
В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша, С. А. Катруша .....	383
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ	
Р. В. Антипенский, А. А. Волков, А. А. Донцов, Е. Е. Назаров.....	390
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ	
Е. Р. Антипенский.....	397
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС	
И. А. Байгутина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля .....	404
ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
Е. С. Прожеторко .....	414
ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ	
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....	419

**Том 5****Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.**

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....	1
ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко .....	10
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, Е. М. Красов, В. Г. Маркин.....	15
ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....	21
РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев .....	26
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ И. А. Сидоренко, Д. А. Черкасов.....	33
РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ РЕТРАНСЛЯТОРА К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....	39
СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ В. В. Алексеев, Г. М. Гарнов, Д. А. Клинков, С. В. Романов, С. К. Толмачев .....	45
<b>Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.</b>	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ Е. В. Богатиков, Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, А. Н. Шебанов .....	52

АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛОВ WI-FI А. В. Ашихмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов .....	56
АНТЕННА СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ЗАПРОС ОТВЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТАМАТЕРИАЛОВ Ю. Е. Седельников, Н. А. Тутъяров .....	65
ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА СБОРА ДАННЫХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДИНОЧНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев.....	75
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА К. Н. Чугай .....	83
ДЕФЕКТНЫЕ МОДЫ СВЧ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ПРОВОДЯЩИМ НАНОСЛОЕМ Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, В. Е. Шаронов.....	89
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КУСОЧНО-СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА ИХ КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ОСНОВНЫХ ВОЛН А. А. Скворцов.....	94
ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ А. А. Петров .....	100
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ П-СЕКЦИЙ ОБЪЕМНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. Р. Фаттахов.....	106
КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШИРОКОПОЛОСНОСТИ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. А. Скворцов.....	116
МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ПРОБЛЕМЕ С. Н. Вырко, А. А. Свириденко, А. Г. Хмельник .....	121
МЕТОДИКА СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМЕЮЩИХ СВОЙСТВО РОБАСТНОСТИ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ИМПЕДАНСА НАГРУЗОК В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ П. В. Бойкачев, С. Н. Вырко, М. И. Полещук, А. Г. Хмельник .....	129

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ Н. Ю. Веретенников .....	140
ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044 А. В. Гречишкин, С. А. Ермаков, Д. Н. Рахманин, А. А. Чиликин .....	148
ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ Е. Л. Шошин.....	153
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ Д. А. Куан, А. В. Долматов, Н. В. Туан .....	162
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СШП-ИМПУЛЬСОВ А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков .....	169
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОМ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ Е. В. Богатиков, Е. А. Попов, А. Н. Шебанов, Е.Н. Бормонтон.....	174
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин .....	178
РАЗРАБОТКА ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ К. В. Арав, Б. М. Кац, К. А. Саяпин, Е. А. Сигитов.....	188
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, В. А. Ванин, Э. Э. Каграманов .....	194
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ П. П. Куренков, Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо .....	199
ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОЗОНДОВЫХ РЕФЛЕКТОМЕТРОВ Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	205

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-  
АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА  
НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ

М. А. Банкетов, И. А. Сафонов.....211

**Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.**

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО  
СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

М. В. Нгуен .....217

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ  
ЭЛЕМЕНТАХ

А. А. Сулима .....226

ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ  
КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И  
НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

М. С. Иванов, П. В. Рябков .....231

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....237

К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ  
КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ  
ОБСТАНОВКИ

Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков .....243

К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ  
НИЗКОГО КАЧЕСТВА

А. А. Павлович, А. С. Присяжнюк .....249

К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ  
ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков.....253

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ

А. В. Коровин, В. Р. Осипов, В. Н. Петухов.....259

МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ  
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ

В. В. Аллакин, А. А. Павлович, М. В. Голунов .....264

НЕЙРОСЕТЕВАЯ АРХИТЕКТУРА С АКСОНАМИ СЛУЧАЙНОЙ ДЛИНЫ В ЗАДАЧАХ КЛАССИФИКАЦИИ А. А. Толстых.....	269
НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ КЛАССИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко.....	275
О ПРОБЛЕМЕ ОГРАНИЧЕННОСТИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ КОГНИТИВНЫХ РАДИОСИСТЕМ В. А. Головской.....	283
О РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ КОМПОЗИТНОГО ПОМЕХОВО-ШУМОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков .....	288
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ Д. В. Вихорев, А. В. Мержвинский.....	293
ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ГРАНИЧНЫХ ПРОБЛЕМ СКВОЗНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С. В. Козлов.....	302
ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, К. А. Смирнов .....	311
ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ДВУХПороГОВЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЬ/ПАУЗА ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ С. Алшавва, А. П. Чернышов, К. С. Шалаев, А. Д. Юдаков, Д. С. Юдаков .....	320
ПРЕДИКТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В. В. Ларькин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. С. Пермяков, И. С. Черных.....	330
ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин, А. С. Селиванов .....	336
ПРОЦЕДУРА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	346



СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ, КЛАССИФИКАЦИИ, ПРИНЦИПАМ СОЗДАНИЯ О. А. Лыкова, С. А. Мочалов, А. А. Пилипов .....	354
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПОМОЩИ СЦЕНАРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В. А. Дроговоз.....	361
СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ А. В. Мефедов.....	370
ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО В. В. Никулина, И. А. Сафонов .....	373
УНИФИЦИРОВАННЫЕ КОММУНИКАЦИИ И ПЛАТФОРМА CRM ОПЕРАТОРА СВЯЗИ Ю. А. Тамм.....	377
УСЛОВИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЛИНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ П. В. Лебедев, А. А. Тарасов.....	382
УСТОЙЧИВЫЕ ПРИЗНАКИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ НА ДИСКРЕТНЫХ АУДИОСИГНАЛАХ Н. П. Колмаков, А. А. Толстых.....	387
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА П. В. Заика, А. М. Кудрявцев, А. А. Смирнов.....	395

# ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

И. А. Курчанов<sup>1</sup>, А. Е. Лысенко<sup>2</sup>, В. В. Севидов<sup>3</sup>

<sup>1</sup>АО «Российский институт радионавигации и времени»,  
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

<sup>2</sup>АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

<sup>3</sup>Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Аннотация.** Проведен краткий обзор современного состояния и перспектив разработки радиопоглощающих материалов. Рассмотрены виды радиопоглощающих материалов. Оценены результаты сравнительных экспериментов трех образцов радиопоглощающих материалов, наносимых в виде краски. Проведен анализ некоторых характеристик радиопоглощения. Рассмотрены возможные пути развития радиопоглощающих материалов.

**Ключевые слова:** повышение помехоустойчивости, радиопоглощающие материалы, радиопоглощающие покрытия, поглощающая способность, электромагнитные излучения, противолокационная маскировка, отраженное излучение.

## INCREASED IMMUNITY RADIO-ELECTRONIC PRODUCTS THROUGH APPLICATIONS OF RADIO ABSORBING MATERIALS

I. A. Kurchanov<sup>1</sup>, A. E. Lysenko<sup>2</sup>, V. V. Sevidov<sup>3</sup>

<sup>1</sup>JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time",  
St. Petersburg, Russian Federation

<sup>2</sup>JSC "Obukhov Plant", St. Petersburg, Russian Federation

<sup>3</sup>Military Academy of telecommunications, St. Petersburg, Russian Federation

**Abstract.** A brief review of the current state and prospects for the development of radar-absorbing materials has been carried out. The types of radio absorbing materials are considered. The results of comparative experiments of three samples of radio-absorbing materials applied in the form of paint are evaluated. Some characteristics of radio absorption have been analyzed. Possible ways of developing radio-absorbing materials are considered..

**Keywords:** radio-absorbing materials, radio-absorbing coatings, absorption capacity, electromagnetic radiation, anti-radar masking, reflected radiation.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение помехоустойчивости радиоэлектронных средств является чрезвычайно важным вопросом, поскольку качество их функционирования непосредственно связано с потенциальной восприимчивостью к электромагнитным помехам (ЭМП). Решение вопросов электромагнитной совместимости (ЭМС) ведется различными путями – принятие специальных мер в процессе разработки конструкций изделий, экранирование жгутов линий связи, проводов электропитания и элементов на печатных платах, грамотная трассировка токоведущих проводников, использование специальных фильтрующих элементов и многое другое. Одним из направлений для решения проблем ЭМС в части помехоустойчивости является применение специальных радиопоглощающих материалов (РПМ) и покрытий (РПП), наносимых на поверхность или элементы изделия.

К РПМ и РПП относят такие материалы, которые обеспечивают изменение (уменьшение) коэффициента отражения в рабочем диапазоне частот. Это могут быть, например, материалы подобные рассмотренным в [1], представляющие собой полимерные радиопоглощающие лакокрасочные материалы, функционирующие на частотах до 40 ГГц, которые наносят на поверхность разрабатываемых изделий.

Свойства поглощения РПМ основаны на их способности преобразовывать электромагнитные волны в тепло. Благодаря особенностям своей структуры радиопоглощающие материалы создаются в разных конфигурациях и размерах, что позволяет монтировать их на любые поверхности.

## 2. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

Универсальной классификации радиопоглощающих материалов не существует. Один из наиболее полных вариантов классификации РПМ описан в статье [2].

РПМ разделяют:

по принципу действия – на резонансные или интерференционные; нерезонансные; рассеивающие; комбинированные; метаматериалы;

по типу конструкции – на слоистые (одно- и многослойные), состоящие из твердого или гибкого слоя (слоев) РПМ; с включением неоднородностей; тканевые (состоящие из внедренного в тканевый материал РПМ); на основе жидких растворов; в виде краски или эмали.

Толщина резонансных РПМ соответствует четверти длины волны излучения радиолокационной станции (РЛС). Падающая энергия высокочастотного излучения отражается от внешней и внутренней поверхностей РПМ с образованием интерференционной картины нейтрализации исходной волны. Отклонение ожидаемой частоты излучения от расчётной приводит к ухудшению характеристик поглощения, поэтому данный тип РПМ эффективен при маскировке от излучения РЛС, работающей на стандартной, неизменяемой моночастоте [3]. На рисунке 1 схематически изображены пути этих волн [4].

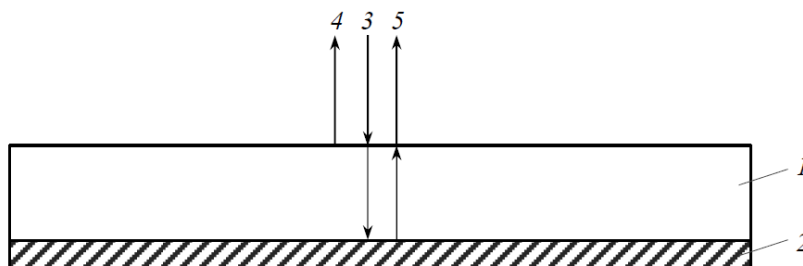


Рис. 1 Пути падающей и отраженных волн (1 – РПМ, 2 – металлический экран, 3 – падающая волна, 4 – волна, отраженная от внешней поверхности РПМ, 5 – волна, прошедшая в РПМ, отраженная от металлического экрана и вышедшая наружу)

В случае, когда волны, отраженные от поверхностей электропроводящей пленки и металлической основы, находятся в противофазе и одинаковы по амплитуде, происходит их взаимная компенсация. Создание разности фаз в полволны осуществляют нанесением  $\lambda/4$  слоя диэлектрика, при этом его толщина определяется по формуле:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon}}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны в материале,  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве [5].

Классическими структурами для электромагнитных РПМ являются структуры Солсбери, Яуманна и Далленбаха. РПМ Солсбери – один из самых простых и давно используемых – представляет собой резонансный РПМ, состоящий из одиночного резистивного листа, располагающегося на экранированной диэлектрической подложке с низкой диэлектрической постоянной толщиной четверть длины волны. Данный РПМ имеет узкую полосу и относительно большую толщину. В РПМ Яуманна однородные резистивные листы располагаются друг над другом на расстоянии четверти длины волны (измеренной в центре исследуемого частотного диапазона), вследствие чего происходит расширение полосы поглощения по сравнению с РПМ Солсбери. Структура РПМ Далленбаха подобна предыдущим, за исключением того, что в нем используются не резистивные, а однородные многослойные диэлектрические листы, располагающиеся над экраном. Главными недостатками данных РПМ является огромная толщина многослойной структуры и узкая полоса поглощения.

Нерезонансные магнитные РПМ рассеивают энергию высокочастотного излучения по поверхности, результатом является повышение её температуры.

Многослойные РПМ основаны на поглощении многократно переотраженной электромагнитной волны внутри слоистой металл-диэлектрической структуры, причем толщина слоев принимается обычно меньше толщины скин-слоя на рабочей длине волны. Возможно создание такого материала, электрофизические характеристики которого последовательно изменяются от слоя к слою.

Как показано на рисунке 2, снижение интенсивности проникающего излучения обусловлено однократным прохождением через слой РПМ и частичным отражением. Преобразование в тепло происходит за счет потерь на электропроводность и переориентацию диполей [6].

Принцип работы нерезонансных РПМ основан на использовании как диэлектрических, так и магнитных потерь, последнее – за счет добавления соединений феррита [2]. В некоторых случаях используется введение графита в пенополиуретановую матрицу.

Неоспоримыми преимуществами такого материала являются высокая поглощающая способность и широкополосность поглощения.

Тонкие покрытия, полученные из диэлектриков и проводников, являются узкополосными, поэтому в тех случаях, когда добавленная масса и стоимость не являются критичными, используются магнитные материалы как в резонансных РПМ, так и в нерезонансных РПМ [7].

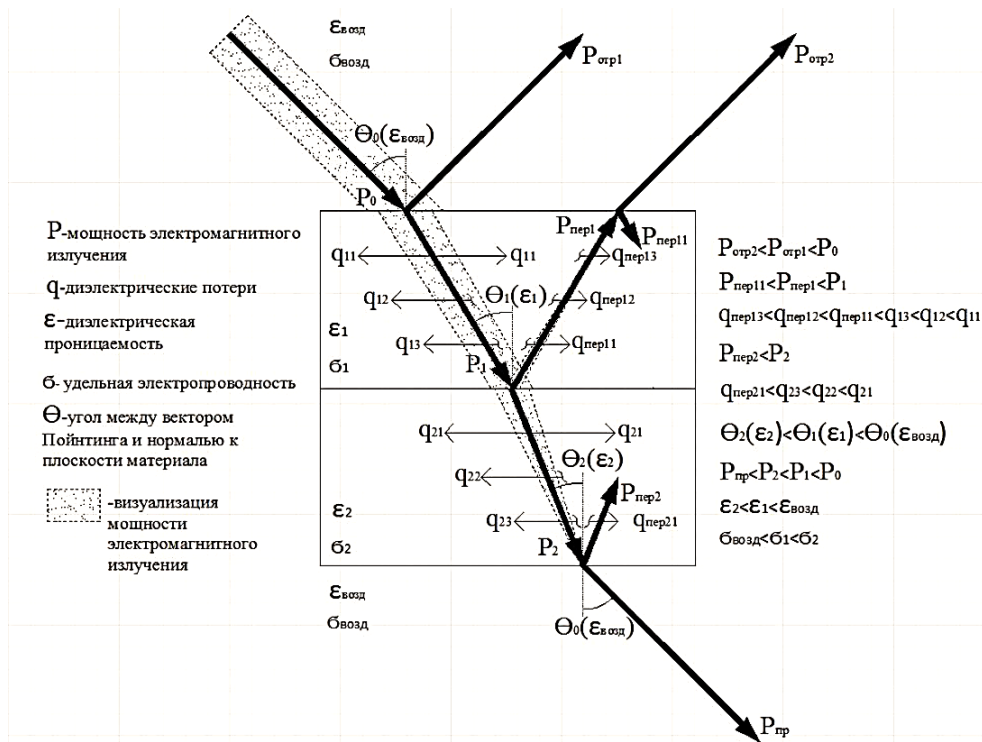


Рис. 2 Принцип работы экрана с потерями на электропроводность и поляризацию

Рассеивающие РПМ или РПМ с геометрическими неоднородностями. Такой тип РПМ представляется в виде конусов, пирамид, шахт, клиньев и других геометрических структур, преобразующих плоскую падающую волну в поверхностную, с последующим ее гашением в поверхностном диэлектрическом слое.

РПМ может представлять собой панель из цельного однородного массива конусных поглотительных элементов, расположенных на плоском основании любой формы. Благодаря наполнению из магнитных нано- и микрочастиц, а также особой конусной форме такая панель обладает превосходной поглотительной способностью СВЧ-волн в частотном диапазоне от 1 до 50 ГГц, падающих под различными углами.

За счёт высокой температурной стойкости и теплопроводности материал способен поглощать электромагнитные волны относительно большой мощности.

Силиконовые конусные широкополосные РПМ обладают некоторыми преимуществами по сравнению с листовыми СВЧ-абсорберами, а именно: превосходная эффективность поглощения электромагнитных волн при тех же массогабаритных параметрах благодаря сложной конусной форме элементов; большая эффективность поглощения под разными углами падения электромагнитной волны; поглощение электромагнитных волн большой мощности, которое обеспечивается высокой теплопроводностью материала и большой площадью поверхности; гибкость, эластичность и мягкость материала по сравнению с листовыми продуктами. Наилучшими электродинамическими, механическими и эксплуатационными характеристиками в наземных условиях будут обладать материалы и покрытия, реализованные при использовании всех выше перечисленных способов. Т.е., это должны быть сложнопозитные феррит-диэлектрические материалы с металлическим наполнителем, имеющие плавный (постепенный) переход от свободного пространства к слоям с достаточно большими значениями проницаемостей и потерь. При этом для увеличения поглощения может быть использовано резонансное поглощение энергии электромагнитного поля в отдельных слоях. Для создания широкополосных РПМ необходимо учитывать дисперсионные свойства составляющих слоев [8].

В последние годы широкое применение нашли РПМ на основе искусственных электромагнитных или частотно-избирательных поверхностей (ЧИП) с диэлектрическими и магнитодиэлектрическими потерями. Данные электромагнитные поверхности представляют собой планарную решетку периодически расположенных проводящих идентичных элементов в виде квадратных патчей или резонансных элементов. Частотная характеристика ЧИП полностью определяется геометрией поверхности одного периода, размером ЧИП, параметрами подложки, межэлементным расстоянием, используемыми материалами. Конструкции поглотителей на основе ЧИП могут значительно превосходить многослойные конструкции по эффективности [9].

### 3. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТКИ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

На сегодняшний день разработано большое количество однослойных и многослойных РПМ и множество композиционных материалов, которые позволяют снизить уровень микроволнового излучения. Некоторые перспективные разработки в области создания РПМ рассмотрены в статье [2].

Так, известно радиопоглощающее покрытие в широком диапазоне частот, которое включает в себя трехслойную эластичную пластину на основе резины, наполненной ферритовым порошком с различным содержанием последнего в каждом слое. Способ изготовления радиопоглощающего покрытия включает изготовление каждого слоя пластины, соединение первых трех слоев методом совулканизации, намагничивание четвертого слоя и установку в нем металлических или керамических магнитов, при этом намагничивание четвертого слоя осуществляют методом арочного намагничивания, после чего его приклеивают к пластине из первых трех слоев (пат. РФ №2256984, Н01Q). Недостатком такого покрытия являются: значительная толщина, сложность в изготовлении и значительный вес радиопоглощающего покрытия.

Использование в судостроении определенных лакокрасочных материалов обусловлено требуемыми характеристиками. Специальные покрытия судов предназначены не только для защиты корпуса от механических повреждений, но и могут снизить видимость корпуса судов и кораблей для радаров.

В результате обширных исследований и технологических работ авторами [3] была создана специальная эмаль «Силак», обеспечивающая снижение теплового излучения в 1,5...2 раза (по сравнению со штатными покрытиями) при положительном контрасте температуры объекта (по сравнению с фоном). Разработанная по этому параметру эмаль находилась на уровне подобного типа материалов стран НАТО. На рисунке 3 показаны результаты тепловизионного измерения, свидетельствующие, что при использовании покрытия «Силак» отражение корабля в ИК-области снижается почти в 2 раза. Площадь поверхности корабля уменьшается, делая его менее заметным в ночное время суток.

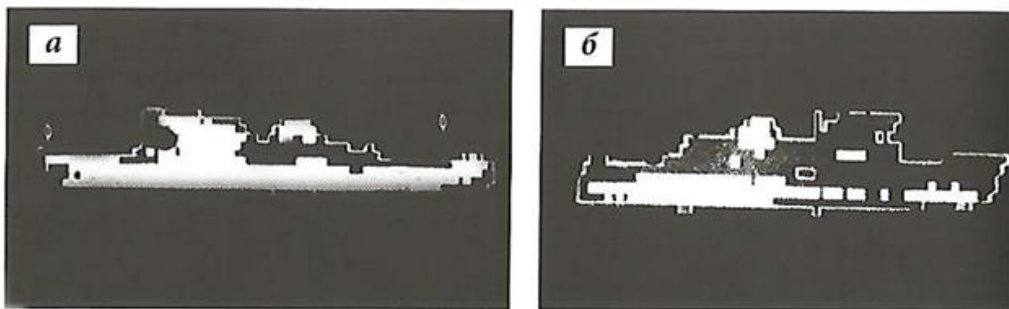


Рис. 3 Вид корабля в ночное время: *а* – левый борт без покрытия «Силак»,  
*б* – правый борт с покрытием «Силак»

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРСПЕКТИВНЫХ РПМ

Исходя из возможности и удобства применения лакокрасочных материалов для поглощения электромагнитного излучения, авторами статьи были проведены экспериментальные исследования характеристик перспективных, разрабатываемых в настоящее время РПМ, которые предполагается использовать для защиты радиоэлектронного оборудования.

Для проведения экспериментов была собрана установка, представленная на рисунке 4.

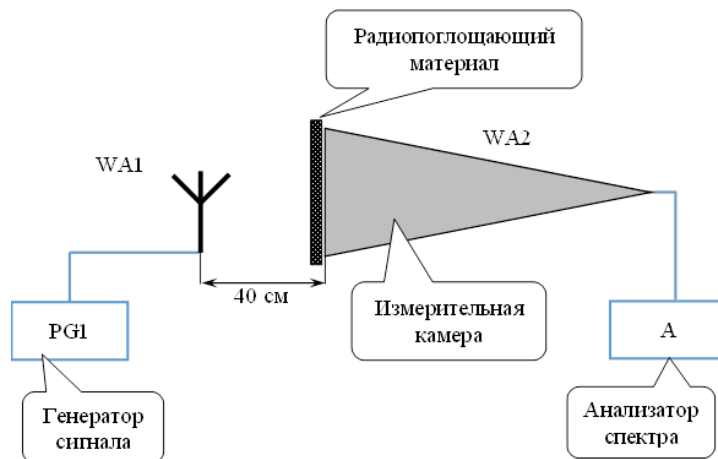


Рис. 4 Схема измерительной установки

В эксперименте использовались 3 образца РПМ в виде краски, наносимой на диэлектрическую поверхность, размещаемую перед измерительной камерой. Отличие между образцами РПМ заключалось в пропорциях, входящих в их состав компонентов. Как показано на рисунке 4, расстояние между передающей антенной WA1 и измерительной камерой с принимающей антенной WA2 составляет 40 см, исследуемый РПМ плотно прилегает к измерительной камере. На передающую антенну WA1 подается сигнал уровня 105 дБмкВ последовательно в диапазоне частот от 100 МГц до 3,6 ГГц. Сигнал от передающей антенны WA1 на частоте генератора сигнала PG1 проходит через исследуемый РПМ и поступает на приемную антенну WA2, расположенную в измерительной камере. От приемной антенны WA2 результаты измерений передаются в анализатор спектра А. Анализатор спектра А получает результаты измерения от приемной антенны WA2, расположенной в измерительной камере, принимающей сигнал от передающей антенны WA1, проходящий через исследуемый РПМ, на частоте генератора сигнала PG1. Для получения значения уровня ослабления сигнала, проходящего через РПМ, сначала был измерен уровень прохождения сигнала в указанном диапазоне частот без РПМ, затем последовательно установлены 3 вида РПМ. Для полноты измерений каждый из 3 видов РПМ нанесли на 3 диэлектрические подложки. Один, два и три слоя РПМ последовательно смонтировали, создав таким образом многослойную структуру из РПМ и диэлектрической подложки.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы.

РПМ «Образец № 1» в диапазоне частот от 100 МГц до 300 МГц ослабляет прохождение сигнала крайне неравномерно, и на определенных частотах достигается относительно неплохой уровень ослабления – до 20 дБмкВ. Также наблюдается повышение ослабления сигнала при последовательном скреплении нескольких листов РПМ и возникновение ослабления на разных частотах при использовании разного количества последовательно скрепленных листов РПМ. На ряде частот возникает эффект снижения ослабления сигнала при его прохождении через РПМ. Величина, на которую снижается ослабление сигнала, сопоставима с уровнем его ослабления.

В диапазоне от 300 МГц до 1000 МГц график, полученный для РПМ «Образца № 1», более ровный. Вариант с двумя последовательно скрепленными листами РПМ на некоторых частотах существенно превосходит по уровню ослабления остальные варианты. Также отмечается, что вариант с тремя последовательно скрепленными листами РПМ практически во всем диапазоне уступил варианту с двумя листами РПМ. Эффект снижения ослабления сигнала при его прохождении через РПМ наблюдается на единичных частотах, но величина, на которую снижается ослабление прохождения сигнала, также сопоставима с уровнем ослабления.

В диапазоне частот от 1000 МГц до 3600 МГц РПМ «Образец № 1» имеет на некоторых частотах максимальные значения ослабления прохождения сигнала, не достигающие 6 дБмкВ, что существенно ниже по сравнению с максимумами других исследуемых диапазонов частот. Но в данном диапазоне частот подавляющее большинство максимумов получено при использовании трех последовательно скрепленных листов РПМ. В целом эффект снижения ослабления сигнала, проходящего через РПМ, равномерно распределен по диапазону частот. Средний уровень ослабления сигнала в данном диапазоне 1...1,5 дБмкВ.

В диапазоне частот от 100 МГц до 300 МГц РПМ «Образец № 2» по сравнению с РПМ «Образец №1» имеет ярко выраженный эффект снижения ослабления сигнала в поддиапазоне частот от 110 МГц до 150 МГц и существенное увеличение ослабления прохождения сигнала в поддиапазоне от 225 МГц до 285 МГц. Необходимо отметить, что как снижение ослабления сигнала, так и увеличение ослабления сигнала в варианте с двумя и тремя последовательно скрепленными листами РПМ происходит почти в два раза сильнее, чем в варианте с одним листом РПМ. При этом существенной разницы между вариантами с двумя и тремя листами РПМ нет.

РПМ «Образец № 2» в диапазоне частот от 300 МГц до 1000 МГц существенно превосходит РПМ «Образец № 1» по среднему значению ослабления прохождения сигнала через РПМ. На единичных частотах диапазона происходит снижение ослабления сигнала. Вариант с двумя и тремя последовательно скрепленными листами РПМ в данном диапазоне дает несколько меньший прирост значений, чем в диапазоне от 100 МГц до 300 МГц. Также наблюдается незначительная разница в ослаблении сигнала между вариантом с двумя листами РПМ и вариантом с тремя листами РПМ.

В диапазоне частот от 1000 МГц до 3600 МГц РПМ «Образец 2» имеет худшие значения ослабления прохождения сигнала относительно других исследуемых диапазонов. РПМ «Образец № 2» имеет вдвое большее среднее значение ослабления прохождения сигнала по сравнению с РПМ «Образец № 1». С увеличением количества последовательно скрепленных листов РПМ ослабление сигнала пропорционально увеличивается. Эффект снижения ослабления сигнала в данном диапазоне частот по сравнению с РПМ «Образец 1» в среднем существенно снижен, но также равномерно распределен по диапазону.

РПМ «Образец № 3» в диапазоне частот от 100 МГц до 300 МГц имеет похожую структуру графика ослабления прохождения сигнала, похожую на РПМ «Образец № 2», однако поддиапазон снижения ослабления сигнала у него более узкий – от 145 МГц до 155 МГц. Увеличение ослабления существенно возрастает в поддиапазоне от 155 МГц до 285 МГц. Вместе с тем в поддиапазоне увеличения ослабления прохождения сигнала через РПМ «Образец № 3» практически отсутствует эффект снижения ослабления сигнала на некоторых частотах в отличие от аналогичного поддиапазона РПМ «Образец № 2». Необходимо отметить, что в целом способность ослаблять сигнал у РПМ «Образец № 3» в данном диапазоне частот существенно выше, чем у других РПМ. На графиках видно, что увеличение количества последовательно скрепленных листов РПМ от одного до двух увеличивает способность ослабления прохождения сигнала



практически вдвое. Эффект увеличения ослабления прохождения сигнала сохраняется при увеличении количества листов РПМ с двух до трех, но в меньшей степени, то есть не в два раза.

В диапазоне частот от 300 МГц до 1000 МГц РПМ «Образец № 3» по уровню ослабления прохождения сигнала также превосходит другие образцы. Помимо этого, в данном диапазоне частот РПМ «Образец 3» имеет более равномерные значения ослабления прохождения сигнала, которые в среднем превышают значения других образцов на 10 дБмкВ. Эффект снижения ослабления сигнала практически отсутствует. Как и в диапазоне частот от 100 МГц до 300 МГц, в рассматриваемом диапазоне наблюдается аналогичное увеличение ослабления прохождения сигнала в зависимости от увеличения количества последовательно скрепленных листов РПМ. При этом разница в значениях увеличения сопоставима со значениями диапазона от 100 МГц до 300 МГц.

В диапазоне частот от 1000 МГц до 3600 МГц РПМ «Образец №3» ведет себя аналогично другим образцам и превосходит их по значениям ослабления прохождения сигнала. По сравнению с диапазоном от 300 МГц до 1000 МГц значения ослабления прохождения сигнала снижены в среднем на 10 дБмкВ, но по-прежнему растут с увеличением количества последовательно скрепленных листов РПМ. Степень увеличения данных значений сопоставима с увеличением в других исследуемых диапазонах. В отличие от других образцов, эффект снижения ослабления сигнала присутствует всего на нескольких частотах.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье представилось возможным рассмотреть основные направления применения РПМ, а также востребованность РПМ и актуальность дальнейшего изучения и совершенствования материалов и покрытий.

Приведена классификация РПМ по нескольким признакам, которая, безусловно, не может претендовать на абсолютную полноту, но формирует общее представление о принципах функционирования РПМ. Каждый класс РПМ кратко описан. В качестве примеров приведены как экспериментальные РПМ, описанные в российских и зарубежных патентах, так и серийно выпускаемые коммерческие экземпляры. В статье упомянут отдельно класс РПМ в виде красок, который в данный момент активно развивается.

Проведена оценка результатов проведенных экспериментов с двумя изготовленными экспериментальными образцами РПМ – «Образец № 1» и «Образец № 2» и одним приобретенным серийно выпускаемым образцом – «Образец № 3». В целом результаты эксперимента показали, что экспериментальные образцы, представленные для исследования, уступают по характеристикам варианту серийно выпускаемого образца, что стимулирует дальнейшие научные изыскания в данной области. При этом представляет интерес анализ различных эффектов, проявившиеся в ходе экспериментов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 57212-2016. Совместимость технических средств электромагнитная. Покрытие полимерное радиопоглощающее лакокрасочное. Общие технические условия.
2. Хянин Д.С. Современное состояние и перспективы развития радиопоглощающих покрытий и материалов в интересах обеспечения ЭМС. / Радионавигация и время: труды СЗРЦ Концерна ВКО «Алмаз – Антей», №10, 2022.

3. Дринберг А.С. Влияние электромагнитного излучения на различные материалы и покрытия (обзор). / Известия СПб ГТИ (ТУ) № 38, 2017. – С. 19–24.
4. Романов А.М., Беляев А.А., Широков В.В. Особенности оптимизации резонансных радиопоглощающих материалов немагнитного типа. / Труды ВИАМ № 11, 2014.
5. Лыньков Л.М., Борботько Т.В., Богуш В.А., Колбун Н.В. Конструкции гибких поглотителей электромагнитной энергии СВЧ диапазона. / Доклады БГУИР. Том 1, № 1, 2003. – С. 92–101.
6. Журавлев С.Ю. Термостойкие радиопоглощающие композиционные материалы на основе тонкопленочных наноструктурированных углеродных покрытий – Диссертация / ФГБОУ ВПО МАИ (НИУ), 2018.
7. Аполлонский С.М. Защита техносферы от воздействия физических полей и излучений. В 3 т. Т. 2. Защитные материалы от физических полей и излучений: монография – М.: РУСАЙНС, 2016, – 342 с.
8. Островский О.С., Одаренко Е.Н., Шматько А.А. Защитные экраны и поглотители электромагнитных волн / Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина, 2003. – С. 161-173.
9. Антипов С.А., Латыпова А.Ф., Пастернак Ю.Г. Обзор радиопоглощающих структур на основе искусственных поверхностей / Вестник Воронежского государственного технического университета, 2014. Т10. № 5-1. С. 9-15.

#### REFERENCES

1. GOST R 57212-2016. Compatibility of technical means is electromagnetic. The coating is polymeric radio-absorbing paint and varnish. General specifications.
2. Khyanin D.S. Current state and prospects for the development of radio absorbing coatings and materials in the interests of providing EMC. / Radio navigation and time: Proceedings of the NWRC Concern VKO "Almaz-Antey", No. 10, 2022.
3. Drinberg A.S. Influence of electromagnetic radiation on various materials and coatings (review). / Izvestiya SPb GTI (TU) No. 38, 2017. - P. 19–24.
4. Romanov A.M., Belyaev A.A., Shirokov V.V. Features of optimization of resonant radio-absorbing materials of non-magnetic type. / Proceedings of VIAM No. 11, 2014.
5. Lynkov L.M., Borbotko T.V., Bogush V.A., Kolbun N.V. Designs of flexible absorbers of electromagnetic energy in the microwave range. / Reports of BSUIR. Volume 1, No. 1, 2003. - S. 92–101.
6. Zhuravlev S.Yu. Heat-resistant radio-absorbing composite materials based on thin-film nanostructured carbon coatings - Dissertation / FGBO MAI (NRU), 2018.
7. Apollonsky S.M. Protecting the technosphere from the effects of physical fields and radiation. In 3 volumes. T. 2. Protective materials from physical fields and radiation: monograph - M.: RUSIGNS, 2016, - 342 p.
8. Ostrovsky O.S., Odarenko E.N., Shmatko A.A. Protective screens and absorbers of electromagnetic waves / Kharkiv National University. V.N. Karazina, 2003. - S. 161-173.
9. Antipov S.A., Latypova A.F., Pasternak Yu.G. Review of radio-absorbing structures based on artificial surfaces / Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2014. T10. No. 5-1. pp. 9-15.

# ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

М.А. Ромашенко<sup>1</sup>, Д.В. Васильченко<sup>1</sup>, Д.А. Пухов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВГТУ, Воронеж, Россия

**Аннотация.** В статье предлагается новая эквивалентная гибридная дипольная модель с использованием такого элемента машинного обучения, как искусственная нейронная сеть (ИНС). ИНС используется для оценки электромагнитных помех (ЭМП), генерируемых в процессе работы устройства. В предлагаемом методе функция диполя Грина берется в качестве входных данных, а излучаемое электромагнитное поле берется в качестве выходных данных ИНС. Применение возможностей отображения ИНС необходимо для модификации матрично–векторного умножения между функцией Грина в свободном пространстве и дипольными моментами в традиционной дипольной модели. Таким образом устанавливается новое отображение между эквивалентными диполями и их излучаемыми полями.

**Ключевые слова:** электромагнитные помехи, диполь; нейронная сеть, сканирование ближнего поля, электронные средства.

## EVALUATION OF PCB ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE USING AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

M.A. Romashchenko<sup>1</sup>, D.V. Vasilchenko<sup>1</sup>, D.A. Puhov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> VSTU, Voronezh, Russia

**Abstract.** The article proposes a new equivalent hybrid dipole model using such an element of machine learning as an artificial neural network (INS). The INS is used to evaluate electromagnetic interference (EMI) generated during the operation of the device. In the proposed method, the Green dipole function is taken as input data, and the emitted electromagnetic field is taken as the output data of the INS. The use of the INS mapping capabilities is necessary to modify the matrix–vector multiplication between the Green function in free space and dipole moments in the traditional dipole model. Thus, a new mapping is established between equivalent dipoles and their radiated fields.

**Keywords:** electromagnetic interference, dipole, neural network; near field scanning, electronic device.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Ввиду увеличения значений рабочих частот, множество электронных устройств могут выступать в качестве источников паразитного электромагнитного излучения. Помехи, вызванные данным видом излучения, могут нарушить стабильную работу как отдельного блока, так и системы в целом [1]. Для минимизации возможного паразитного излучения необходимо проводить как математическое моделирование на этапе проектирования, так и экспериментальные исследования прототипов изделий на предмет определения уровней электромагнитных помех и частотного диапазона излучений, возникающих в процессе работы устройства. В связи с этим был разработан программно-аппаратный комплекс (ПАК), который осуществляет поэтапное сканирование излучения от устройства в ближнем поле [2]. Функционал данной разработки позволяет выполнять прогнозирование сложных ЭМП, которые могут быть пропущены на этапе

математического моделирования из-за большого объема необходимых вычислений. Такие погрешности виртуального моделирования возникают поскольку поле является трехмерной структурой с высокой плотностью данных. Также, разработанный ПАК позволяет провести дополнительную верификацию данных, полученных в результате проведения математического моделирования, что в свою очередь позволяет совершенствовать используемые алгоритмы и математические модели.

## 2. ТРАДИЦИОННАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ДИПОЛЬНАЯ МОДЕЛЬ

На современных печатных платах располагается множество токоведущих элементов, таких как соединительные дорожки, микросхемы и дискретные компоненты. В связи с этим чувствительные устройства подвержены влиянию электромагнитных помех на внутриаппаратном уровне, как показано на рисунке 1.

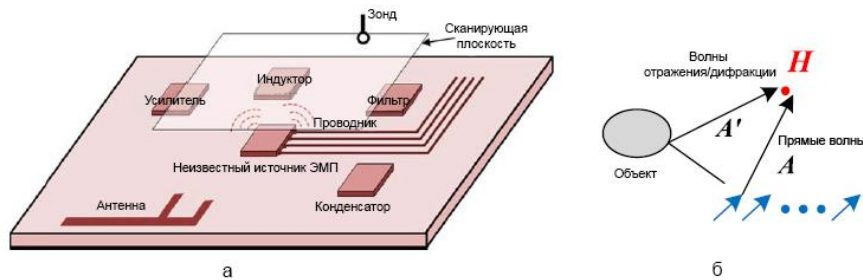


Рис. 1. Демонстрация влияния источника электромагнитных помех на сложной печатной плате. (а) Сканирование в ближнем поле. (б) Волна отражения/дифракции, вызванная близлежащим объектом.

В соответствии с принципом эквивалентности поля, для анализа проблемы электромагнитных помех в разрабатываемом экспериментальном стенде предложен метод реконструкции источника, основанный на сканировании ближнего поля. При этом дипольная матрица рассматривается как простой и эквивалентный источник в соответствии с теорией мультипольного расширения. Дипольный тип (магнитный или электрический диполь), поляризация, положение и число (исключая момент) определяются на основе предварительной информации о зашумленных устройствах и сканируемом поле. Неизвестные - это моменты диполей. Поле в плоскости над неизвестным источником электромагнитных помех определяется зондом, как показано на рисунке 1(а).

В сферической системе координат излучаемое магнитное поле от z-направленного магнитного диполя с единичным моментом и расположенный в начале координат, может быть вычислен по (1):

$$\begin{cases} H_r = \frac{\mu}{2\pi\eta r^2} \cos\theta \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) e^{-jkr} \\ H_\theta = \frac{jk\mu}{4\pi\eta r} \left(1 + \frac{1}{jkr} + \frac{1}{(jkr)^2}\right) e^{-jkr} \\ H_\phi = 0 \end{cases} \quad (1)$$

где,  $r$  - расстояние между диполем и точкой сканирования, а  $k$  - волновое число. Неизвестные моменты эквивалентных диполей могут быть получены путем решения уравнения (2):

$$A \cdot (U + A^{-1} \cdot A') \cdot X = H \quad (2)$$

где,  $U$  - единичная матрица,  $A$  представляет прямые волны, полученные из функции Грина в свободном пространстве, и  $A$  представляет отражение/дифракцию, которая также приносит энергию от диполей в точку наблюдения.

Для некоторых гибридных численных методов, таких как метод моментов, гибридный с однородной теорией дифракции или физическая оптика, МВМ между функцией Грина в свободном пространстве и источниками обычно изменено так, как указано в (2). К сожалению, такая модификация сложна и даже невозможна из-за сложной структуры современных печатных плат.  $A$  обычно включает функцию Грина, а функция Грина доступна только для особых случаев.

### 3. РАЗРАБАТЫВАЕМЫЙ ГИБРИД ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ДИПОЛЬНОЙ МОДЕЛИ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

На рисунке 2 показана разрабатываемая структура ИНС для задачи воссоздания эквивалентного источника. ИНС включает в себя входной слой, один или несколько скрытых слоев и один выходной слой.

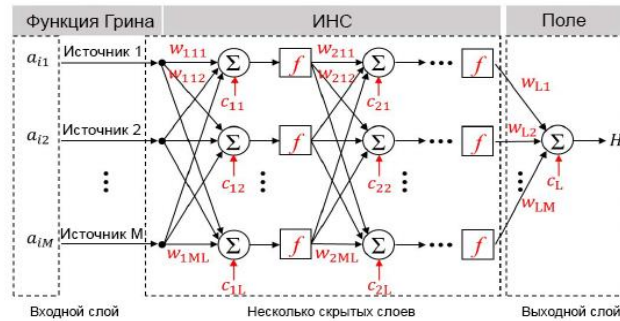


Рис.2. Структура ИНС для задачи реконструкции эквивалентного источника.  $L$  - это количество нейронов, которое может быть разным для разных скрытых слоев

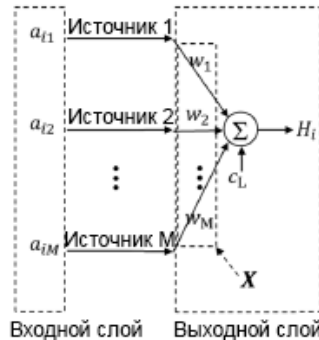


Рис.3 Внутренняя структура ИНС без скрытых слоев.

Нейроны, принадлежащие к соседним слоям, обычно полностью соединены.  $W$ ,  $C$  и  $f$  - это веса, смещения и функция активации соответственно.

Для ИНС каждая строка матрицы преобразования  $A$  в (2) берется в качестве одной выборки обучающих данных, а в качестве выходных данных берется соответствующее излучаемое поле. Таким образом, существует  $N$  выборок для нашего обучения ИНС.  $i$ -я выборка обучающих данных для ИНС равна (3):

$$a_i = [a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{ij}, \dots, a_{i3}], i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

где,  $a_{ij}$  определяется функцией Грина (1) диполя в свободном пространстве и его изображением, содержащим переменную  $r = |r_i - r_j|$ , где  $r_i$  и  $r_j$  представляют местоположение точки сканирования и диполя соответственно. Функция затрат определяется как среднеквадратичная ошибка между выводом ИНС  $H_i$  и  $i$ -м элементом в сканируемом поле  $H_{N \times 1} = [H_x, H_y]^t$ .

В традиционном методе эквивалентные диполи находятся явно методом наименьших квадратов. После решения нам известен каждый дипольный момент. При этом эквивалентные диполи неявно решаются предложенным методом ИНС. Дипольные моменты неявно представлены весами, смещениями и функциями активации ИНС. Если на рисунке 2 нет скрытого слоя, предложенный ИНС будет сведен к рисунку 3. Это точно представляет исходное матричное уравнение  $A \times X = H$ , где веса  $w_1 - w_M$  являются неизвестными дипольными моментами  $X$ .

Новизна разрабатываемого метода заключается в том, что используется более гибкая методика отображения ИНС для замены операции МВМ между свободным пространством функции Грина и дипольным моментом в традиционном методе. Сравнивая рисунки 2 и 3, после добавления скрытых слоев к ИНС, нейронную сеть можно использовать для обработки не прямых волн.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение описанного подхода с использованием искусственной нейронной сети при оценке качества разработки новой продукции позволит с высокой точностью определять превышение уровней электромагнитного излучения. Таким образом, разработчик может заранее узнать о местах потенциальных проблем в части обеспечения ЭМС и принять необходимые меры по их устранению. Использование подобных высокоточных отечественных стендов тестирования электронных устройств на требования ЭМС позволяет минимизировать материальные и временные затраты при разработке перспективных электронных средств.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ромащенко М.А. Конструкторско-технологические аспекты обеспечения ЭМС при разработке РЭС / М.А. Ромащенко // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2010. - Т. 6. - № 11. - С. 149-151. - eLIBRARY ID: 15279494 - EDN: MWJKAL
2. Ромащенко М.А. Процедура анализа параметров объекта при тестировании на воздействие ЭМП / М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Том 5. Воронеж, 2022. – С. 368-372. – eLIBRARY ID: 49963152, EDN: EFUZVK
3. Ромащенко, М. А. Методика автоматизированной оценки устойчивости электронных средств к электромагнитным помехам / М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18. – № 3. – С. 95-99. – DOI 10.36622/VSTU.2022.18.3.013. – EDN VAIKAU
4. Ромащенко М. А. Проведение дефектовки печатных модулей с использованием нейронных сетей / М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 44-49. eLIBRARY ID: 49289537, EDN: QFGRGL

**REFERENCES**

1. Romashchenko M.A. Design and technological aspects of providing EMC in the development of RES / M.A. Romashchenko // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2010. - V. 6. - No. 11. - S. 149-151. - eLIBRARY ID: 15279494 - EDN: MWJKAL
2. Romashchenko M.A. The procedure for analyzing the parameters of an object when testing for EMF exposure / M. A. Romashchenko, D. V. Vasilchenko, D. A. Pukhov // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov. In 6 volumes. Volume 5. Voronezh, 2022. – pp. 368-372. – eLibrary ID: 49963152, EDN: EFUZVK
3. Romashchenko, M. A., Vasilchenko, D. V., Pukhov, D. A. Methods for automated assessment of the stability of electronic means to electromagnetic interference, Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2022. - T. 18. - No. 3. - P. 95-99. – DOI 10.36622/VSTU.2022.18.3.013. – EDN VAIKAU
4. Romashchenko M. A. Carrying out defects of printed modules using neural networks / M. A. Romashchenko, D. V. Vasilchenko, D. A. Pukhov, // Radio Engineering. 2022. Vol. 86. No. 7. pp. 44-49. eLIBRARY ID: 49289537, EDN: QFGRGL

## ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА

А.В. Журавлев<sup>1</sup>, В.В. Кирюшкин<sup>1</sup>, С.И. Бабусенко<sup>1</sup>, Е.М. Красов<sup>1</sup>, В.Г. Маркин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Россия

**Аннотация.** Для пространственной компенсации помех используют адаптивные антенные решетки с применением различных методов пеленгации, обеспечивающих расчет пространственного спектра и определение положения локальных максимумов этого спектра. В предлагаемой работе пространственная компенсация помех осуществляется с использованием информации только о направлении на источник сигнала без оценки направлений на источники помех. Приведена методика оценки направления на источник сигнала.

**Ключевые слова:** преднамеренные помехи, фазоманипулированные сигналы, адаптивная антенная решетка, пространственная компенсация.

## SPATIAL INTERFERENCE COMPENSATION USING DIRECTION INFORMATION TO THE SIGNAL SOURCE

A.V. Zhuravlev<sup>1</sup>, V.V. Kiryushkin<sup>1</sup>, S.I. Babusenko<sup>1</sup>, E.M. Krasov<sup>1</sup>, V.G. Markin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>JSC RIE "PROTEK", Voronezh, Russia

**Abstract.** Adaptive antenna arrays are used for spatial interference compensation using various direction finding methods that provide calculation of the spatial spectrum and determination of the position of local maxima of this spectrum. In the proposed work, spatial interference compensation is carried out using information only about the direction to the signal source without evaluating the directions to the sources of interference. The method of estimating the direction to the signal source is given.

**Keywords:** intentional interference, phase-manipulated signals, adaptive antenna array, spatial compensation.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получила адаптивная пространственная обработка сигналов как для определения направлений на источники их излучения, так и для выделения сигналов на фоне помех. Для решения этих задач используются адаптивные антенные решетки [1]. Измерение направлений на источники излучения могут обеспечиваться расчетом пространственного спектра и определением положения локальных максимумов этого спектра [2, 3]. Однако, если источники близки по направлениям прихода, то оценки направлений будут иметь погрешности.

В [4] предложен способ компенсации радиопомех с использованием опорных сигналов, совпадающих по структуре и временному положению с помеховыми сигналами. Недостатком способа является необходимость наличия априорной информации о тонкой структуре помеховых сигналов. Поэтому способ приемлем только при обеспечении электромагнитной совместимости отечественных средств создания помех с приемными устройствами отечественных радиоэлектронных средств при их работе на совпадающих частотах. При отсутствии информации о тонкой структуре помехового сигнала, например при создании преднамеренных помех противником, использование способа невозможно.



В [5] рассмотрена методика пространственной компенсации помех, направления прихода которых известны. Однако информация о направлениях на источники помех может отсутствовать.

В данной работе рассмотрена методика пространственной компенсации помех с использованием информации только о направлении на источник сигнала. При этом предполагалось, что источник сигнала находится в направлении близком к вертикальному, а источники помех - вблизи земной поверхности. В качестве моделей сигнала и помех использовались фазоманипулированные сигналы.

## 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИСПОЛЗУЕМОЙ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ И ОЦЕНКИ СИГНАЛА

Пространственная компенсации помех осуществлялась с использованием адаптивной антенной решетки (ААР), структурная схема которой приведена на рисунке 1.

Она содержит антенную решетку с  $K$  антенными элементами, диаграммообразующую схему (ДОС) с комплексными весовыми коэффициентами  $w_1, w_2, \dots, w_K$ , сумматор и блок расчета весовых коэффициентов.

Диаграмма направленности антенной решетки в сферической системе координат может быть представлена в виде [3]

$$D(\alpha, \theta) = \sum_{k=1}^K w_k(t) d_k(\alpha, \theta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \rho_k \cos(\varphi_k - \theta) \cos(\alpha)}, \quad (1)$$

где  $d_k(\alpha, \theta)$  – значение ДН  $k$ -го антенного элемента в направлении на источник сигнала (помехи),  $\theta$  – азимутальный угол на источник,  $\alpha$  – угол места, отсчитываемый от горизонтальной плоскости,  $\rho_k$  и  $\varphi_k$  – полярные координаты  $k$ -го антенного элемента антенной решетки.

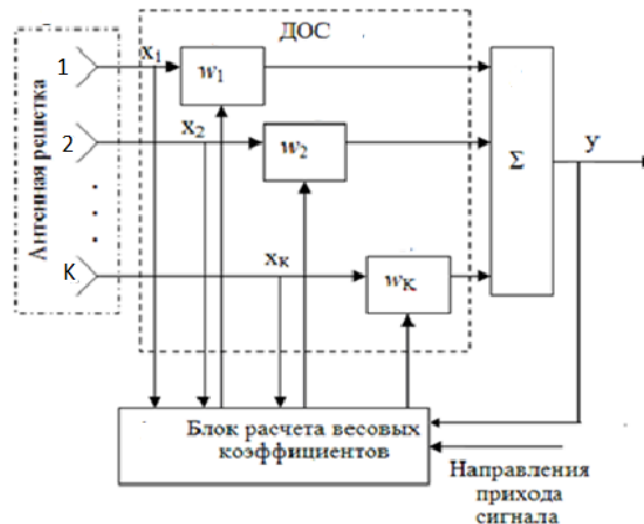


Рис. 1. Структурная схема ААР

Сумма сигнала и помех на выходах антенных элементов с учетом (1) имеет вид

$$x_k(t) = \sum_{m=1}^M u_m(t) d_k(\alpha_m, \theta_m) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \rho_k \cos(\varphi_k - \theta_m) \cos(\alpha_m)} + n_k(t), \quad k=1, 2, K,$$

где  $u_1(t)$  – сигнал,  $u_2(t), u_3(t), \dots, u_K(t)$  – помехи;  $n_k(t)$  – аддитивный белый шум с дисперсией  $\sigma^2$ .

Для ориентации антенной решетки в направлении на источник сигнала формируется вектор

$$V_0(\theta)=[v_{01}, v_{02}, \dots, v_{0K}]$$

с элементами

$$v_{0k} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \rho_k \cos(\varphi_k - \theta_1) \cos(\alpha_1)}, \quad k=1, 2, \dots, K.$$

Формирование весовых коэффициентов представляет собой итеративный процесс, состоящий из двух этапов.

На первом этапе осуществляется уменьшение мощности выходного сигнала  $y(t)$  решетки по алгоритму наименьших квадратов с оценкой вектора весовых коэффициентов  $W(t)=[w_1, w_2, \dots, w_K]^T$  в виде

$$w_k(t) = w_k(t-1) - \mu y(t) x_k(t) v_{0k}, \quad k=1, 2, \dots, K,$$

где  $w_k(0)=1, k=1, 2, \dots, K, 0 < \mu$ ;  $y(t) = X^H(t)W(t)$  - сумма сигнала и помех на выходе антенной решетки, « $H$ » - оператор комплексного сопряжения и транспонирования.

При этом за счет использования в последнем выражении множителя  $w_{0k}, k=1, 2, \dots, K$ , обеспечивается синфазность сигнальных компонент в каналах антенной решетки. Это позволяет основному лучу антенной решетки ориентироваться в направлении на источник полезного сигнала.

Однако, несмотря на ориентацию в направлении на источник сигнала, формирование весовых коэффициентов в таком виде в процессе адаптации приведет их к нулю и подавлению сигнала. Чтобы этого не случилось необходимо, чтобы в процессе адаптации сумма

$$\sum_{k=1}^K w_k(t)$$

весовых коэффициентов была близка к константе, например, равной  $K$ .

Для этого на втором этапе с целью обеспечения подавления помех в направлениях, отличных от направления на источник полезного сигнала, вектор  $W(t)$  преобразуется следующим образом

$$W(t+1) = W(t) - I_w \left[ \sum_{k=1}^K w_k(t) - K \right] / K,$$

где  $I_w$  – единичный вектор столбец.

Это преобразование в процессе адаптации обеспечивает прохождение полезного сигнала на выход антенной решетки без изменения.

Выходной сигнал определяется в виде

$$y(t) = X^H(t)W(t).$$

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании в качестве антенной решетки использовалась 6-ти элементная кольцевая антенная решетка из патч антенных элементов, размещенных по кругу равноудаленно от центра на расстоянии  $\rho=0.6\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны, и имеющих колоколообразную диаграмму направленности с минимумом в горизонтальной плоскости и максимумом в вертикальной плоскости.

В качестве сигнала, приходящего с направления, близкого к вертикальному, брался фазоманипулированный сигнал с расширением спектра М-последовательностью длиной 1023 символа с 10 цифровыми отсчетами на символе.

Помехи, поступающие на антенную решетку с направлений, близких к горизонтальным, были сигналоподобными, т. е. копиями сигнала с различными временными задержками, разными амплитудами и приходящими с разных направлений.

Исходные данные:

$$\rho_k = 0.6\lambda, k=1, 2, \dots, 6;$$

$$\varphi_1=0, \varphi_2=60^\circ, \varphi_3=120^\circ, \varphi_4=180^\circ, \varphi_5=240^\circ, \varphi_6=300^\circ,$$

$$\sigma=0,5.$$

В Таблице 1 приведены амплитуды, азимутальные углы источников сигнала и помех, углы места, значения диаграмм направленности антенных элементов.

Таблица 1. Параметры источников сигнала и помех

Параметры	Значения параметров источников			
	сигнала	помех		
U	1	100	100	100
$\theta$	$150^\circ$	$30^\circ$	$70^\circ$	$90^\circ$
$\alpha$	$80^\circ$	$1^\circ$	$2^\circ$	$3^\circ$
d	8	1	1.5	2

На рисунке 2 приведен отклик согласованного фильтра (на рисунке 1 не показан), подключенного к выходу сумматора ААР, на принимаемую смесь сигнала и помех в отсутствие компенсации ( $\mu_0=0$ ).

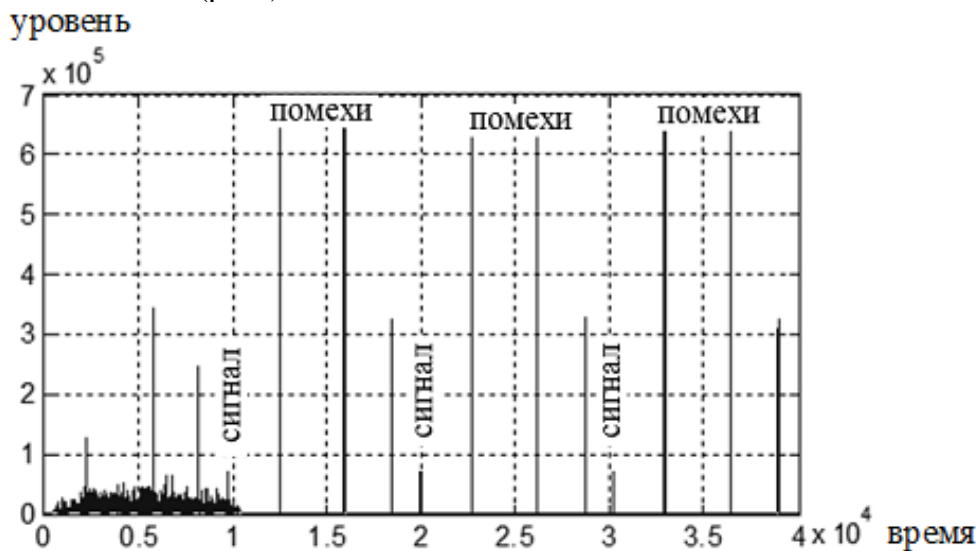


Рис. 2. Сигнал и помехи до компенсации

Из рисунка следует, что до компенсации помехи на выходе рассматриваемой антенной решетке превышают уровень сигнала более, чем в 8 раз.

Для сравнения на рисунке 3 показан отклик того же согласованного фильтра с компенсацией помех при  $\mu=0.00001$ . Из рисунка видно, что после компенсации уровень сигнала превосходит уровень помех более чем в 15 раз.

Таким образом, с использованием информации только о направлении на источник полезного сигнала обеспечивается пространственная компенсации помех.

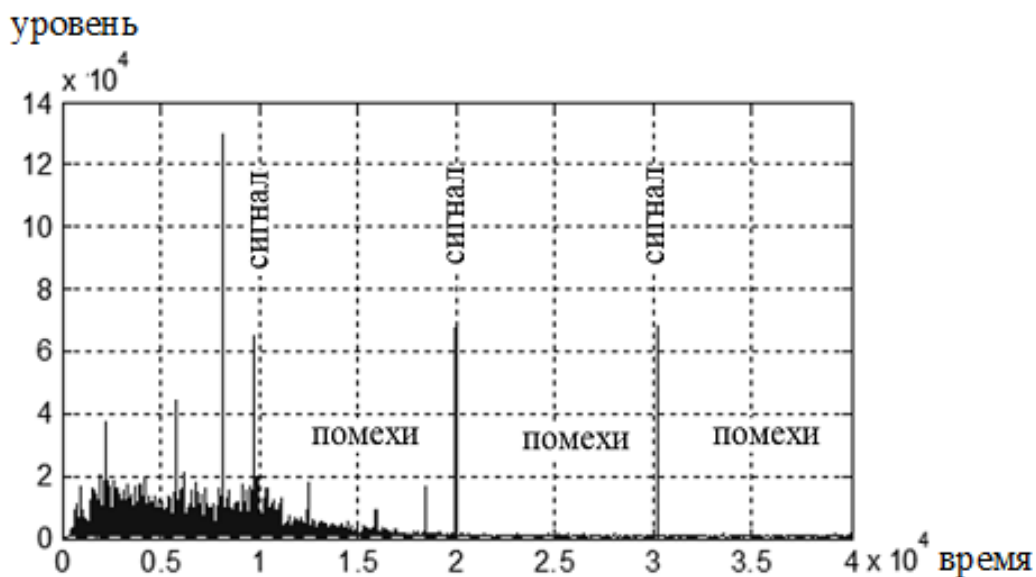


Рис. 3. Сигнал и помехи после компенсации

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложена методика пространственной компенсации сигналоподобных радиопомех с применением адаптивной антенной решетки, использующая информацию только о направлении на источник сигнала. При этом не требуется явная оценка направлений на источники помех, обеспечиваемая, например, анализом пространственного спектра.

В качестве антенной решетки использовалась 6-ти элементная кольцевая антенная решетка из патч антенных элементов, размещенных по кругу равноудаленно, и имеющих колоколообразную диаграмму направленности с минимумом в горизонтальной плоскости и максимумом в вертикальной плоскости.

При этом предполагалось, что источник сигнала находится в направлении близком к вертикальному, а 3 источника помех - вблизи наземной поверхности. В качестве моделей сигнала и помех использовались фазоманипулированные сигналы

До компенсации помехи на выходе рассматриваемой антенной решетки превышали уровень сигнала более, чем в 8 раз. После компенсации уровень сигнала превзошел уровень помех более чем в 15 раз.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. М.: Радио и связь. 1986. 448 с.
2. Журавлев А. В., Безмага В. М., Маркин В. Г. Ковариационные методы определения направлений прихода сигналов // Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи», Выпуск 4, 2016г., с. 33-39.
3. Журавлев А.В., Маркин В.Г., Миронов В.А. Селекция сигналов навигационных космических аппаратов с использованием пеленгации и информации о полезных сигналах // Радиотехника 2018. №11. С. 82-87.
4. Журавлев А.В., Безмага В.М., Смолин А.В. Нетрадиционный способ компенсации радиопомех в навигационной аппаратуре потребителей ГНСС // Радиотехника. 2014. № 6. С. 16–21.
5. Журавлев А.В., Маркин В.Г. Пространственная компенсация помех, направления прихода которых известны // Радиотехника 2018. №7. С. 105-108.

**REFERENCES**

1. Monzingo R.A., Miller T.U. Adaptive antenna arrays. Introduction to theory. M.: Radio and Communications. 1986. 448 p.
2. Zhuravlev A.V., Bezmaga V. M., Markin V. G. Covariance methods for determining the directions of arrival of signals// Scientific and Technical Journal "Theory and Technology of Radio Communication", Issue 4, 2016, pp. 33-39.
3. Zhuravlev A.V., Markin V.G., Mironov V.A. Selection of navigation spacecraft signals using direction finding and information about useful signals // Radio Engineering 2018. No.11. pp. 82-87.
4. Zhuravlev A.V., Bezmaga V.M., Smolin A.V. An unconventional method of compensation for radio interference in the navigation equipment of GNSS consumers // Radio Engineering. 2014. No. 6. pp. 16-21.
5. Zhuravlev A.V., Markin V.G. Spatial compensation of interference, the directions of arrival of which are known// Radio Engineering 2018. No.7. pp. 105-108.

# ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ

Ю.Н. Паршин<sup>1</sup>, Буй Куок Выонг<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина (РГРТУ), Рязань, Российская федерация

**Аннотация.** Рассматривается алгоритм фазовой адаптации антенной решетки для подавления пространственно коррелированных помех. Целью адаптации является формирование «нулей» диаграммы направленности антенной решетки в направлении на источник помехи. Проводится моделирование алгоритмов фазовой адаптации по критерию минимума мощности помех на выходе антенной решетки. Для поиска глобального минимума мощности помех производится модификация алгоритма фазовой адаптации. Получены сравнительные характеристики подавления помех, показывающие преимущества модифицированного алгоритма адаптации.

**Ключевые слова:** подавление помех, адаптация, алгоритм фазовой адаптации.

## SPATIAL SUPPRESSION OF INTERFERENCE USING PHASE ADAPTATION ALGORITHM

Y. N. Parshin<sup>1</sup>, Bui Quoc Vuong<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU), Ryazan, Russian Federation

**Abstract.** An algorithm for the phase adaptation of an antenna array to suppress spatially correlated interference is considered. The purpose of adaptation is the formation of "nulls" of the radiation pattern of the antenna array in the direction of the interference source. The simulation of phase adaptation algorithms is carried out according to the criterion of minimum interference power at the output of the antenna array. To search for the global minimum of interference power, the phase adaptation algorithm is modified. Comparative characteristics of interference suppression are given, showing the advantages of the modified adaptation algorithm.

**Keywords:** interference suppression, adaptation, phase adaptation algorithm.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современных радиосистемах часто действуют мешающие сигналы разного происхождения, такие как взаимные широкополосные помехи от близкорасположенных радиосистем и узкополосные помехи в виде отражений собственных сигналов от протяженных объектов. Для устранения помех используются различные методы подавления, например, пространственное подавление с помощью антенной решетки (АР), или временное подавление при цифровой обработке сигналов. Подавление помех может использовать фильтрацию решетки, многоканальную обработку сигнала или ортогонального разделения частот [1-3].

Широкополосные помехи часто имеют узкий пространственный спектр и могут быть эффективно подавлены с помощью формирования «нулей» диаграммы направленности (ДН) АР в направлении, из которого они приходят. Для устранения априорной неопределенности параметров помех широко применяется адаптивная подстройка весовых коэффициентов АР, что сопровождается изменением формы ДН АР во времени [4-7]. Возможности цифровых технологий стимулировали интерес к нелинейным алгоритмам адаптации, использующих измерение мощности выходного сигнала для подстройки

только фаз элементов АР [8,9]. Алгоритмы фазовой адаптации не всегда обеспечивают глобальный минимум мощности помех на входе АР. Поэтому представляет интерес модификация и сравнение эффективности подавления помех для различных алгоритмов фазовой адаптации.

Целью работы является повышение подавления пространственно коррелированных помех в адаптивной антенной решетке с использованием модифицированного алгоритма фазовой адаптации для различных режимов адаптации.

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В алгоритме фазовой адаптации [8] сигнал на выходе АР может быть представлен в виде суммы сигнала от определенного  $n$ -го элемента АР и суммы сигналов от всех остальных  $N-1$  элементов:

$$\underline{z} = E_n e^{j\varphi_n} + E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}, \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

При значениях фаз  $n$ -го элемента АР  $\{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ , выходные сигналы  $\underline{E}_0, \underline{E}_{90}, \underline{E}_{180}$  формируются путем сложения вектора сигнала  $n$ -го элемента АР  $\underline{E}_n = E_n e^{j\varphi_n}$  после фазовой адаптации и вектора всех других элементов  $\underline{E}_\Sigma = E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}$ . Процесс адаптации включает последовательную перестройку значение фазы  $\varphi_n$  и измерение выходной амплитуды помехи для каждого элемента АР. При большом числе элементов АР  $N \gg 1$  и  $E_\Sigma \gg E_n$  можно приближенно представить амплитуду выходного сигнала АР в виде:

$$E_z \approx E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + \varphi_n),$$

где  $\varphi_0$  - начальная фаза. Для заданного значения фазы амплитуда выходного сигнала АР равна:

$$\varphi_n = 0^\circ: \quad E_0 = E_\Sigma + E_n \cos \varphi_0,$$

$$\varphi_n = 90^\circ: \quad E_{90} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 90^\circ) = E_\Sigma - E_n \sin \varphi_0,$$

$$\varphi_n = 180^\circ: \quad E_{180} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 180^\circ) = E_\Sigma - E_n \cos \varphi_0.$$

Начальная фаза  $\varphi_0$  может быть определена путем решения системы полученной таким образом уравнений  $\varphi_0$ :

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}}, \quad \varphi_0 = \operatorname{arctg} \left( \frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}} \right) - \pi \begin{cases} 0, & E_0 - E_{180} > 0 \\ 1, & E_0 - E_{180} < 0 \end{cases}.$$

Значение фазы, обеспечивающее минимум мощности помехи на выходе АР получено в работе [8] и равно  $\varphi_n = 180^\circ - \varphi_0$ . Процесс изменения фазы всех элементов и измерения мощности на выходе АР для всех элементов требует  $3N$  шагов во времени длительностью  $T$  каждый и образует полный цикл адаптации.

Начальная фаза  $\varphi_0$  может быть определена путем решения вышеуказанной системы уравнений: равна.  $\varphi_{\text{opt}} = 180^\circ - \varphi_0$ . Процесс изменения фаз всех элементов и измерение мощности на выходе АР для всех элементов АР требует  $3N$  шагов и образует полный цикл адаптации.

Известные алгоритмы фазовой адаптации [8,9] не обеспечивают сходимости к глобальному минимуму мощности помех на выходе антенной решетки, что объясняется многоэкстремальностью целевой функции в  $N$ -мерной области определения. В результате оптимальное значение фазового распределения и мощность помех на выходе зависят от начального фазового распределения. Для устранения этого недостатка предлагается использовать многократное формирования начальных условий в каждом из  $K$  пе-

риодов полной адаптации и определение минимальной мощности в каждом из них. После завершения процессов адаптации выбирается фазовое распределение, обеспечивающее наименьшую мощность помех на выходе АР.

Начальное фазовое распределение может формироваться различными способами:

- 1) с помощью датчика равномерно распределенных независимых случайных чисел
- 2) равномерно с априорно заданным шагом  $\Delta\varphi = 2\pi/b$  путем перебора всех возможных  $K = b^N$  комбинаций фаз элементов АР

$$\varphi_n(k) = \frac{\pi}{N} + \frac{2\pi}{N}k_n, \quad n = 1, \dots, N, \quad k_n = 1, \dots, b, \quad k = 1, \dots, K.$$

Для каждого варианта начального фазового распределения производится полный цикл адаптации и определяется финальное фазовое распределение  $\varphi_{fin}(k) = \{\varphi_n(k), n = 1, \dots, N\}$  и мощность помех  $P_W(k)$ .

После этого можно определить наилучший результат адаптации

$$\varphi_{opt}(k) = \{\varphi_n(k), n = 1, \dots, N\} = \arg \min_{\substack{\varphi_{fin}(k) \\ k=1, \dots, K}} P_W(k).$$

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим результаты фазовой адаптации при различных способах формирования начального фазового распределения. Пусть эквидистантная АР состоит из  $N = 4$  элементов расположенных на расстоянии  $d = \lambda/2$  друг от друга. Примем для моделирования следующие значения: угловые координаты  $M = 2$  помех  $\alpha_w = -10^\circ, -20^\circ$ , отношение помеха-шум  $q_w = \frac{P_{win}}{P_{noise}} = 20$  дБ. Случайное изменение начального фазового

распределения производится для оригинального алгоритма в начале каждой реализации, а для модифицированного алгоритма – в начале каждого цикла полной адаптации.

На рис. 1 приведены несколько реализаций зависимостей мощности помехи на выходе АР от номера цикла полной адаптации для оригинального алгоритма [8] и модифицированного алгоритма. Эффективное значение помехи на выходе компенсатора полагается измеренным точно.

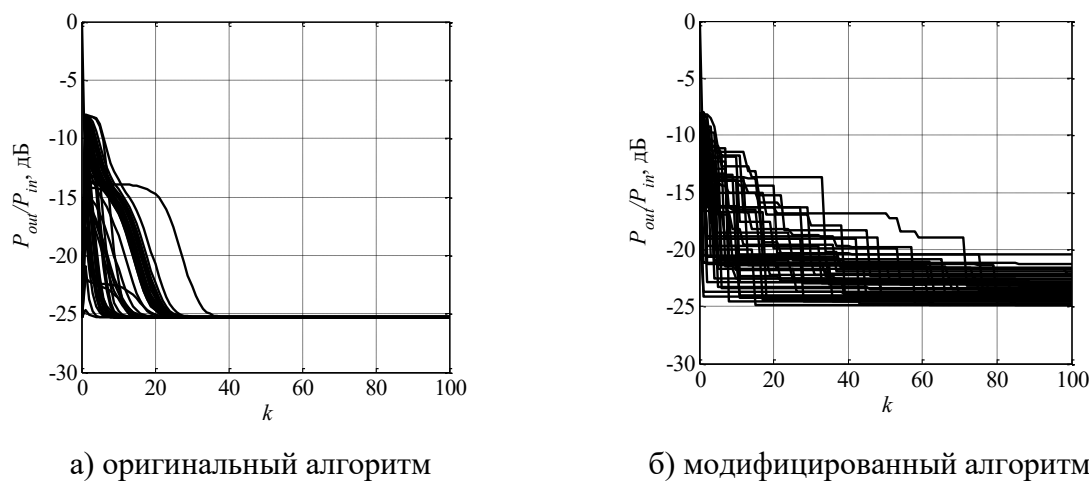


Рис. 1. Мощность помехи на выходе при точном измерении выходной мощности

На рис. 2 приведены зависимости мощности помехи на выходе АР от номера цикла полной адаптации для оригинального алгоритма [8] и модифицированного алгоритма,



когда эффективное значение помехи на выходе компенсатора определяется усреднением по 100 отсчетам.

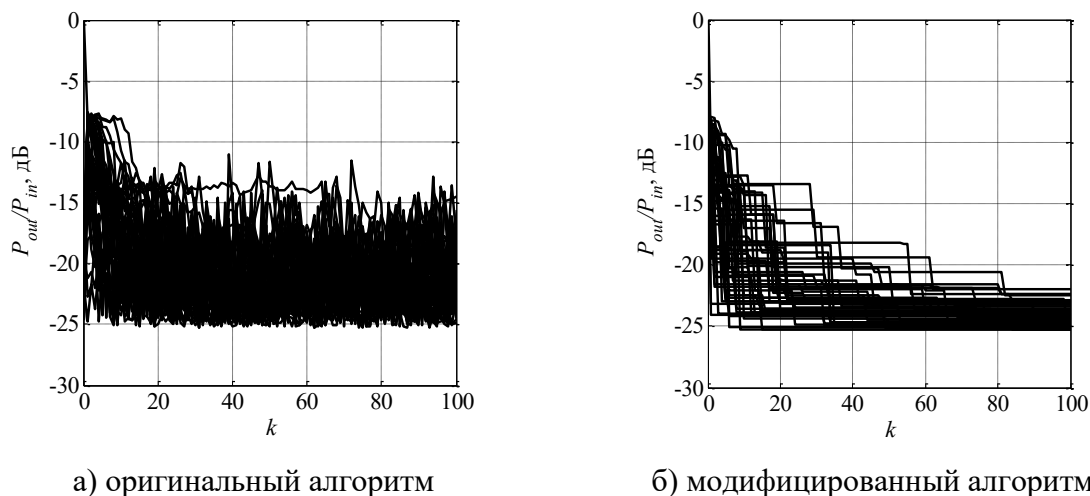


Рис. 2. Мощность помехи на выходе при измерении выходной мощности по 100 отсчетам

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ показал, что при точном измерении выходной мощности эффективность оригинального и модифицированного алгоритмов фазовой адаптации практически одинакова. Если измерение мощности производится по конечному числу отсчетов помехи, то эффективность оригинального алгоритма фазовой адаптации заметно ухудшается. При числе отсчетов равным 100 модифицированный алгоритм подавляет помеху на 5..7 дБ больше, чем оригинальный алгоритм. Таким образом, модифицированный алгоритм менее чувствителен к ошибкам измерения выходной мощности помех. Кроме того при наличии ошибок эффективность модифицированного алгоритма увеличивается при увеличении числа циклов полной адаптации.

При проведении моделирования установлено, что получаемый модифицированным алгоритмом выигрыш существенно зависит от параметров АР, помех и алгоритма адаптации. Вместе с тем результат работы модифицированного алгоритма формируется только в конце всего времени адаптации, что в некоторых применениях приводит к недопустимой задержке. В этих случаях целесообразно конфигурировать алгоритмы адаптации путем выбора числа реализаций адаптации и числа циклов полной адаптации в каждой реализации.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Сосулин Ю. Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех. // Радиотехника и электроника, 1982, Т.27, №6. – С.1171-1181.
2. Сосулин Ю. Г., Костров В. В., Паршин Ю. Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. - 632 с.
3. Паршин Ю. Н. Хаотическая динамика адаптивной системы компенсации комплекса точечной и протяженной помех. // Радиотехника и электроника, 1988, Т. 43, № 11, – С. 1336-1342.
4. Мальцев А. А., Зими́на С. В. Спектрально-корреляционные характеристики выходного сигнала адаптивных антенных решёток с учётом флуктуаций весового вектора. // Радиотехника и электроника, 2001, Т. 46, № 11. – С.1350-1355.

5. Морган Д. Р. Влияние градиентного шума на адаптивное подавление синусоиды в белом шуме. // *IEEE Trans.* 1983, Т. ASSP-31, № 4. – С. 1043-1045.
6. Зими́на С. В. Спектральные характеристики и диаграмма направленности адаптивной антенной решётки, настраиваемой по LMS алгоритму с квадратичным ограничением, с учётом флуктуаций весового вектора // *Антенны*, №9, 2014. – С. 64-69.
7. Буй К. В., Паршин Ю. Н. Спектральные характеристики узкополосной помехи в антенной решетке с фазовой адаптацией. // *Радиолокация, навигация, связь – РЛНС 2022: сб. тр. XXVII Международной научно-технической конференции: в 6 т. Т.5./ Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие»». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2022. – С. 326-332.*
8. Щапов Ю. М. Алгоритм фазовой адаптации антенных решеток произвольной геометрии. // *Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника*, 1990, Т.33, №9. – С.30-34.
9. Курганов В. В., Джиган В. И. Бесфазовые алгоритмы калибровки антенных решеток с минимальным числом измерений выходной мощности. // *Радиотехника*, 2021, Т.85, № 3. – С. 96-108. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202103-10>

#### REFERENCES

1. Sosulin Yu. G., Methods of optimal signal processing against the background of interference complex. // *Journal of communications technology and electronics*, 1982, Vol. 27, No. 6. - Pp. 1171-1181.
2. Sosulin Yu. G., Kostrov V. V., Parshin Yu. N. Evaluation and Correlation Signal Processing and Interference Compensation. // *Radiotekhnika*, 2014.
3. Parshin Yu. N., Chaotic dynamics of an adaptive compensation system for a complex of point and extended interference. // *Journal of communications technology and electronics*, 1988, Vol. 43, No. 11. – Pp. 1336-1342.
4. Maltsev A. A., Zimina S. V. Spectral-correlation characteristics of the output signal of adaptive antenna arrays considering fluctuations of the weight vector. // *Journal of communications technology and electronics*, 2001, Vol. 46, No. 11. – Pp. 1350-1355.
5. Morgan D. R. Effect of gradient noise on the adaptive cancellation of a sinusoid in white noise. // *IEEE Trans.* 1983, Vol. ASSP-31, No. 4, – Pp. 1043-1045.
6. Zimina S. V. Spectral characteristics and radiation pattern of an adaptive antenna array configured according to the LMS algorithm with a quadratic constraint, taking into account fluctuations of the weight vector. // *Antennas*, 2014, No. 9, – Pp. 64-69.
7. Bui Q. V. , Parshin Yu. N. Spectral characteristics of narrowband interference in the antenna array with phase adaptation. // *Radar, navigation, communications - RLNS 2022: Sat. tr. XXVII International Scientific and Technical Conference: in 6 volumes. V.5. / Voronezh State University; JSC Concern Sozvezdie. - Voronezh: VSU Publishing House, 2022. Pp. 326-332.*
8. Shchapov Yu. M. Algorithm of phase adaptation of antenna arrays of arbitrary geometry. // *News of universities of the USSR. Radio electronics*, 1990, Vol. 33, No. 9, – Pp. 30-34.
9. Kurganov V. V., Djigan V. I. Phaseless antenna array calibration algorithms with minimal number of output power measurements. // *Radiotekhnika*, 2021, Vol. 85, No. 3, – Pp. 96-108.

## РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА

И. А. Омельченко<sup>1</sup>, Н. С. Хрущев<sup>1</sup>, С. Н. Горбунов<sup>1</sup>, И. С. Гришин<sup>1</sup>, А. Р. Зайдуллин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный)  
(МЦП и БП), Тамбов, Россия

**Аннотация.** Данная работа предлагает использование специального интеллектуального программного комплекса «Аналитик» в вопросах, касающихся организации специальных программных воздействий на условного противника, с целью ведения радио разведки и получения аутентификационных данных посредством обеспечения мобильности программного комплекса размещая его беспилотных летательных аппаратах.

**Ключевые слова:** интеллектуальный программный комплекс, специальные воздействия, атаки.

## RADIO INTELLIGENCE AND SUPPRESSION OF WIRELESS CONNECTION POINTS BY THE «ANALYST» COMPLEX AT THE SOFTWARE LEVEL USING DEVICES PORTABLE TO UAVS

I. A. Omelchenko<sup>1</sup>, N. S. Khrushchev<sup>1</sup>, S. N. Gorbunov<sup>1</sup>, I. S. Grishin<sup>1</sup>, A. R. Zaidullin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP),  
Tambov, Russia

**Abstract.** This work suggests the use of a special intelligent software complex "Analyst" in matters related to the organization of special software effects on a conditional enemy, in order to conduct radio reconnaissance and obtain authentication data by ensuring the mobility of the software complex by placing it on unmanned aerial vehicles.

**Keywords:** intellectual software complex, specific influence, attacks.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Перед специалистами в области информационной безопасности, в частности пентестерам, стоят задачи эффективного решения головоломок по поиску и эксплуатации уязвимостей исследуемых систем. Немаловажным элементом любой работы по тестированию защищенности инфраструктуры заказчика является проверка беспроводных сетей, с целью уточнения вектора модернизации построенной системы защиты. Значительно повысить эффективность такой проверки помогут специализированные инструменты и не стандартные подходы к получению первоначального доступа в систему.

### 2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СОЕДИНЕНИЯ

Специальный интеллектуальный программный комплекс «Аналитик» предлагается доукомплектовать дроном и перенести на мобильную платформу сохранив все функциональные возможности, с целью расширения выборки расположения комплекса для произведения специальных воздействий на беспроводные сети систем. Схема соединения комплектующих представлена на рис. 1.

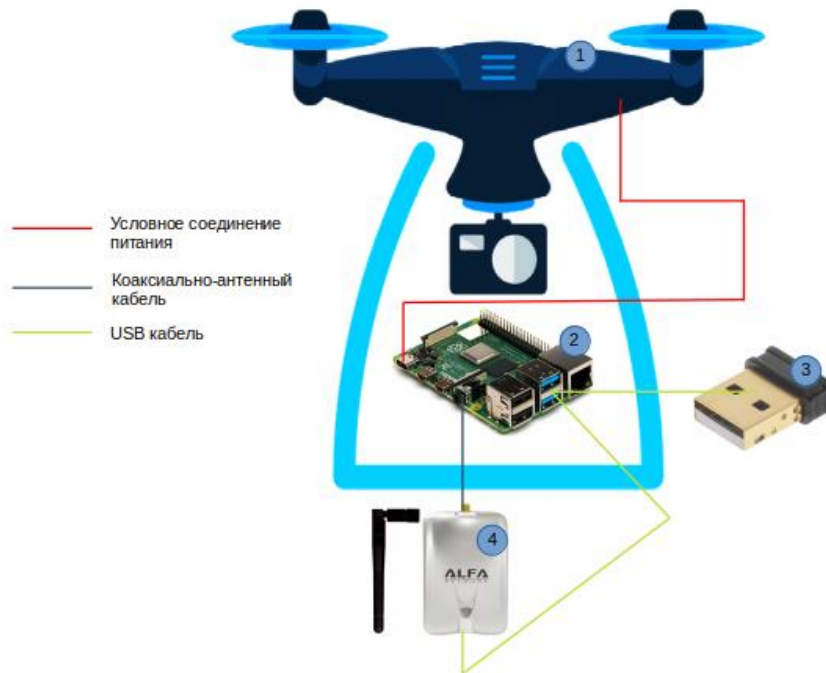


Рис. 1. Схема соединения комплектующих

На рис. 1 были представлены следующие комплектующие:

- беспилотный летательный аппарат;
- Raspberry Pi;
- Edimax EW-7811Un беспроводной адаптер сети.
- Alfa AWUS036H беспроводной адаптер сети.

### 3. ОБОСНОВАНИЕ КОМПЛЕКТУЮЩИХ СПЕЦИАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

В качестве беспилотного летательного аппарата достаточно использование Parrot AR.Drone 2, так как вес общей оснащенной конструкции составляет примерно 109г. Кроме того, данная сборка, позволяет минимизировать потери маневренности используемого дрона и потери мощности и скорости полета на дополнительный вес оборудования, в связи с чем от дрона не требуется больших мощностей двигателей. Такой размер дрона позволит оставаться малозаметным при перемещения комплекса по воздушному пространству.

В связи с тем что комплекс «Аналитик» разработан на базе фреймворка Qt Creator и ядро RaspberryOS позволяет воспроизводить .exe файлы, предлагается в качестве вычислительной платформы использовать плату Raspberry Pi.

Edimax EW-7811Un так как является адаптером беспроводного соединения позволяет по отдельному соединению иметь возможность управлять интеллектуальным программным комплексом «Аналитик» удаленно по протоколу RDP или SSH.

Alfa AWUS036H беспроводной двудиапазонный адаптер сети, который работает на частоте 2.4 GHz и 5 GHz, способен работать в режиме монитора чтобы проводить атаки связанные с перехватом handshake-ов, для дальнейшего дешифрования ключа WPA и получения соединения с токой. Кроме того программный модуль «Аналитик» способен проводить смену MAC-адреса для получения доступа к точке под видом верифицированного пользователя. Возможность работать в двух диапазонах позволяет так же генерировать поддельную беспроводную точку, на программном уровне возможно подобрать на поддельную точку SSID равный SSID-у доверенной точки для условного противника, при том используя второй диапазон для подавления канала

изначальной точки, что открывает возможность для проведения атак относящихся к социальной инженерии.

Подвижность комплекса позволяет приземлиться например на крышу здания и мониторить трафик данных передаваемых по каналу беспроводной сети, а также проводить атаки по интеграции и закреплению в сетевой структуре системы.

#### 4. ПРОГРАММНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ КОМПЛЕКСА СПЕЦИАЛЬНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

В данной работе для специального программного воздействия предлагается использовать программный комплекс «Аналитик». В отличие от существующих сканеров сетевой безопасности, программный комплекс имеет следующие преимущества:

- высокая скорость проверки доступности и сканирование портов;
- противодействие обнаружению процесса сканирования;
- отсутствие недеklarированных возможностей и программных закладок в разрабатываемом программном комплексе;
- автоматизированный процесс сбора и анализа результатов сканирования;
- определение местоположения РЭО по результатам сканирования;
- обнаружение скрытых точек доступа и абонентских терминалов беспроводных сетей, подключённых к ним;
- подбор WEP, WPA-PSK ключей аутентификации беспроводных сетей стандарта 802.11;
- определение уязвимостей программного и аппаратного обеспечения сканируемого объекта;
- проведение атак на РЭО условного противника.

Комплекс «Аналитик» имеет модульную архитектуру. Модули которого разделены на несколько групп: модули анализа проводных и беспроводных сетей устройств (взаимодействие с сетью), модули обнаружения и эксплуатации уязвимостей программного обеспечения и модули взаимодействия с базами данных (рис. 2).

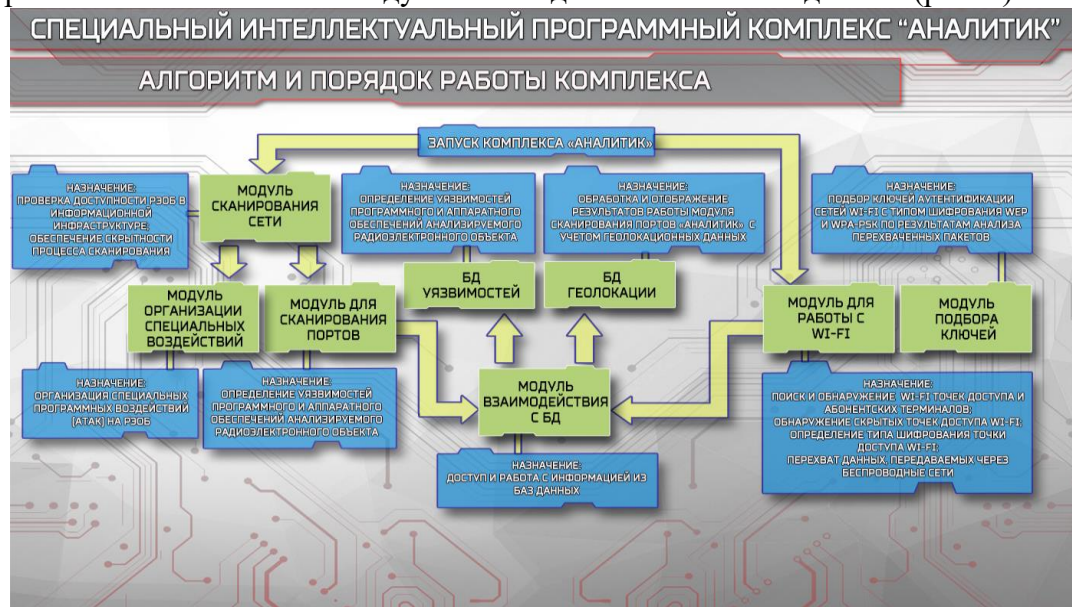


Рис. 2. Модули комплекса «Аналитик»

Рассмотрим часть разрабатываемых модулей программного комплекса. Модуль сканирования сети осуществляет процесс скрытого поиска радиоэлектронных объектов. Параметры настройки сканирования позволяют выбрать диапазон сканируемых IP-адресов, метод осуществления процесса сканирования. В результате был просканирован



участок сети, где производился опрос объектов через 80 порт, с помощью метода TCP SYN (рис. 3).

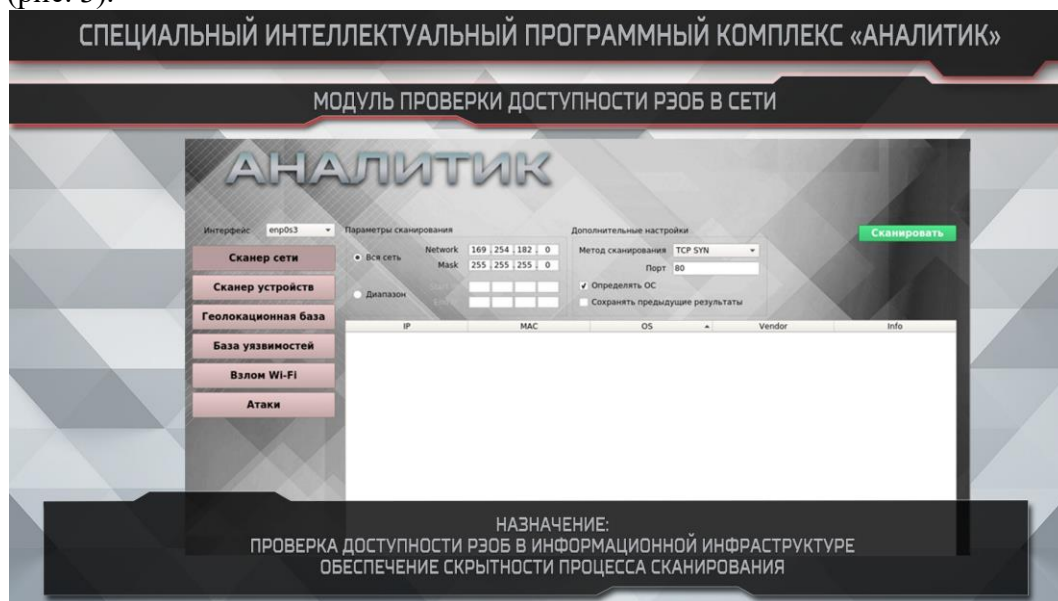


Рис.3. Результат работы модуля «Сканер сети»

Модуль сканирования портов предназначен для скрытного выявления работы сервисов и служб, запущенных на сканируемом устройстве. Параметры настройки сканирования позволяют выбрать метод сканирования, диапазоны сканируемых портов и адресов радиоэлектронных объектов в сети, а также протокол передачи данных. Было произведено сканирование выявленного объекта сети, с помощью метода SYN SCAN протоколов TCP и UDP в диапазоне от 0 до 2500 порта и в результате чего были обнаружены запущенные сервисы и службы (рис. 4).

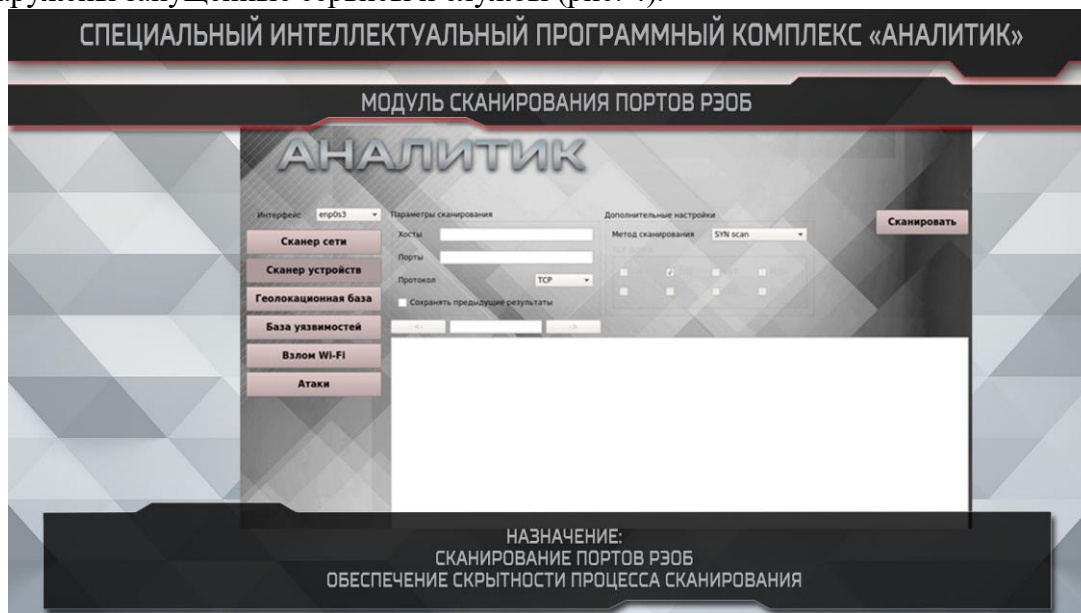


Рис. 4. Результат работы модуля «Сканер устройств»

Результаты работы показанных модулей используются для организации специальных программных воздействий, хранящихся в базе уязвимостей. База уязвимостей содержит описание уязвимости на английском языке, список подверженного этой уязвимости программного обеспечения, условия использования и вредоносный код эксплуатации. Также имеется геолокационная база данных, с помощью которой можно определить географическое местоположение введенного IP-

адреса и она также автоматически формирует и отображает перечень стран, регионов, городов и соответствующих им диапазонов IP-адресов.

Взаимодействие посредством беспроводных сетей в комплексе «Аналитик» разработан модуль сканирования Wi-Fi, который позволяет выполнять поиск и обнаружение скрытых точек доступа и подключённых к ним абонентских терминалов. Модуль выполняет перехват данных, передаваемых по беспроводным сетям стандарта 802.11 и определяет используемый тип шифрования. В процессе работы модуль отображает уровень сигнала беспроводной сети, скорость передаваемых данных и используемый канал.

Для определения ключа шифрования данных, собранных модулем сканирования Wi-Fi, используется модуль подбора ключей аутентификации. В процессе аудита используются уязвимости в протоколах обеспечения безопасности беспроводной передачи данных, а именно WEP и WPA-PSK.

Для организации специальных программных воздействий разрабатывается модуль «Атаки», с помощью которого можно провести атаку и подтвердить выявленную уязвимость. В модули реализованы способы атаки типа «Посредник», также реализован анализатор трафика.

Рассмотрим атаку MAC Flooding. Атака MAC Flooding относится к классу разведывательных атак. Этот вид атаки может использоваться также в качестве DoS-атаки. Она основана на том, что каждое устройство, которое используется в сети, имеет физический адрес. Физическим адресом называют MAC-адрес.

В сети используются switch (переключатель) для управления таблицами MAC-адресов. Это делается для более эффективного направления трафика между разными портами.

Смысл воздействия заключается в следующем, атакующий создает наводнение неверными MAC-адресами отправителя. Переключатели имеют ограниченную память для таблицы переадресации (MAC-порт) и при такой атаке таблица будет заполнена некорректными MAC-адресами, пришедшими от атакующего. Для запуска атаки можно установить IP-адрес источника и назначения, MAC-адрес назначения, порт источника и назначения и количество отправляемых запросов на интересующий объект. В результате было отправлено 120 неверных MAC-адреса на адрес выявленного объекта (рис. 5).

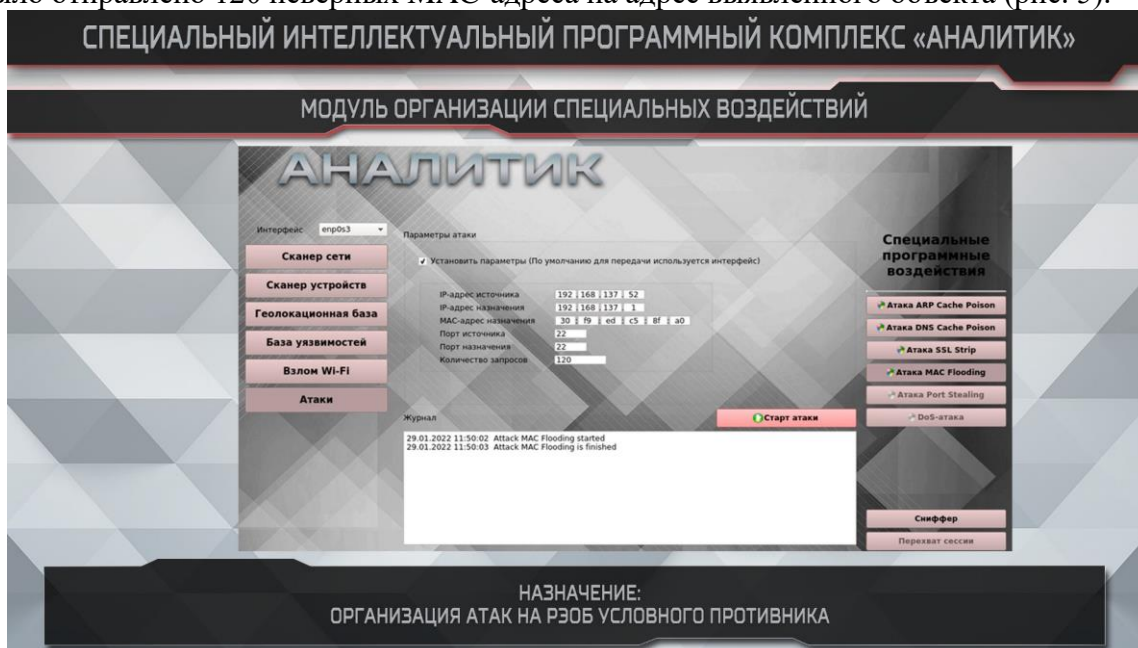


Рис. 5. Результат работы MAC Flooding, модуля «Атаки»

Для просмотра, проходящего трафика можно использовать встроенный анализатор трафика в программном комплексе «Аналитик». Анализатор трафика или сниффер – это программа для перехвата и анализа своего или чужого, проходящего трафика через сетевую карту радиоэлектронного объекта выбранного интерфейса [5]. Анализатор в программном комплексе имеет возможность сохранять и загружать сессию в формате pcap, также установить в фильтре количество считываемых пакетов и направление обработки трафика (входящий, исходящий, входящий-исходящий). Для обработки более узкой направленности захвата, можно воспользоваться фильтром выражений, портов и хостов. Данные фильтры можно комбинировать с помощью логических операторов AND, OR и NOT. В таблицу выводится следующая информация о перехваченных пакетах: время перехвата, адрес источника и адрес назначения, протокол и размер пакета. В результате был захвачен трафик, в котором содержались пакеты сформированные предыдущем методом атаки MAC Flooding, это наблюдается в выводе более подробной информации о пакете (рис. 6).

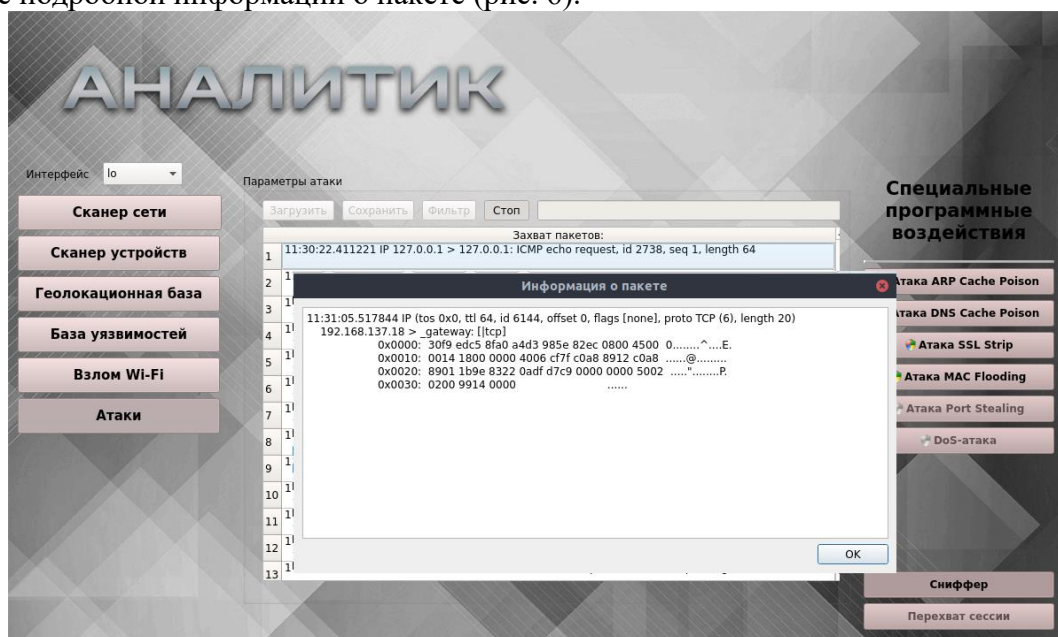


Рис. 6. Результат работы сниффера, модуля «Атаки»

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный программный комплекс позволяет ускорить процесс анализа уязвимостей в используемом аппаратном и программном обеспечении сетевой информационной системы бортового оборудования воздушных судов, что оказывает существенное влияние на управление информационной безопасностью.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Косьянчук В.В., Сельвесюк Н.И., Зыбин Е.Ю. Концепция обеспечения информационной безопасности бортового оборудования воздушного судна. // Вопросы кибербезопасности, 2018, № 4. - С. 9-20.
2. Weidman G. Penetration testing: a hands-on introduction to hacking. No Starch Press, 2014. - 531 с.
3. Уолтон Ш. Создание сетевых приложений в среде Linux. Издательский дом «Вильямс», 2001. - 464 с.
4. Бабин С.А. Инструментарий хакера. СПб.: БХВ-Петербург, 2015. - 240 с.
5. Бабин С.А. Лаборатория хакера. СПб.: БХВ-Петербург, 2016. - 240 с.



**REFERENCES**

1. Kosyanchuk V.V., Selvesyuk N.I., Zybin E.Yu. The concept of secured information security of the aircraft's on-board equipment. // *Cybersecurity Issues*, 2018, No. 4. - Pp. 9-20.
2. Weidman G. *Penetration testing: a hands-on introduction to hacking*. No Starch Press, 2014. - 531 p.
3. Walton S. *Creating network applications in a Linux environment*. Williams Publishing House, 2001. - 464 p.
4. Babin S.A. *Instrumental hacker*. SPb.: BHV-Petersburg, 2015. - 240 p.
5. Babin S.A. *Hacker Laboratory*. SPb.: BHV-Petersburg, 2016. - 240 p.

## РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ

И. А. Сидоренко<sup>1</sup>, Д. А. Черкасов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,  
Воронеж, Россия

**Аннотация.** Проведен анализ актуальных проблем при распределении комплексов и средств радиомониторинга, с учетом постоянного увеличения числа контролируемых радиоэлектронных средств, разработан математический аппарат оптимизации составления план-графика проведения контролируемых мероприятий.

**Ключевые слова:** комплексный технический контроль, объект защиты, распределение ресурса, оценка разведдоступности.

## DISTRIBUTION OF A HETEROGENEOUS RESOURCE OF RADIO MONITORING TOOLS FOR PERFORMING SPECIAL TASKS

I. A. Sidorenko<sup>1</sup>, D. A., Cherkasov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** The analysis of actual problems in the distribution of complexes and means of radio monitoring is carried out, taking into account the constant increase in the number of controlled radio-electronic means, a mathematical apparatus for optimizing the preparation of a schedule of monitoring activities is developed.

**Keywords:** comprehensive technical control, object of protection, resource allocation, intelligence availability assessment.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

На современном этапе развития науки и техники практически не осталось отраслей, где не применяются радиоэлектронные средства (РЭС). Существенное увеличение числа РЭС создает предпосылки к непреднамеренным помехам, в том числе важнейшим государственным и военным РЭС. Кроме того, возросшее количество военных и государственных РЭС, повышает интерес иностранных технических разведок. В связи с этим, становится актуальной задача оптимизации перечня контролируемых РЭС – объектов защиты (ОЗ), подлежащих первоочередному контролю в условиях ограниченного количества многофункциональных средств радиомониторинга, с учетом типа базирования (наземного, воздушного, наземно-воздушного), территориального разнесения ОЗ, времени ведения разведывательных мероприятий и других факторов при планировании мероприятий по противодействию техническим средствам разведки (ПД ТСР) [1, 2].

В настоящее время распределение комплексов и средств радиомониторинга осуществляется, учитывая «весовые коэффициенты» значимости ОЗ, однако данный подход не всегда является оптимальным, поскольку не вся разведка является круглосуточной, а может вестись периодически. Достижение требуемой оперативности осуществляется за счет фактора времени проведения разведывательных мероприятий в отношении конкретного ОЗ. Применение данного методологического подхода рассмотрено в работах [3–7], основой которого является оптимизация нелинейной

двухиндексной функции при независимых элементах системы, определяющих полную группу демаскирующих признаков, с использованием метода весовых коэффициентов.

Однако на текущем этапе при планировании применения комплексов и средств радиомониторинга остается актуальным вопрос учета имеющегося ресурса и разделение ОЗ на реальный и имитируемый.

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исходя из существующих проблем в области радиомониторинга, задача исследования состоит в оптимизации распределения имеющегося ресурса радиомониторинга наземного и воздушного базирования по ОЗ, позволяющая учитывать базу комплекса и средства радиомониторинга и учитывать тип ОЗ. Для достижения поставленной цели проведен анализ применяемых РЭС, существующий алгоритм распределения сил и средств радиомониторинга.

## 3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Процесс организации и применения комплексов и средств радиомониторинга представлен на рисунке 1. Данный процесс включает в себя 3 уровня планирования распределения ресурсов средств радиомониторинга и позволяет формировать план-график применения для каждого из уровней, таким образом возможно оптимальное распределение по времени и районам, способом и методам ведения контроля.

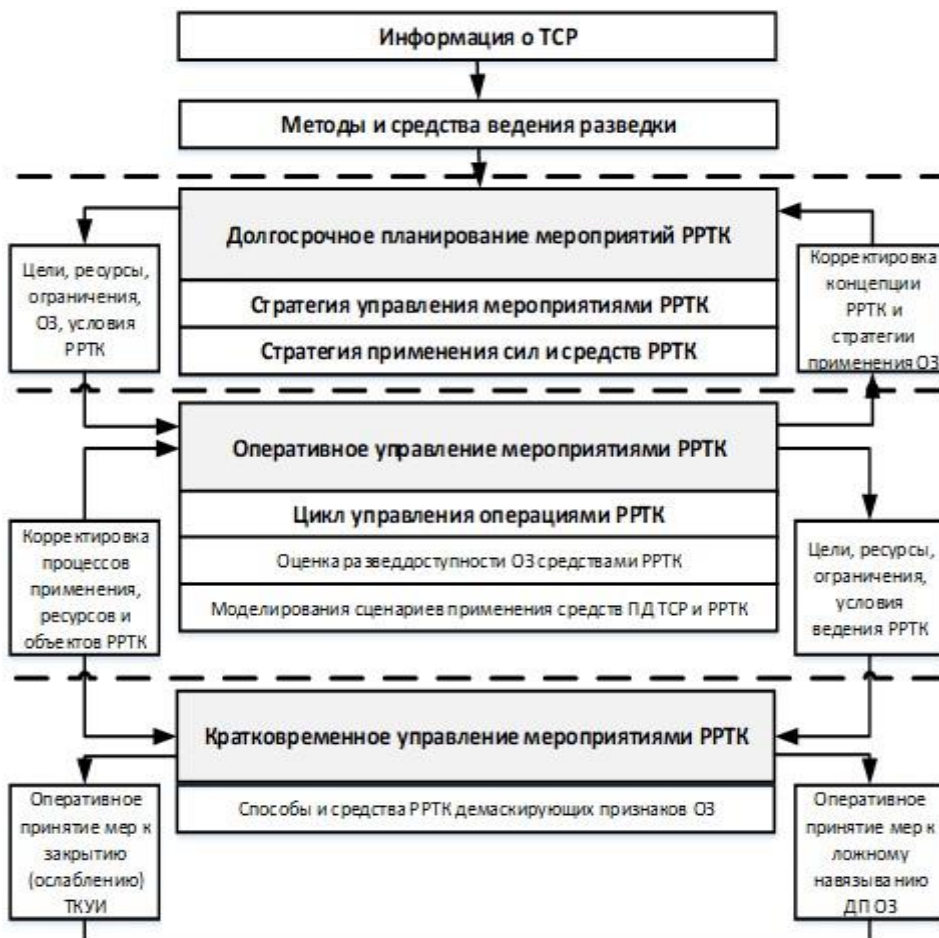


Рис. 1. Применение сил и средств КТК

При этом распределение имеющихся сил и средств контроля основано на применении математического аппарата метода «весовых коэффициентов» в игровой форме [8, 9], включающий в себя контроль реальных РЭС и средств имитации, пытающиеся соответственно минимизировать и максимизировать функцию вероятности обнаружения ОЗ:

$$W(\delta_0, \gamma_0) = \max_{\delta} \min_{\gamma} W(\delta, \gamma) = \max_{\delta} \min_{\gamma} \sum_{i=1}^N \Delta\beta_i \cdot \left[ 1 - \prod_{q=1}^Q (1 - \omega_{O3qi} \cdot \delta_{qi}) \gamma_{ni} \right]_{\|\delta_{qi}^o\|_{QN}}, \quad (1)$$

где  $\Delta\beta_i$  – нормированный средний вес  $i$ -го ОЗ, контроль которого возложен на  $q$ -ое средство радиомониторинга  $\Delta\beta_i = \beta_i / \sum_{i=1}^N \beta_i$ ;  $\omega_{O3qi}$  – средневзвешенная вероятность контроля  $q$ -м средством радио- и радиотехнических каналов утечки информации  $i$ -го ОЗ, при ограничениях

$$\sum_{i=1}^N \delta_{qi} = 1, \quad \sum_{j=1}^S \gamma_{qi} = 1, \quad (2)$$

и при дополнительных условиях

$$\begin{cases} \delta_{qi} \in \{1, 0\}, \quad q = 1, \dots, Q, \quad i = 1, \dots, N, \\ \gamma_{rj} \in \{1, 0\}, \quad r = 1, \dots, M, \quad i = 1, \dots, S, \\ 1 \geq \omega_{O3qi} \geq 0, \\ \Delta\beta_i \geq 0. \end{cases} \quad (3)$$

Исходная задача заключается в расчете матриц  $\delta_0 = \|\delta_{qi}^o\|_{QN}$  и  $\gamma_0 = \|\gamma_{ri}^o\|_{MN}$ , обеспечивающих максимум эффекта выполнения задач радиомониторинга на  $N$ -ом ОЗ и средстве имитации, в том числе с учетом важности  $B_j$  его охраняемых параметров и интенсивности ведения радио- и радиотехнической разведки (РРТР) в районах мониторинга. Определив матрицу  $\gamma_0$  – задающей вероятность обнаружения (распознавания) ОЗ средствами разведки, рассчитывается матрица  $\delta_0$ , определяющая применение средств имитации, относительно «весовых коэффициентов».

Отличием предлагаемого алгоритма от известных – применение аппарата динамического программирования и принципов оптимальности Беллмана. Поиск оптимального план-графика применения средств радиомониторинга в районах контроля и на ОЗ основано на максимизации количества ОЗ и их охраняемых сведений, вскрытие которых предотвращено на каждом этапе информационного противоборства, в том числе и за счет средств имитации. Для каждого из этапов составлены рекуррентные соотношения, учитывая технические характеристики средств радиомониторинга, «весовые коэффициенты» ОЗ и их защищаемые параметры, а также возможности средств РРТР в отношении  $N$ -ого ОЗ.

Распределение имеющегося ресурса комплексов и средств радиомониторинга осуществляется с учетом минимизировать функции вероятности вскрытия охраняемых сведений об ОЗ, а распределение по средствам имитации с учетом обратной задачи, характеризующую вероятность обнаружения ложного канала утечки информации.

Математическая интерпретация задачи может состоять в следующем: первая матрица в выражении (1) обеспечивает оптимальное назначение средств радиомониторинга на ОЗ за счет максимизации количества скрывааемых технических каналов утечки информации (ТКУИ), а второй параметр целевой функции, отвечает за

распределение свободного ресурса на средства имитации, обеспечивая минимизацию функции скрытия ложных ТКУИ.

Практическая реализация предлагаемого алгоритма представлена в виде программного обеспечения на рисунке 2.

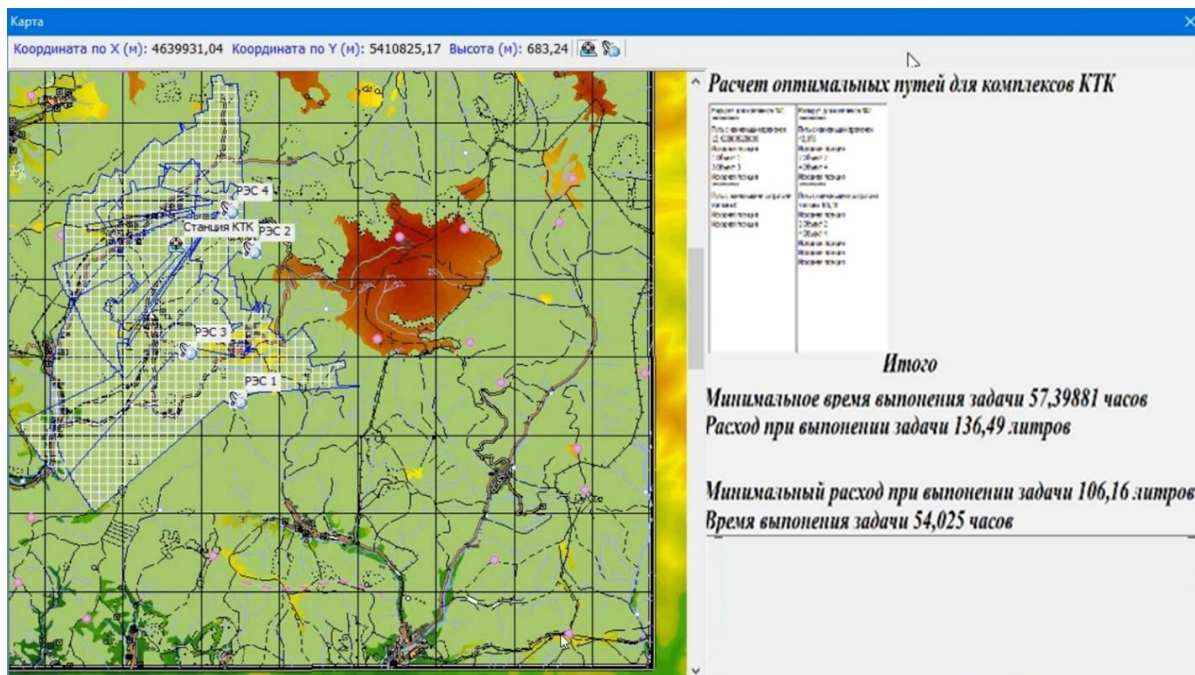


Рис. 2. Общий вид программного обеспечения распределения средств радиомониторинга

Алгоритм выполнения задач планирования в программном обеспечении включает следующие этапы:

- ввод в программу ОЗ, имеющих охраняемые параметры и требующие проведения мероприятий радиомониторинга, ввод имеющихся средств имитации;
- ранжирование ОЗ по их «весовым коэффициентам» важности, информативности контролируемых и защищаемых параметров;
- составление план-графика применения комплексов и средств радиомониторинга для скрытия охраняемых сведений ОЗ от средств разведки;
- определение состава и перечня средств имитации ОЗ, сортировка по количеству имитируемых ложных ТКУИ реального излучения ОЗ в районе ложного навязывания;
- корректировка план-графика применения комплексов и средств радиомониторинга по критерию – максимум относительного количества ОЗ, вскрытие которых предотвращено за счет своевременного пресечения нарушений требований по скрытию и ложному навязыванию сведений об их ТКУИ.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный математический аппарат учитывает накладываемые требования по решению задач радиомониторинга на ОЗ и средствам ложного навязывания информации о данных ОЗ с учетом «весовых коэффициентов», возможностей средств мониторинга и средств РРТР относительно ОЗ. Кроме того, решение задачи учитывает динамически развивающуюся обстановку по временным запретам и излучине, периодичность ведения РРТР и возможности средств радиомониторинга. При этом многофункциональные средства радиомониторинга с различной базой в ходе решения оптимизационной задачи

ранжируются по степени выполнения требований контроля ОЗ и в последующем учитываются при ранжировании на каждой итерации алгоритма, что обеспечивает возможность учета многофункциональности перспективных средств ранжировании при планировании их применения в различных диапазонах.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Новичков Н.Н., Федюшко Д.И., Костин В.В., Милованова Л.Р. Российское оружие в Сирии: анализ, итоги, выводы / Под общ. ред. и с предисловием В.Н. Половинкина. – М.: ООО «Статус», 2018. – 336 с.
2. Сахнин А.А., Игнатенков В.Г. Защищенное информационное пространство. Комплексный технический контроль радиоэлектронных средств. – М.: Горячая линия–Телеком, 2016. – 336 с.
3. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Алгоритм распределения разнородного ресурса комплексов и средств комплексного технического контроля по объектам контроля и защиты // Телекоммуникации. – 2017. – № 8. – С. 13–17.
4. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Методика адаптивного распределения сил и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях разнесенного приема // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2020. – № 4. – С. 15–22.
5. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Оптимизация распределения разнородного ресурса комплексов и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях // Телекоммуникации. – 2021. – № 2. – С. 17–20.
6. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Метод рационального распределения разнородного ресурса радиоэлектронной системы защиты охраняемых сведений объектов комплексного технического контроля // Телекоммуникации. – 2021. – № 12. – С. 31–38.
7. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Методика определения частоты и продолжительности контроля эффективности защиты информации на критически важных объектах // Телекоммуникации. – 2021. – № 5. – С. 30–34.
8. Берзин Е.А. Оптимальное распределение ресурсов и элементы синтеза систем / Под ред. Е.В. Золотова. – М: Радио и связь, 1974. – 304 с.
9. Короткова Ю. В. Метод распределения ограниченного ресурса между различными группами на основании их функции полезности // Экономика и математические методы. – 2010. – Том 46. – № 2. – С. 89–99.

#### REFERENCES

1. Novikov N.N., Fedyushko D.I., Kostin V.V., Milovanova L.R. Russian weapons in Syria: analysis, results, conclusions / Under the generated and with a preface by V.N. Polovinkin. M.: LLC «Status», 2018. – 336 p.
2. Sakhnin A.A., Ignatenkov V.G. Protected information space. Complex technical control of radio-electronic means. M.: Hotline-Telecom, 2016. – 336 p.
3. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Algorithm of distribution of heterogeneous resource of complexes and means of complex technical control on objects of control and protection // Telecommunications. 2017. № 8. – pp. 13–17.
4. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Methodology of adaptive distribution of forces and means of complex technical control over protection objects in various physical fields of spaced reception // Radio engineering and telecommunication systems. 2020. № 4. – pp. 15–22.
5. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Optimization of the distribution of a heterogeneous resource of complexes and means of complex technical control over objects of protection in various physical fields // Telecommunications. 2021. № 2. – pp. 17–20.

6. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Method of rational distribution of heterogeneous resource of radio-electronic system of protection of protected information of objects of complex technical control // Telecommunications. 2021. № 12. – pp. 31–38.
7. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Methodology for determining the frequency and duration of monitoring the effectiveness of information protection at critical facilities // Telecommunications. 2021. № 5. – pp. 30–34.
8. Berzin E.A. Optimal resource allocation and elements of system synthesis / Ed. by E.V. Zolotov. Moscow: Radio and Communications, 1974. – 304 p.
9. Korotkova Yu. V. Method of distribution of a limited resource between different groups based on their utility function // Economics and mathematical methods. 2010, Volume 46. № 2. – pp. 89–99.

## РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ РЕТРАНСЛЯТОРА

М. В. Павловский<sup>1</sup>, К. В. Никульшин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Военный учебно-научный центр Военно-воздушных Сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, Россия

**Аннотация.** Описан порядок функционирования, алгоритм работы и структурная схема программного комплекса по моделированию результатов специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации радиоэлектронных средств, позволяющего оценить их электромагнитную и энергетическую доступность и рассчитать варианты энергетических параметров ретранслятора как способа повышения эффективности специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации.

**Ключевые слова:** аналитическое моделирование, специальное деструктивное воздействие, ретранслятор, радиоэлектронное средство, способ повышения эффективности.

## THE RESULTS OF THE FUNCTIONING OF THE SOFTWARE PACKAGE FOR MODELING THE RESULTS OF A SPECIAL DESTRUCTIVE EFFECT ON THE CHANNELS OF INFORMATION TRANSMISSION USING A REPEATER

M. V. Pavlovsky<sup>1</sup>, K. V. Nikulshin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>«Military Educational and Scientific Center of the Air force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air force Academy» (MESAC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy»), Voronezh, Russia

**Abstract.** The procedure of functioning, the algorithm of operation and the block diagram of the software package for modeling the results of a special destructive effect on the information transmission channels of radio-electronic means, which allows to assess their electromagnetic and energy availability and calculate options for the energy parameters of the repeater as a way to increase the effectiveness of a special destructive effect on the information transmission channels, is described.

**Keywords:** analytical modeling, special destructive impact, repeater, radio-electronic means, a way to increase efficiency.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время описанию способов повышения эффективности специального деструктивного воздействия (СДВ) на каналы передачи информации (КПИ) радиоэлектронных средств (РЭС), а также устройств, их реализующих, посвящен ряд работ [1-10]. При этом под СДВ на КПИ РЭС понимается снижение эффективности функционирования различных РЭС (в т.ч. РЭС связи) путем воздействия на их приемные устройства электромагнитными излучениями образцов специальной техники



(ОСТ) в диапазоне радиоволн [11]. Основная цель СДВ – нарушение нормальной работы РЭС с помощью ОСТ, максимальное снижение эффективности их использования. Главным условием достижения указанной цели, как отмечено в [12, 13], является обеспечение воздействия на РЭС с эффективностью, не ниже требуемой. Однако в целях обеспечения непрерывного функционирования РЭС и, соответственно, снижения последствий СДВ, в системах с РЭС симметрично реализованы комплексы встроенных алгоритмов, мер и способов помехозащиты от СДВ. Таким образом, конфликт ОСТ и РЭС находится в непрерывном антагонистическом взаимодействии, что обуславливает необходимость их постоянного поэтапного ответного совершенствования как конструктивно, так и посредством реализаций новых способов повышения эффективности СДВ и повышения эффективности помехозащиты соответственно.

## **2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Одним из способов повышения эффективности СДВ на КПИ РЭС, который в настоящее время исследован не в полной мере [6] является применение в системе организации СДВ ретрансляторов. Однако ретрансляторы, в соответствии со своим предназначением, применяются, как правило, в системах радиосвязи в целях увеличения дальности радиосвязи между стационарными, возимыми, носимыми радиостанциями [14] и ранее никогда не рассматривались в качестве устройства для повышения эффективности СДВ на КПИ РЭС посредством приема, усиления и переизлучения деструктивного сигнала от ОСТ. Таким образом, целью настоящих исследований ставилось создание программного комплекса по обоснованию требований обеспечения рациональности и целесообразности использования ретранслятора в системе СДВ как способа повышения его эффективности на КПИ РЭС и расчет вариантов энергетических параметров ретранслятора.

Для достижения указанной цели исследований были поставлены и последовательно решены следующие частные задачи:

1. Определение области применения модели, перечня необходимых исходных данных (ИД), а также ограничений и допущений, используемых в модели.
2. Разработка и программная реализация блока модели по оценке электромагнитной доступности (ЭМД) сигналов РЭС (свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022669363РФ, опубл. 19.10.22).
3. Разработка и программная реализация блока модели по оценке выполнения энергетического условия СДВ на КПИ РЭС (свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022669664РФ, опубл. 24.10.22).
4. Разработка и программная реализация блока по расчету вариантов энергетических параметров ретранслятора в системе СДВ на КПИ РЭС (свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022669878РФ, опубл. 26.10.22).
5. Проверка адекватности полученных результатов аналитической модели (программного комплекса) с помощью системы аналогичных блоков, разработанных в MathCad.

## **3. ОПИСАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ И ПОРЯДКА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА**

Порядок функционирования программного комплекса, его состав и взаимосвязь между блоками представлены в виде структурной схемы на рисунке 1. Рассмотрим подробнее данную схему.

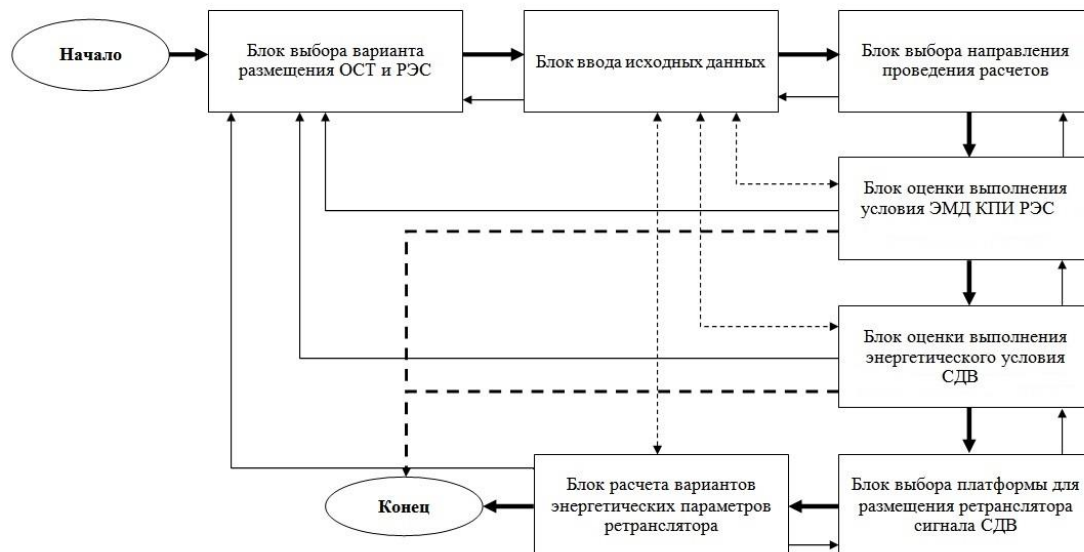


Рис. 1. Структурная схема программного комплекса по обоснованию требований обеспечения рациональности и целесообразности использования ретранслятора в системе СДВ.

В блоке выбора варианта размещения ОСТ и РЭС осуществляется выбор одного из двух типовых вариантов размещения на плоскости контрольных точек, обозначающих ОСТ, РЭС и линию разграничения соответственно, в соответствии с приведенными нормативами взаимного удаления, которые также отражены в блоке в виде справочной информации. При этом нормативы взаимного удаления представляют собой заданный диапазон значений, в пределах которого возможно выбирать любые целые значения, в зависимости от положений постановки задачи для проведения расчетов.

Далее, в блоке ввода исходных данных, осуществляется ввод в программный комплекс технических характеристик (ТХ) ОСТ и РЭС, находящихся в конфликтном взаимодействии (КВ) друг с другом, а также остальных ИД. При этом в блоке реализована функциональная возможность сохранения введенных значений ТХ в отдельную базу данных с последующим выбором при очередном открытии программы, не требуя повторного ввода, посредством автоматического заполнения соответствующих значений из базы данных программы. Кроме того, в представленном блоке после ввода всех значений ИД, автоматически осуществляется расчет такого параметра, как дальность прямой видимости, поскольку область применения программного комплекса предусматривает проведение расчетов только в диапазоне очень высоких частот (ОВЧ), для которого дальность прямой видимости выступает в качестве одного из ограничений. Остальные ограничения реализованы в последующих блоках программного комплекса.

Стоит отметить, что в программном комплексе все значения констант, необходимых для проведения расчетов, общеизвестны и по умолчанию записаны в тело программы (исходный код), что не требует их ввода каждый раз при использовании программы.

Блок выбора направления проведения расчетов предназначен для осуществления выбора пользователем либо оценки выполнения ЭМД сигналов РЭС, либо оценки выполнения энергетического условия СДВ на КПИ РЭС. При этом результаты проведения расчетов никак не связаны друг другом, что позволяет использовать их обособленно.

В блоке оценки выполнения условия ЭМД КПИ РЭС производится расчет по введенным ранее ИД действующего значения напряженности поля в точке приема и его сравнение со значением чувствительности приемника ОСТ. После чего делается вывод о возможности по обнаружению КПИ РЭС на заданной дальности ОСТ. При этом если делается вывод, что обнаружение невозможно, перейти в следующий блок последовательно из данного блока также невозможно.

Результатом функционирования блока оценки выполнения энергетического условия СДВ является вывод об эффективности (или неэффективности) СДВ на КПИ двух абонентов РЭС, связанных в одну линию радиосвязи (ЛРС) и, соответственно, о необходимости применения ретранслятора деструктивного сигнала в системе СДВ. При этом в целях повышения эффективности СДВ необходимым и достаточным условием применения ретранслятора является невыполнения энергетического условия СДВ хотя бы для одного абонента РЭС ЛРС.

В противном случае, если энергетическое условие одновременно выполняется для всей ЛРС, то программный комплекс завершает свою работу, поскольку применение ретранслятора в таком случае нецелесообразно.

При получении отрицательных результатов оценки возможностей по СДВ на КПИ РЭС в предыдущем блоке, в следующем блоке выбора платформы для размещения ретранслятора сигнала производится выбор варианта размещения ретранслятора – на наземной платформе (на ОСТ различного назначения) или на воздушной платформе (на беспилотном летательном аппарате (БЛА)). При этом от результата выбора платформы зависит алгоритм проведения последующих расчетов, а также введение дополнительных ограничений (например, массогабаритных) для следующего блока.

Завершает работу программного комплекса блок расчета вариантов энергетических параметров ретранслятора, где, изменяя варьируемые переменные, с учетом введенных ограничений, осуществляется расчет энергетических параметров ретранслятора и, следовательно, генерация альтернативных вариантов совокупности таких параметров для последующего анализа и выбора наиболее рационального из них.

Общей особенностью функционирования основных блоков программного комплекса является возможность обращаться к ним на любом этапе работы программного комплекса. Кроме того, изменяя при необходимости значения ИД, программный комплекс пересчитывает все последующие расчеты автоматически, следовательно «предшествующий» и «последующий» блоки определяются не только прямым следованием блоков, но и наличием обратных связей.

Данный программный комплекс разрабатывался в интересах оценки рациональности и целесообразности использования ретранслятора в системе СДВ на КПИ РЭС в ОВЧ диапазоне только при двух ограниченных вариантах нормативного удаления точек размещения ОСТ и РЭС. Однако при необходимости, с учетом небольших доработок, возможно расширить функциональные возможности программного комплекса как добавлением перечня различных сценариев размещения ОСТ РЭС, так и рассмотрением РЭС в других диапазонах рабочих частот.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, осуществлено описание работы программного комплекса по обоснованию требований обеспечения рациональности и целесообразности использования ретранслятора в системе СДВ, в котором указаны все существенные для моделирования процессы и порядок взаимодействия блоков. При описании разработанного программного комплекса использованы обособленные стандартные и общеизвестные программы и решения, однако, их синтез в рамках данного комплекса и его применение в качестве математической основы для обоснования положений нового

способа повышения эффективности СДВ на КПИ РЭС позволяет говорить о новизне, практической и научной значимости представленного программного комплекса.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Хакимов Н.Т., Хакимов Л.Н. Способ подавления РЭС. RU 2775125 С1, заяв. 15.07.2021, опубл. 29.06.2022.
2. Волошин Л.А., Чугаева В.И., Гришкин Ю.И. Способ создания ретранслированных помех. RU 2123238 С1, заяв. 30.11.1994, опубл. 10.12.1998.
3. Блохин В.П., Вернигора В.Н., Володин А.В., Чиняков Е.Я. Способ создания ретранслированных помех. RU 2316899 С1, заяв. 29.05.2006, опубл. 10.02.2008.
4. Буцев С.В., Морозов А.К., Руденок А.Н., Руденок И.А. Сигнально-помеховый комплекс. RU 2703998 С1, заяв. 26.03.2019, опубл. 23.10.2019.
5. Абрамов А.Ю., Кочанков Д.Л. Вертолетный комплекс ретрансляции. RU 123762 U1, заяв. 13.06.2012, опубл. 10.01.2013.
6. Вернигора В.Н., Скиртач Б.Н., Смазной В.Г. Помеховый комплекс на ретрансляторах для создания помех радиолокационным средствам. RU 2658628 С1, заяв. 01.06.2017, опубл. 22.06.2018
7. Арсланбеков И.Р., Меняло А.Н., Федоров А.Е., Евтихов К.А., Бортников В.В. Многодиапазонный ретранслятор радиосвязи на привязном аэростате. RU 2537798 С1, заяв. 26.11.2013, опубл. 10.01.2015.
8. Брызгалов И.А., Домаков В.В., Рисман О.В., Самуйлов И.Н., Хорольский Е.М., Чернолес В.П. Ретранслятор радиосигналов и турникетный ультракоротковолновый излучатель. RU 2436240 С2, заяв. 27.01.2010, опубл. 10.12.2011.
9. Алешин М.Г., Аралов В.Д., Дьяконов С.В., Медведев А.А., Сивов А.Ю. Одночастотная система радиосвязи с ретранслятором. RU 2440676 С1, заяв. 31.08.2010, опубл. 20.01.2012.
10. Милов В.Р., Кейстович А.В. Ретранслятор радиосигналов. RU 2668224 С1, заяв. 10.04.2018, опубл. 27.09.2018.
11. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. - 424 с.
12. Месарович М. Теория иерархических многоуровневых систем / Месарович М., Мако Д., Такахага И. М.: Мир, 1973. - 633 с.
13. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Основы военной системотехники. М.: МО СССР, войска ПВО, 1983. - 416 с.
14. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприемные устройства. Учебник для вузов / под общ. ред. Н.И. Чистякова. М.: Связь, 1974. - 408 с.

#### REFERENCES

1. Khakimov, N.T., Khakimov, L.N. Method of suppression of RES. RU 2775125 C1, application. 15.07.2021, publ. 29.06.2022.
2. Voloshin, L.A., Chugaeva, V.I., Grishkin, Yu.I. A method for creating retransmitted interference. RU 2123238 C1, application. 30.11.1994, publ. 10.12.1998.
3. Blokhin, V.P., Vernigora, V.N., Volodin, A.V., Chinyakov, E.Ya. Method of creating retransmitted interference. RU 2316899 C1, application. 29.05.2006, publ. 10.02.2008.
4. Butsev, S.V., Morozov, A.K., Rudenok, A.N., Rudenok, I.A. Signal-interference complex. RU 2703998 C1, application. 26.03.2019, publ. 23.10.2019.
5. Abramov, A.Yu., Kochankov, D.L. Helicopter relay complex. RU 123762 U1, application. 13.06.2012, publ. 10.01.2013.
6. Vernigora, V.N., Skirtach, B.N., Smaznoy, V.G. Jamming complex on repeaters for jamming radar facilities. RU 2658628 C1, application. 01.06.2017, publ. 22.06.2018

7. Arslanbekov, I.R., Menyelo, A.N., Fedorov, A.E., Evtikhov, K.A., Bortnikov, V.V. Multi-band radio repeater on a tethered balloon. RU 2537798 C1, application. 26.11.2013, publ. 10.01.2015.
8. Bryzgalov, I.A., Domakov, V.V., Risman, O.V., Samuilov, I.N., Khorolsky, E.M., Chernoles, V.P. Radio signal repeater and turnstile ultrashort wave emitter. RU 2436240 C2, application. 27.01.2010, publ. 10.12.2011.
9. Aleshin, M.G., Aralov, V.D., Diakonov, S.V., Medvedev, A.A., Sivov, A.Yu. Single-frequency radio communication system with repeater. RU 2440676 C1, application. 31.08.2010, publ. 20.01.2012.
10. Milov, V.R., Keistovich, A.V. Repeater of radio signals. RU 2668224 C1, application. 10.04.2018, publ. 27.09.2018.
11. Modern electronic warfare. Methodology issues / Edited by V.G. Radzievsky. M.: Radio Engineering, 2006. - 424 p.
12. Mesarovich M. Theory of hierarchical multilevel systems / Mesarovich M., Mako D., Takahara I. M.: Mir, 1973. - 633 p.
13. Druzhinin V.V., Kontorov D.S. Fundamentals of military system engineering. Moscow: Ministry of Defense of the USSR, Air Defense Forces, 1983. - 416 p.
14. Chistyakov N.I., Sidorov V.M. Radio receiving devices. Textbook for universities / under the general editorship of N.I. Chistyakova. M.: Svyaz, 1974. - 408 p.

## СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Д. А. Клинков<sup>1</sup>, С. В. Романов<sup>1</sup>, С. К. Толмачев<sup>1</sup>, Г. М. Гарнов<sup>1</sup>, В. В. Алексеев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный)  
(МЦП и БП), Тамбов, Россия

<sup>2</sup>Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия

**Аннотация.** В статье представлен процесс реализации системы активной акустической и вибрационной речевой информации, в котором описываются особенности использования речеподобной помехи для защиты информации, а также программного обеспечения для анализа защищенности помещения от утечки информации по виброакустическим каналам.

**Ключевые слова:** виброакустический канал утечки информации, коэффициент словесной разборчивости, защита информации, речеподобная помеха.

## SYSTEM OF ACTIVE ACOUSTIC AND VIBRATION PROTECTION OF SPEECH INFORMATION

D. A. Klinkov<sup>1</sup>, S. V. Romanov<sup>1</sup>, S. K. Tolmachev<sup>1</sup>, G. M. Garnov<sup>1</sup>, V. V. Alekseev<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP),  
Tambov, Russia

<sup>2</sup>Tambov State Technical University, Tambov, Russia

**Abstract.** The article presents the process of implementing a system of active acoustic and vibrational speech information, which describes the features of using speech-like interference to protect information, as well as software for analyzing the security of a room from information leakage through vibroacoustic channels.

**Keywords:** acoustic channel of information leakage, coefficient of verbal intelligibility, information protection, articulation method, interfering signal.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В век информатизации существует устойчивый спрос на информацию, добытую несанкционированным путем. Это является большой проблемой для организаций, обрабатывающих информацию в помещениях офисного типа. Следовательно, защита информации от злоумышленников является одной из главных задач.

Речь является главным источником воздействия и передачи информации в профессиональных отношениях, составляя примерно две трети человеческого общения. Защита речевой информации от утечки по виброакустическим каналам является одной из важнейших задач в общем комплексе мероприятий по обеспечению информационной безопасности объекта или учреждения. Этот факт обуславливает актуальность проекта.

### 2. АНАЛИЗ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ

Виброакустический канал состоит из следующих элементов: объект сигнала, среда распространения, агент, принимающий данные.

Особенностью данного канала утечки информации является то, что для получения конфиденциальной информации нет необходимости проникновения в помещение. Устройство нелегального съема виброакустической информации может быть установлено вне охраняемого помещения, что порождает трудность его нахождения и

сравнительную легкость монтажа. Принцип работы канала основан на способности звуковой волны вызывать механические колебания в препятствиях, через которые она проходит при распространении. Эти колебания при помощи оборудования и соответствующего программного обеспечения преобразуются в связный текст.

Основные конструкции, используемые для перехвата виброакустических сигналов:

- несущие стены и перегородки;
- перекрытия;
- оконные рамы;
- коробки дверных проемов;
- стекла;
- трубы тепло- и водоснабжения;
- каналы вентиляции.

Съемные устройства для получения и преобразования информации – стетоскопы, контактные микрофоны, способные преобразовать получаемую в виде механических колебаний информацию в акустический сигнал. Преобразования происходят в два этапа: сначала данные переводятся в формат электромагнитных колебаний, затем в акустическую информацию. Преобразования не всегда дают полностью разборчивый текст, но ряд сведений можно получить путем программного восстановления смысла по контексту.

Съемное устройство может быть установлено на перегородку со стороны соседнего офиса или на трубу в помещении котельной. Поиск затрудняется из-за невозможности свободно проводить обследования помещений, принадлежащих другим собственникам. Сложность поиска, непредсказуемость места установки порождает необходимость предотвратить неконтролируемое распространение сигнала по виброакустическим каналам утечки информации.

Защита от утечек по виброакустическим каналам строится по трем стандартным принципам:

- предотвращение путем максимального снижения уровня перехватываемого сигнала;
- выявление;
- блокировка и зашумление сигнала, снижающие риск расшифровки.

### 3. СОЗДАНИЕ ПОМЕХ

Для решения задачи потребуется сгенерировать в среде распространения сильный помеховый сигнал, который невозможно доступными злоумышленнику техническими средствами отфильтровать от информационного. Естественные помехи, связанные с работой систем ЖКХ, снижают уровень разборчивости сигнала, но к ним необходимо присоединить имеющие техническое происхождение. Для зашумления виброакустического канала утечки используют генераторы белого шума (электромагнитных помех), связанные с излучателями, устанавливаемые на стенах, стеклах, трубах отопления.

Комбинированное средство виброакустической защиты может применяться для защиты от утечек по акустическому и виброакустическому каналу помещений, в которых обрабатываются данные, содержащие государственную тайну. Система формирует широкополосные акустические и вибрационные маскирующие шумовые помехи в воздушной среде, элементах ограждающих конструкций и в инженерно-технических коммуникациях защищаемых помещений. Приборы управляются при помощи дистанционного пульта.

Генерация шума имеет следующие особенности:

- вместе с белым шумом создается речеподобный, что улучшает маскирующие характеристики, отделение потоков друг от друга становится маловероятным;

- мощность шума автоматически повышается при усилении речи, что улучшает степень защиты;

- маскирующие шумы не мешают рабочему процессу.

Помехи, формируемые из скрываемого сигнала, бывают двух типов [4]: речеподобная реверберационная и речеподобная инверсионная.

Речеподобная реверберационная помеха формируется из фрагментов скрываемого речевого сигнала путем многократного их наложения с различными уровнями.

Комбинированные помехи формируются путем смешения различного вида помех, например, помех типа «речевой хор» и «белый» шум, речеподобных реверберационной и инверсионной помех.

Помеха типа «белого» шума по сравнению с помехами типа «розовый» шум и шумовая речеподобная обладает худшими маскирующими свойствами, проигрывая по энергетике 0,8...1,2 дБ. [3,4]

Значительно более низкими маскирующими свойствами обладает коричневый шум – шумовая помеха со спадом спектральной плотности 6 дБ на октаву в сторону высоких частот. По сравнению с помехами типа «розовый» шум и шумовая речеподобная она проигрывает по энергетике 4,1...4,2 дБ, а при равной мощности приводит к повышению разборчивости более, чем в полтора раза (табл. 1).

Таблица 1. Значения отношений сигнал/шум, при которых обеспечивается требуемая эффективность защиты акустической (речевой) информации

Вид помехи	Словесная разборчивость W, %	Отношение сигнал/шум $q_i$ в октавных полосах					Отношение с/ш в полосе частот 180...5600 Гц
		250	500	1000	2000	4000	
«Белый» шум	20	+ 0,8	- 2,2	- 10,7	- 18,2	- 24,7	- 10,0
	30	+ 3,1	+ 0,1	- 8,4	- 15,9	- 22,4	- 7,7
	40	+ 5,1	+ 2,1	- 6,4	- 13,9	- 20,4	- 5,7
"Розовый" шум (шум со спадом спектральной плотности 3 дБ на октаву)	20	- 5,9	- 5,9	- 11,4	- 15,9	- 19,4	- 8,8
	30	- 3,7	- 3,7	- 9,2	- 13,7	- 17,2	- 6,7
	40	- 1,9	- 1,9	- 7,4	- 11,9	- 15,4	- 4,9
"Коричневый" шум (шум со спадом спектральной плотности 6 дБ на октаву)	20	- 14,1	- 11,1	- 3,6	- 15,1	- 15,6	- 13,0
	30	- 12,0	- 9,0	- 11,5	- 13,0	- 13,5	- 10,8
	40	- 10,0	- 7,2	- 9,7	- 11,2	- 11,7	- 9,0
Шумовая речеподобная помеха	20	- 3,9	- 7,9	- 12,9	- 15,9	- 16,9	- 9,0
	30	- 1,7	- 5,7	- 10,7	- 13,7	- 14,7	- 6,8
	40	+ 0,1	- 3,9	- 8,9	- 11,9	- 12,9	- 5,0



#### 4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА

Программно-аппаратный комплекс предназначен для:

- 1) Обучение методам активной защиты информации от утечки по акустическому и виброакустическому каналам с наглядной демонстрацией.
- 2) Оценивание эффективности защиты акустической информации и настройки с помощью разработанного программного обеспечения уровня акустического шума и интенсивности вибродатчиков.
- 3) Исследования звукоизолирующих свойств материалов ограждающих конструкций и коммунальных систем.
- 4) Тестирование разрабатываемого программного обеспечения для защиты информации от утечки по акустическому и виброакустическому каналам.

Уникальность:

- 1) Широкий спектр представленных средств активной защиты информации.
- 2) Относительно невысокая стоимость.
- 3) Простота освоения работы с комплексом.
- 4) Разработано программное обеспечение, имитирующее измерительный комплекс К5-5 с целью настройки уровней маскирующих сигналов.

Комплекс виброакустической защиты «Соната-ИПЗ» нейтрализует:

- 1) Подслушивание в условиях плохой звукоизоляции в помещении.
- 2) Применение микрофонов, установленных на коммуникациях.
- 3) Применение систем съема аудиоинформации с окон и элементов интерьера.

Дополнительные возможности:

- 1) Совместная работа с ПЭВМ, микрофонами, источниками звука.
- 2) Настройка уровней маскирующих сигналов, обеспечивающих допустимый уровень словесной разборчивости на границе контролируемой зоны.

Разработанное, для настройки средств защиты информации акустического и виброакустического каналов, программное обеспечение позволяет регулировать уровень создаваемой акустической помехи для соответствия требованиям защищенности помещения и одновременно комфортного ведения разговора в данном помещении.

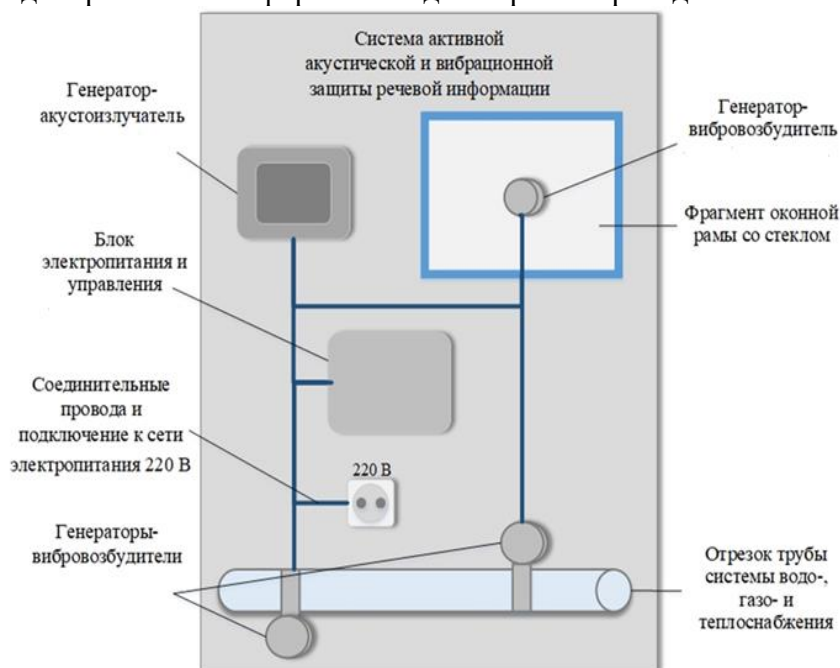


Рис. 1. Схема комплекса «Система активной акустической и вибрационной защиты речевой информации»

Состав комплекса:

1) Соната СА-65М (Генератор акустического шума): полоса воспроизводимых частот 175-7500 гц. (5 октав), ток потребляемый 45 (мА), максимальное число индивидуальных адресов 255. Продолжительность непрерывной работы не ограничена.

2) Соната СП-45М (генератор виброакустического шума): полоса воспроизводимых частот 175-7500 гц. (5 октав), ток потребляемый 20 (мА), максимальное число индивидуальных адресов 255. Продолжительность непрерывной работы не ограничена.

3) Соната ИП-3 (универсальный блок питания системы виброакустической защиты информации): система команд управления ТСЗИ, подключенными к выходу электропитания: ReBus3, интерфейс для подключения к ПЭВМ: USB 2.0, продолжительность непрерывной работы не более 8 часов, количество «логически» адресуемых устройств 255.

4) Соната СВ-45М (генератор виброакустического шума): полоса воспроизводимых частот 175-7500 гц. (5 октав), ток потребляемый 20 (мА), максимальное число индивидуальных адресов 255. Продолжительность непрерывной работы не ограничена.

5) Программное обеспечение «ИСИДОРА», разработанное с помощью языка программирования С#.

6) Микрофон.

7) Динамики.

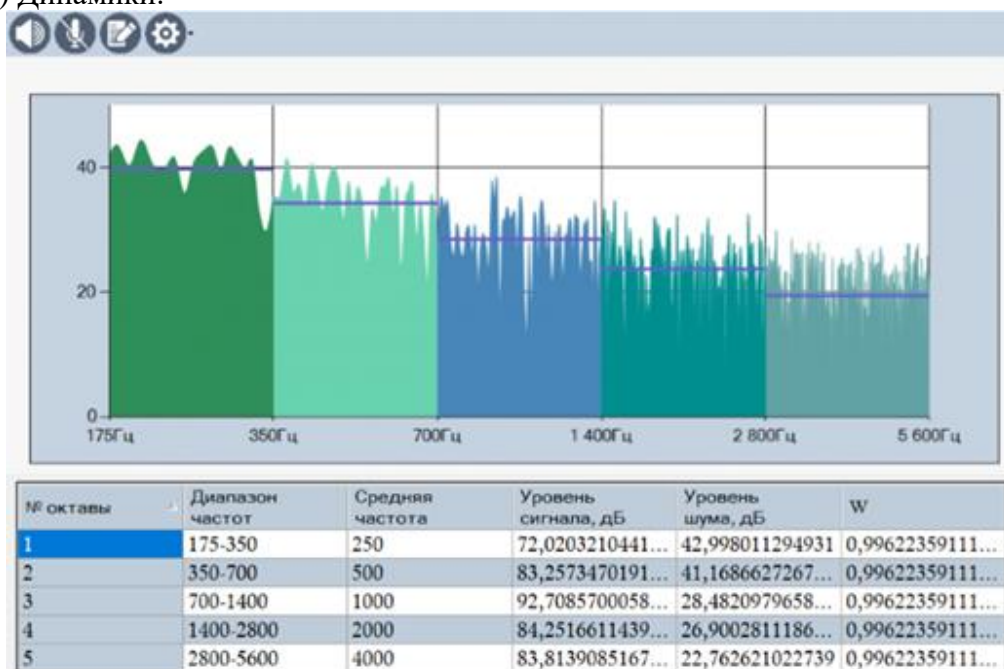


Рис. 2. Программное обеспечение «ИСИДОРА»

Основными задачами средства является вычисление коэффициента словесной разборчивости, позволяющий оценить уровень защищенности помещения. Побочной задачей является постоянный анализ звуков в помещении, построение спектра сигнала. Параллельное исполнение этой задачи позволит пользователю наблюдать за спектром звука, что добавит интуитивности интерфейсу.

Обозначенные этапы представлены на рисунке 3.

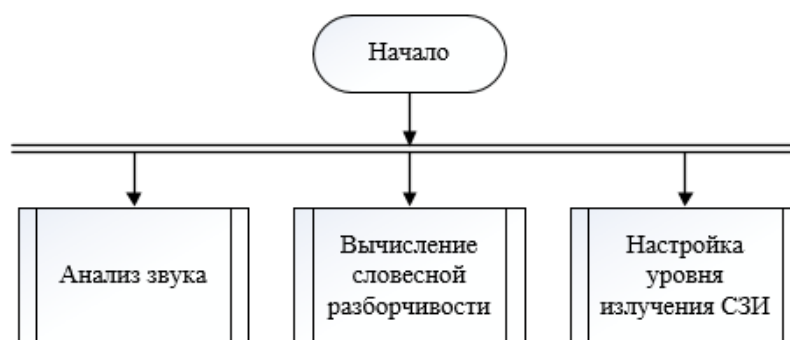


Рис. 3. Схема процессов программы

Описанные процессы выполняются за счет свойства многопоточности.

Анализ звука выполняется путем использования подключенного микрофона. После включения функции, устройство начинает записывать звук. По истечению определенного момента, в память записываются данные об изменениях звука за этот отрезок времени. Над массивом данных выполняется быстрое преобразование Фурье, основанное на разложении исходной непрерывной функции от времени на совокупность базисных гармонических функций различной частоты, амплитуды и фазы. Вычисление значений амплитуды позволяют построить спектр сигнала. Массив данных очищается, освобождая место для следующей порции данных. Процесс цикличен, условием работы является включенная функция записи.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Система исследования свойств и характеристик акустического и виброакустического канала утечки информации позволяет изучать процесс утечки информации по техническим каналам и методы ее защиты, а также применять разнообразные модули и дополнительное программное обеспечение для оценки эффективности применения различных способов защиты информации, наглядно демонстрирующий возможности различных методов обеспечения информационной безопасности.

При реализации системы полностью учитывалось свойство многопоточности.

С применением технологии объектно-ориентированного моделирования разработано ПО «ИСИДОРА», в отличие от аналогов, позволяющее регулировать уровень создаваемой акустической помехи для соответствия требованиям защищенности помещения и одновременно комфортного разговора в данном помещении.

Проведен ряд экспериментов по оценке эффективности средств защиты информации в помещениях офисного типа, в том числе и с применением критерия, основанного на оценке коэффициента словесной разборчивости.

По результатам исследования и проведения экспериментов определен минимальный набор устройств, обеспечивающих безопасность конфиденциальной речевой информации в помещении офисного типа.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В. В., Яковлев А. В., Моисеева М. В. Сравнительная характеристика методов разборчивости речи. // XXVIII Международная научно-техническая конференция «Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации». М: Изд. «НИЯУ «МИФИ», 2019. - С. 85-86.
2. Хорев А. А. Техническая защита информации. М.: НПЦ «Аналитика», 2008. - 436 с.

3. Бузов, Г. А., Калинин С. В., Кондратьев А. В. Защита от утечки информации по техническим каналам. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. - 415 с.
4. ГОСТ Р 50840-95. Государственный стандарт Российской Федерации. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. Издание официальное. М.: Госстандарт России, 1997. - 230 с.
5. Каторин Ю. Ф., Разумовский А. В., Спивак А. И. Защита информации техническими средствами. - СПб.: НИУ ИТМО, 2012. - 416 с.
6. ГОСТ 16600-72. Межгосударственный стандарт. Передача речи по трактам радиотелефонной связи. Требования к разборчивости речи и методы артикуляционных измерений. М.: СтандартИнформ, 2007. - 74 с.

#### REFERENCES

1. Alekseev V. V., Yakovlev A.V., Moiseeva M. V. Comparative characteristics of speech intelligibility methods. // XXVIII International Scientific and Technical Conference «Modern technologies in control, automation and information processing tasks». Moscow: Publishing House «MEPhI», 2019. - Pp. 85-86.
2. Khorev A. A. Technical protection of information. Moscow: NPC «Analytics», 2008. - 436 p.
3. Buzov, G. A., Kalinin S. V., Kondratiev A. V. Protection against information leakage through technical channels. Moscow: Hotline-Telecom, 2005. - 415 p.
4. GOST R 50840-95. The State standard of the Russian Federation. Speech transmission over communication paths. Methods for assessing quality, legibility and recognizability. Official publication. Moscow: Gosstandart of Russia, 1997. - 230 p.
5. Katorin Yu. F., Razumovsky A.V., Spivak A. I. Information protection by technical means. - St. Petersburg: ITMO Research Institute, 2012. - 416 p.
6. GOST 16600-72. Interstate standard. Speech transmission via radiotelephone communication paths. Requirements for speech intelligibility and methods of articulation measurements. M.: StandartInform, 2007. - 74 p.

## АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ

Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, Е. В. Богатиков, А. Н. Шебанов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Разработанный комплекс включает генератор импульсов с программно-изменяемыми амплитудой и смещением, а также фотоприемник, выделяющий и усиливающий несущую частоту сигнала. Испытание комплекса показало достаточный уровень чувствительности для работы с пластиковым оптоволоконным, применяемым в оптоволоконных датчиках микробиореакторов.

**Ключевые слова:** биквадратный фильтр; генератор импульсов; оптоволоконный датчик; микробиореактор.

## AUTOMATED MEASUREMENT SYSTEM BASED ON FIBER-OPTIC SENSORS

R. R. Lagutin, Yu. O. Semiletov, E. V. Bogatikov, A. N. Shebanov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The developed measurement system includes a pulse generator with software-variable amplitude and offset, as well as a photodetector that separates and amplifies the carrier frequency of the signal. The test of the measurement system showed a sufficient level of sensitivity to work with plastic fiber used in fiber optic sensors of microbioreactors.

**Keywords:** biquadrate filter; pulse generator; fiber-optic sensor; microbioreactor.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Оптоволоконные датчики позволяют эффективно измерять различные физико-химические параметры сред, которые либо оказывают влияние на прозрачность оптоволоконного волокна, либо на прозрачность самой среды [1, 2]. В первом случае, как правило, измеряют характеристики сигнала обратного отражения оптоволоконного волокна, что требует довольно сложной математической обработки и высокой точности электронных блоков. При использовании второго подхода исследуемая среда помещается в микрозазор двух отрезков соосно закрепленного оптоволоконного волокна, а для преобразования изменений измеряемого параметра в изменение коэффициента пропускания светового потока используется какой-либо актюатор. Это может быть, например, размещенная в микрозазоре подвижная мембрана, позволяющая реализовать датчики скорости потока жидкости или газа, датчики давления или просто датчики перемещения. Или, например, для измерения уровня pH среды в нее добавляют кислотно-основной индикатор, позволяющий изменять прозрачность среды за счет изменения цвета индикатора. Так как используемый актюатор, как правило, обладает большей чувствительностью к измеряемому параметру, чем само оптоволоконное волокно, в этом случае существенно снижаются требования к параметрам электронных блоков, а, значит, стоимость устройства.

В работе предлагается достаточно простой электронный блок для оптоволоконных датчиков, измеряющих изменение прозрачности среды в микрозазоре оптоволоконного волокна.

### 2. ОПИСАНИЕ УСТРОЙСТВА И ПРОГРАММЫ УПРАВЛЕНИЯ

Аппаратная часть комплекса состоит из генератора прямоугольных импульсов, обеспечивающих работу светодиода на несущей частоте 2 кГц, фотоприемника,

выделяющего несущую частоту и усиливающего сигнал, аналого-цифрового преобразователя сигнала фотоприемника и управляющего микроконтроллера, передающего данные на персональный компьютер.

Генератор импульсов (рис.1) реализован на базе КМОП-таймера LMC555. Для регулировки амплитуды выходного сигнала таймера использован цифровой потенциометр MCP41010, включенный по схеме делителя напряжения, у которого входным напряжением является выход таймера (сигнал PULSE на рис.1). Выход делителя напряжения подключен ко входу неинвертирующего сумматора, реализованного на операционном усилителе MCP6002. На второй вход сумматора подается постоянная составляющая, величина которой регулируется еще одним цифровым потенциометром. Выход сумматора нагружен светодиодом излучение которого вводится в оптоволокну.

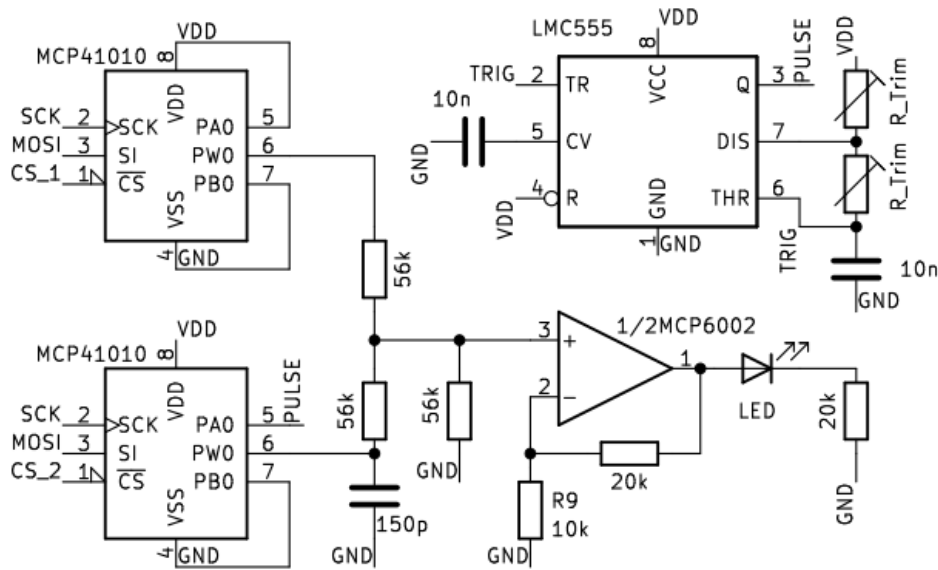


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема генератора импульсов с возможностью регулировки амплитуды импульсов и величины постоянного смещения.

Излучение на выходе из оптоволокну подается на фотодиод BPW34. Для выделения из сигнала фотодиода несущей частоты используется цепочка из двух биквадратных фильтров (рис.2).

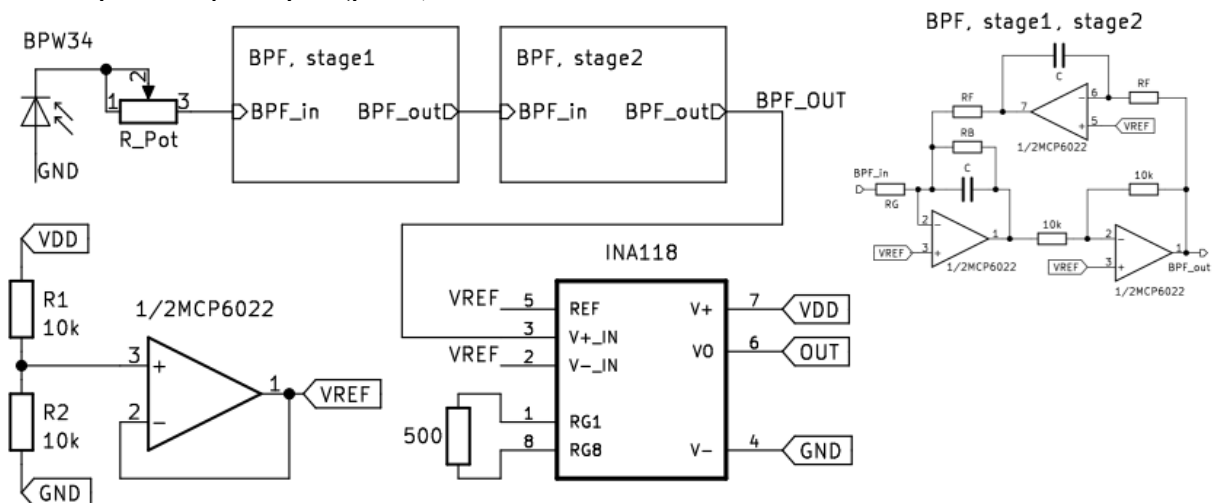


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема фотоприемника с полосовыми биквадратными фильтрами и инструментальным усилителем.

Так как амплитуда сигнала фотодиода мала, выделенная несущая компонента сигнала усиливается инструментальным усилителем INA118. Далее сигнал подается на 12-битный АЦП MCP3201.

Управление цифровыми потенциометрами и АЦП осуществляет микроконтроллер платформы Arduino Mega. Разработанный скетч выполняет следующие команды, приходящие по последовательному соединению: отправка команд на изменение состояния цифровых потенциометров, управляющих генератором импульсов; получение данных АЦП, измеряющего напряжение на выходе блока усиления сигнала фотоприемника; накопление данных в буфере; отправка данных из буфера на компьютер по последовательному соединению.

Управление микроконтроллером и обработка полученных от него данных производятся специально разработанным приложением. Для обработки данных используется оконное преобразование Фурье. На полученном спектре находится положение пика, соответствующего несущей частоте, и сохраняется его амплитуда. Программа может строить как Фурье-спектр для текущего момента времени, так и временную зависимость амплитуды пика несущей частоты. Полученные данные могут быть сохранены, а также загружены из ранее сохраненных файлов.

### 3. ИСПЫТАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

Для испытания использовался RGB-светодиод, который одновременно вводил в пластиковое оптоволокно диаметром 1 мм полезный сигнал с частотой 2 кГц и сигнал помехи с частотой 100 Гц, соответствующий искусственному освещению (сигнал помехи генерировался внешним функциональным генератором). На рис.3 приведена осциллограмма выходного сигнала фотоприемника для самого неблагоприятного случая: минимально контролируемая цифровым потенциометром амплитуда полезного сигнала и максимальная (с точки зрения предельного тока светодиода) амплитуда сигнала помехи. Как видно, после фильтрации и усиления амплитуда полезной составляющей сопоставима с амплитудой сигнала помехи, что говорит об успешной работе фильтра.

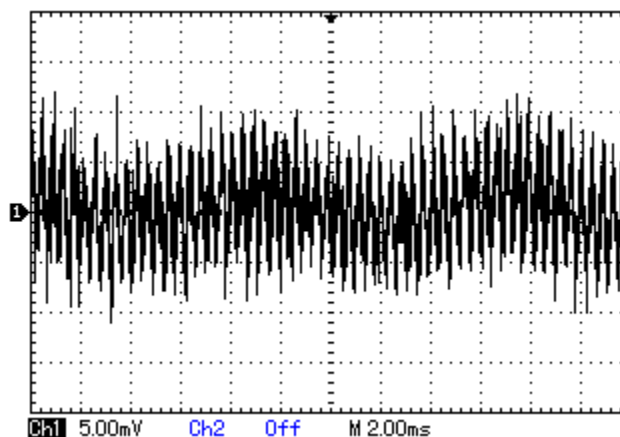


Рис. 3. Осциллограмма сигнала на выходе фотоприемника при максимальной амплитуде входного сигнала с частотой помехи 100 Гц и минимальной амплитудой несущего сигнала с частотой 2 кГц.

На рис.4. приведены результаты работы управляющего приложения при построении спектра Фурье для сигнала, аналогичного приведенному на рис.3. Видно, что даже в максимально неблагоприятных условиях возможно выделение несущей частоты сигнала на фоне оптических помех.



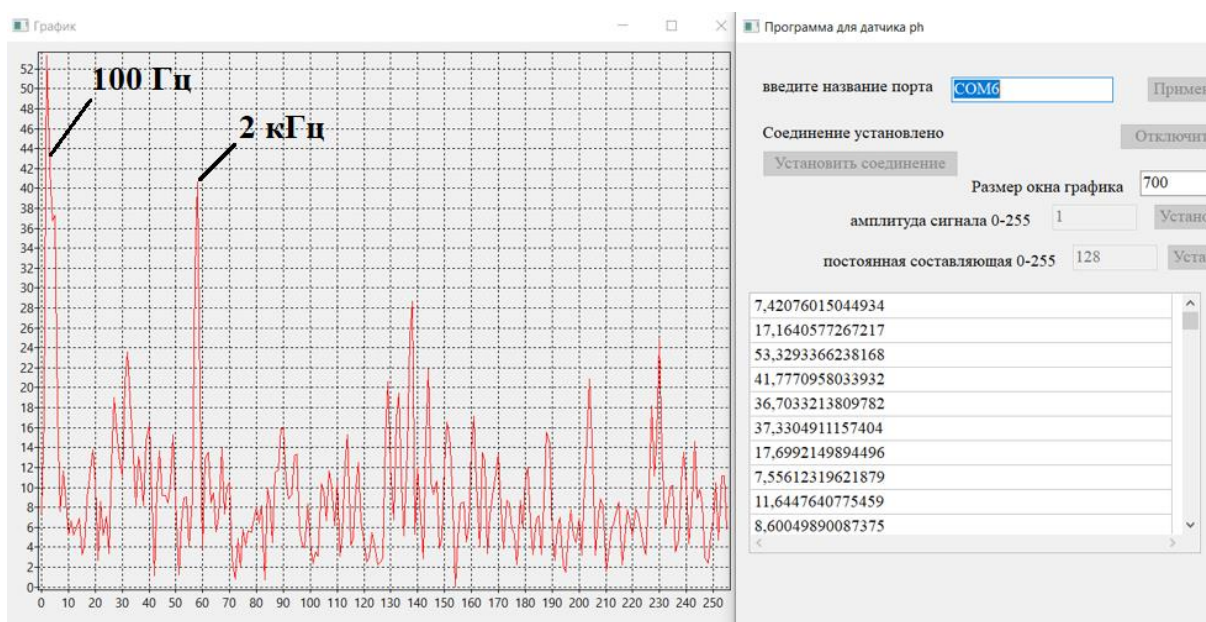


Рис. 4. Фурье-спектр сигнала, измеренного АЦП на выходе фотоприемника

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При испытании разработанного измерительного комплекса показана возможность детектирования сигнала несущей частоты после прохождения излучения через пластиковое оптоволокно большого диаметра, для которого характерен высокий уровень оптических помех. Таким образом, разработанная система генерации и регистрации излучения оптоволоконных датчиков может быть использована, например, при разработке микробиореакторов [3], для которых использование дешевого пластикового оптоволокна в одноразовых сменных модулях является экономически выгодным.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Bremer K. Pressure, temperature and refractive index determination of fluids using a single fiber optic point sensor / K. Bremer, T. Reinsch, G. Leen, B.Roth, S. Lochmann, E. Lewis // *Sensors and Actuators A: Physical*, 2017, Vol. 256. – Pp. 84-88.
2. Bhardwaj V. No-core fiber-based highly sensitive optical fiber pH sensor / V. Bhardwaj, K.P. Akhilesh, K.S.Vinod // *J. of Biomedical Optics*, 2017, Vol 22, №5. – P.057001.
3. Angarita Lores C.E. Оптоволоконный датчик рН для микробиореакторов / С.Е. Angarita Lores, Е.В. Богатиков, Е.Н. Бормонтов // *Письма в ЖТФ*, 2020, Т.46, №3. – С.42-45.

#### REFERENCES

1. Bremer K. Pressure, temperature and refractive index determination of fluids using a single fiber optic point sensor / K. Bremer, T. Reinsch, G. Leen, B.Roth, S. Lochmann, E. Lewis // *Sensors and Actuators A: Physical*, 2017, Vol. 256. – Pp. 84-88.
2. Bhardwaj V. No-core fiber-based highly sensitive optical fiber pH sensor / V. Bhardwaj, K.P. Akhilesh, K.S.Vinod // *J. of Biomedical Optics*, 2017, Vol 22, №5. – P.057001.
3. Angarita Lores C.E. A Fiber-Optic pH Sensor for Microbioreactors/ C.E. Angarita Lores, E.V. Bogatikov, E.N. Bormontov // *Technical Physics Letters*, 2020, Vol. 46. – Pp.141-144.



## АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛОВ WI-FI

И. С. Фаустов<sup>1,2</sup>, А. В. Ашихмин<sup>1</sup>, А. Б. Токарев<sup>1,2,3</sup>

<sup>1</sup>Научно-производственная компания АО ИРКОС, Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

<sup>3</sup>Международный институт компьютерных технологий, Воронеж, Россия

**Аннотация.** Активное использование беспроводных технологий требует развития средств контроля за устройствами и сетями передачи данных и, в частности, за беспроводными локальными сетями Wi-Fi. В этой связи обнаружение и локализация работающих точек доступа является актуальной задачей служб радиоконтроля. Множество точек доступа, характеризующихся своими идентификационными признаками, осуществляют одновременную работу в одном частотном диапазоне и оказывают мешающее влияние друг на друга. Хаотичное чередование в эфире пакетов, порождаемых разными точками доступа, существенно осложняет применение фазоразностных способов пеленгования с непосредственным вычислением пеленга и требует разработки новых способов пеленгования устройств Wi-Fi. Целью работы является разработка способа совместной идентификации и пеленгования обнаруженных точек доступа и абонентских устройств сетей Wi-Fi. Представленный способ адресного пеленгования позволяет обнаруживать OFDM-сигналы стандарта 802.11, идентифицировать точки доступа и абонентские устройства локальной сети, а также формировать оценки направлений на эти источники радиоизлучений.

**Ключевые слова:** 802.11, Wi-Fi, идентификационные параметры, анализатор сигналов, адресное пеленгование.

## ADDRESS DIRECTION FINDING OF WI-FI SIGNALS

I. S. Faustov<sup>1,2</sup>, A. V. Ashihmin<sup>1</sup>, A. B. Tokarev<sup>1,2,3</sup>

<sup>1</sup>«IRCOS» JSC, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

<sup>3</sup>International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

**Abstract.** The active development and growth of using wireless technologies also requires improving the means of monitoring devices and data transmission networks and, in particular, wireless local Wi-Fi networks. Therefore, the detection and localization of working access points is an important task of radio monitoring services. Many access points, characterized by their identification features, carry out parallel operation in the same frequency range and have an interfering effect on each other. The chaotic alternation of packets generated by different access points on the air significantly complicates the use of phase-difference bearing methods with direct bearing calculation and requires the development of new ways of bearing Wi-Fi devices. The purpose of the paper is development a method for joint identification and bearing of detected access points and subscriber devices of Wi-Fi networks. The presented method of address bearing allows detecting OFDM signals of the 802.11 standard, identifying access points and subscriber devices of the local network, as well as forming estimates of directions to these sources of radio emissions.

**Keywords:** 802.11, Wi-Fi, identification parameters, signal analyzer, address direction finding.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для организации беспроводных локальных сетей используется обширный ряд технологий, в том числе IEEE 802.11 (Wi-Fi – Wireless Fidelity). Обнаружение, идентификация, анализ и локализация клиентов и точек доступа беспроводных локальных сетей на местности и в помещениях является актуальной задачей для государственных служб частотного регулирования, военных и силовых ведомств.

Совместное использование частотного диапазона в режиме временного разделения множеством абонентов сетей 802.11 делает проблематичным применение фазоразностного метода пеленгования с непосредственным вычислением пеленга, т.к. гарантировать попадание в обрабатываемую выборку радиосигналов, порождаемых лишь единственным источником радиоизлучения (ИРИ), невозможно [1,2].

Некоторые способы многосигнальной классификации и пеленгования представлены в [3-5], однако практически для всех этих методов требуется предварительная оценка количества сигналов, которая, как правило, неизвестна. Указанные методы не гарантируют высокую точность при большом количестве ИРИ, а также не обеспечивают привязку пеленгов к идентификаторам устройств Wi-Fi сетей.

В работах [6-8] проанализированы амплитудные и разностно-дальномерные методы локализации Wi-Fi устройств. Недостатками амплитудных методов является низкая точность, а для реализации разностно-дальномерного метода желательна прямая видимость источников излучения и требуется высокоточная синхронизация используемых приемных устройств.

В работе [9] представлен анализатор сигналов 802.11 a/b/g/n, построенный на базе измерительного приемника, однако предложенные алгоритмы не могут быть непосредственно реализованы в корреляционно-интерферометрических измерителях для решения задач адресного пеленгования.

В настоящей работе представлен способ совместной идентификации и пеленгования OFDM-сигналов устройств сетей Wi-Fi. Его реализация основана на использовании анализатора Wi-Fi сетей, включающего двухканальный радиоприемник с аппаратурой навигации и многоэлементную антенную решетку (АР). Анализатор реализует «адресность» обработки, а двухканальный приемник и антенная решетка – пеленгование обнаруженных устройств.

## 2. ОБЩАЯ ПРОЦЕДУРА ПЕЛЕНГОВАНИЯ СИГНАЛОВ Wi-Fi

На рис. 1 представлена общая схема процедуры пеленгования сигналов Wi-Fi. Некоммутируемый канал приёма постоянно подключен к нулевому элементу АР, а другой – коммутируемый, последовательно подключается к элементам АР с номерами  $m = \overline{0, M - 1}$ , где  $M$  – количество элементов АР. По сигналу некоммутируемого канала производится идентификация сигнала стандарта 802.11, а вместе с коммутируемым каналом – пеленгование источника.



Рис. 1. Структурная схема устройства адресного пеленгования сигналов 802.11.

Предлагаемый способ обнаружения и анализа радиосигналов 802.11 может быть реализован на основе цифровых радиоприемных устройств с полосой одновременного обзора, охватывающей не менее одного частотного канала.

Для решения задачи идентификации сигнала Wi-Fi необходимо выполнить обнаружение сигнала и частотно-временную синхронизацию, определить временные границы пакета, а также определить идентификатор передающего устройства. Наборы сигналов с совпадающими значениями идентификатора и используются при вычислении комплексных векторов элементов AP и расчете пеленга источника сигнала. Оценка разности фаз между сигналами  $m$ -ого и нулевого элементов AP формируется по формуле

$$\dot{A}_m = \sum_i x_{i1}^{(m)} \cdot x_{0i}^* , \quad (1)$$

где  $x_{0i}$  – последовательность отсчетов в некомутируемом канале,  $x_{i1}^{(m)}$  – отсчеты из коммутируемого канала при его подключении к  $m$ -му элементу AP. В (1) суммирование выполняется только по отсчетам принятых пакетов с совпадающими идентификаторами.

По величинам  $\dot{A}_m$  в соответствии с корреляционно-интерферометрическим методом пеленгования формируется решающая функция [1]:

$$\Omega(\theta) = D(\theta) |\dot{\mathbf{A}}^T \cdot \dot{\mathbf{a}}| = D(\theta) \left| \sum_{m=0}^{M-1} \dot{A}_m \cdot \dot{a}_m \right|, \theta = \overline{0, 359}, \quad (2)$$

где  $\dot{\mathbf{A}}^T = (A_0, \dots, A_{M-1})$ ,  $\dot{\mathbf{a}} = \left\{ \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d_m(\theta)\right), m = \overline{0, M-1} \right\}$  – вектор предполагаемых

разностей фаз между сигналами  $m$ -ого и нулевого элементов AP в случае угла прихода излучения  $\theta$ ,  $D(\theta)$  – диаграмма направленности элемента AP,  $d_m = ((x_m - x_0) \sin \theta + (y_m - y_0) \cos \theta)$  – разность хода для  $m$ -ого и нулевого элементов,  $x_m, y_m$  – координаты  $m$ -ого элемента AP,  $\lambda$  – длина волны сигнала.

Оценка направления прихода сигнала определяется по положению максимума решающей функции с учетом угла  $\varphi$  ориентации AP:

$$\tilde{\theta} = \arg \left[ \max_{\theta} \Omega(\theta) \right] + \varphi. \quad (3)$$

### 3. ПРИЕМ СИГНАЛОВ СТАНДАРТА 802.11 А, N, AC

Структура фрейма для спецификаций 802.11a/n/ac показана на рис. 2, где первая часть преамбулы (L-STF), имеющая длительность  $T_{L-STF} = 8$  мкс, представляет собой  $J = 10$  идентичных коротких кодовых последовательностей, а вторая часть преамбулы с длительностью  $T_{L-LTF} = 8$  мкс содержит две длинные кодовые последовательности с защитным интервалом, равным половине длительности одной длинной кодовой последовательности [10-13].

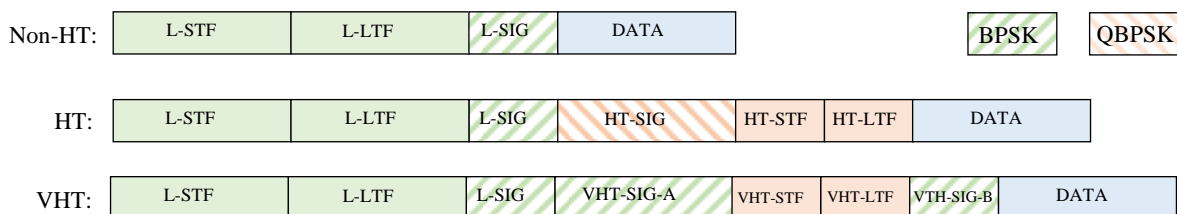


Рис. 2. Структура фрейма сигнала IEEE 802.11.

Блок-схема обнаружения и приема сигналов стандарта 802.11 а/н/ас представлена на рис. 3.

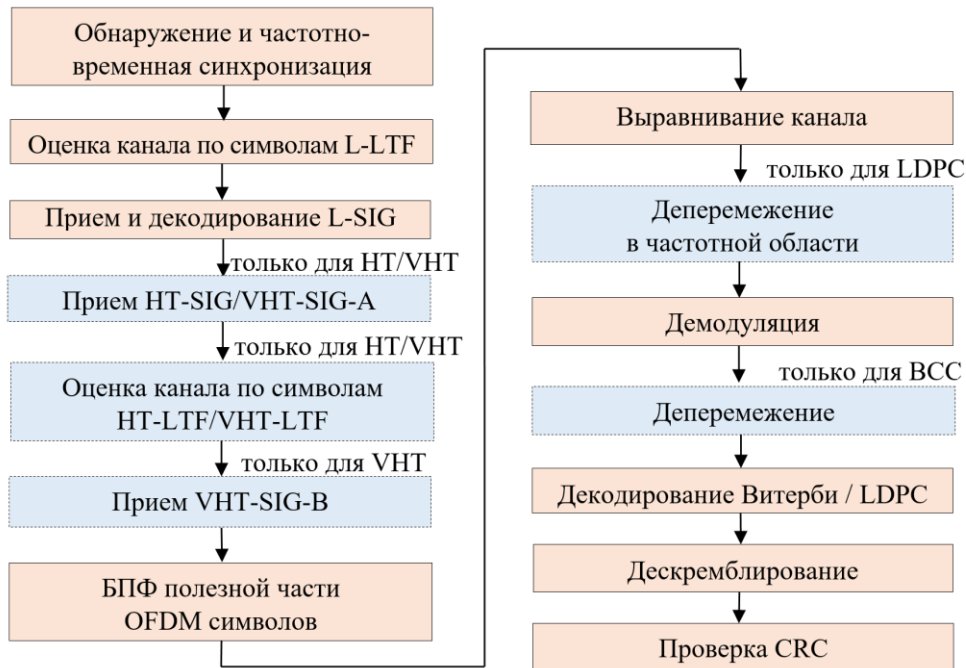


Рис. 3. Блок-схема анализатора OFDM-сигналов стандарта 802.11.

Обнаружение сигнала осуществляется в два этапа: на первом этапе обнаруживается L-STF и осуществляется грубая частотно-временная синхронизация. После чего производится поиск L-LTF и окончательная частотно-временная синхронизация.

Решение о наличии L-STF принимается путем сравнения результирующей статистики с порогом первого этапа:

$$\Lambda(n) = \frac{\sum_{i=0}^{J-1} \left| \sum_{j=0}^{L-1} x_{n+i \cdot L+j} \cdot s_j^* \right|^2}{\sum_{i=0}^{J \cdot L-1} |x_{n+i}|^2} > h_1 \quad (3)$$

где  $s = (s_0, \dots, s_{L-1})$  – комплексные отсчеты одного элементарного символа L-STF,  $L$  – количество отсчетов в одном элементарном символе L-STF.

Предварительная оценка временного положения преамбулы рассчитывается как [14]:

$$\hat{n}_{L-STF} = \arg \max_n \Lambda(n) . \quad (4)$$

Частотное рассогласование между передатчиком и приемником можно оценивать в соответствии с соотношением

$$\Delta F_1 = \frac{1}{2\pi\tau_{L-STF}} \cdot \arg \left( \sum_{i=1}^{J-1} \left[ \left( \sum_{j=0}^{L-1} x_{\hat{n}_{L-STF}+i \cdot L+j} \cdot s_j^* \right) \cdot \left( \sum_{j=0}^{L-1} x_{\hat{n}_{L-STF}+(i-1) \cdot L+j}^* \cdot s_j \right) \right] \right), \quad (5)$$

где  $\tau_{L-STF} = T_{L-STF} / J$  – длительность одного символа L-STF.

Решающая статистика второго этапа имеет вид

$$Y(n) = \frac{\left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k^* \cdot x_{n+k} \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi\Delta F_1 \cdot \frac{n+k}{F_S}\right) \right|^2}{\sum_{k=0}^{K-1} |x_{n+k}|^2}, \quad n \in [n_a; n_b], \quad (6)$$

где  $a = (a_0, \dots, a_{K-1})$  – комплексные отсчеты L-LTF,  $n_a = \hat{n}_{L-STF} + (J-2) \cdot L$ ,  $n_b = \hat{n}_{L-STF} + (J+2) \cdot L$ ,  $K$  – количество отсчетов L-LTF,  $F_S$  – частота дискретизации исходного сигнала.

Пакет считается обнаруженным в случае превышения решающей статистикой  $Y(n)$  нормированного порога второго этапа  $h_2$ . Временное положение части L-LTF, по которой в дальнейшем будет производиться оценка канала, определяется как

$$\hat{n}_{L-LTF} = \arg \max_{n \in [n_a; n_b]} Y(n). \quad (7)$$

В случае обнаружения пакета окончательная оценка частотного рассогласования может быть найдена [14, 15] из соотношения

$$\Delta F = \Delta F_1 + \frac{1}{2\pi\tau_{L-LTF}} \cdot \arg\left(R_{\hat{n}_{L-LTF}+K \cdot 0,5} \cdot R_{\hat{n}_{L-LTF}+K \cdot 1,5}^*\right), \quad R_n = \sum_{k=0}^{\frac{K}{2,5}-1} x_{k+n} \cdot a_k^*, \quad (8)$$

где  $\tau_{L-LTF}$  – длительность одного символа L-LTF.

После установления частотно-временной синхронизации в каждом OFDM-символе удаляется защитный интервал. Полученный массив отсчетов подвергается прямому быстрому преобразованию Фурье (БПФ). Оценка канала рассчитывается на основе известных символов L-LTF [8]:

$$\hat{H}(m) = \frac{1}{2} \cdot \frac{Y_{L-LTF,1}(m) + Y_{L-LTF,2}(m)}{X_{L-LTF}(m)}, \quad m = 0 \dots (M-1), \quad (9)$$

где  $M$  – количество используемых поднесущих;  $X_{L-LTF}(m)$  – эталонные значения поднесущих, определяемые стандартом [10-13];  $Y_{L-LTF,i}(m)$  – результат быстрого преобразования Фурье  $i$ -го символа L-LTF.

При необходимости для каждого последующего символа может производиться подстройка по пилотным поднесущим с использованием полиномов второй или третьей степени и др. [16,17]. Сравнение эффективности различных методов интерполяции оценки канала представлено в источниках [18,19].

В общем случае, оценка канала используется для выравнивания поднесущих  $i$ -го OFDM-символа:

$$\hat{X}(i, m) = \frac{Y(i, m)}{\hat{H}(i, m)}, \quad (10)$$

Массив оценок информационных символов поступает в демодулятор, который формирует мягкие решения кодированных бит. Для каждой  $m$ -й информационной поднесущей  $i$ -го символа  $\hat{X}(i, m)$  рассчитывается логарифмическое отношение правдоподобия (log-likelihood ratio – LLR) [20]:

$$LLR_i = \min_{X \in \Omega_i^{(1)}} \left| \hat{X} - K_{MOD} X \right|^2 - \min_{X \in \Omega_i^{(0)}} \left| \hat{X} - K_{MOD} X \right|^2, \quad 0 \leq i < \log_2 Q, \quad (11)$$

где  $|A-B|$  – Евклидово расстояние между точками  $A$  и  $B$ ;  $K_{MOD}$  – калибровочный коэффициент [10-13],  $\Omega^{(1)}$  – набор точек созвездия в случае, когда  $i$ -й бит равен 1;  $\Omega^{(0)}$  – набор точек созвездия в случае, когда  $i$ -й бит равен 0;  $Q$  – порядок QAM-модуляции.

В зависимости от используемого кодирования демодулирование может производиться до демодуляции – для LDPC, либо после демодуляции – для VCC. Процедура перестановок производится согласно стандарту [10-13].

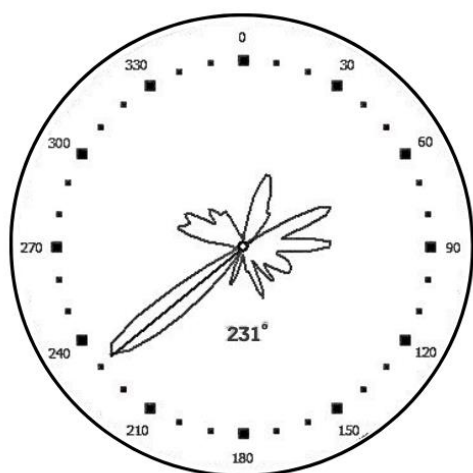
Далее вектор мягких решений после всех перестановок попадает в сверточный декодер или LDPC-декодер, а после полученный битовый поток дескремблируется. По принятым битам поля данных циклическим кодером рассчитываются 32 проверочных бита. Они сравниваются с принятыми проверочными битами фрейма. Если хотя бы одна пара соответствующих бит не совпадает, принимается решение об ошибочном приеме фрейма. Если все соответствующие биты совпадают, принимается решение о безошибочном приеме фрейма. В этом случае из бит заголовка MAC-уровня определяются тип фрейма, идентификаторы сети, отправителя и получателя.

Изложенная выше методика обработки комплексной выборки с опорного канала корреляционно-интерферометрического пеленгатора, позволяет реализовать объединение фрагментов выборок данных с привязкой к идентификационным признакам сигналов. Корректное группирование выборок данных по совокупности порождающих обнаруживаемые сигналы устройств является неотъемлемой частью процедуры пеленгования этих устройств.

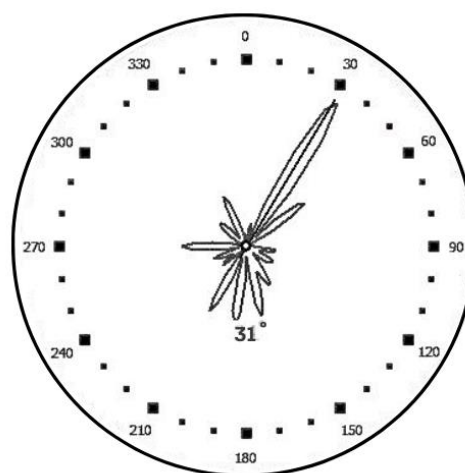
#### 4. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ «АДРЕСНОГО» ПЕЛЕНГОВАНИЯ Wi-Fi СИГНАЛОВ

Использование предложенного в работе алгоритма совместной идентификации и пеленгования позволило, в частности, реализовать пеленгование устройств сетей Wi-Fi мобильным пеленгатором АРТИКУЛ-М [Ошибка! Источник ссылки не найден.]. Этот пеленгатор включает антенную систему в радиопрозрачном обтекателе, двухканальное цифровое радиоприемное устройство и аппаратуру навигации. Точность пеленгования при этом не зависит от количества ИРИ и определяется инструментальной точностью (СКО) пеленгатора: не более  $2^\circ$  для диапазона 2.4 ГГц, не более  $3^\circ$  для диапазона 5 ГГц.

На рис. 4 приведен пример разделения пеленгов точек доступа, работающих на одном частотном канале. Результаты пеленгования соответствуют известным направлениям на эти точки доступа. В качестве идентификационных признаков выступают MAC-адреса точек доступа.



Результат пеленгования  
«AC:C1:EE:2F:12:00»



Результат пеленгования  
«E4:A7:C5:68:23:AA»

Рис. 4. Пример разделения точек доступа на одной частоте.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлен способ адресного пеленгования OFDM-сигналов стандарта 802.11. Он позволяет обнаруживать и идентифицировать точки доступа и абонентов локальной сети (WLAN), а также формировать оценку направления на эти источники радиоизлучений.

Пеленгование может быть реализовано на базе двухканального радиоприемного устройства и многоэлементной антенной решетки, например, базе корреляционно-интерферометрического пеленгатора АРТИКУЛ-М. Использование адресного пеленгования сетей 802.11 увеличивает функциональные возможности существующих анализаторов.

Пеленгование указанных систем цифровой связи может использоваться для определения принадлежности источников радиоизлучения контролируемым охраняемым объектам и определения местоположения источников несанкционированных излучений, а также определения местоположения беспилотных летательных аппаратов, активно использующих Wi-Fi-системы.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты / под ред. А. М. Рембовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 424 с.
2. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A., Smolskiy S. M. Radio Monitoring Automated Systems and Their Components. – Springer, 2018. – 467 p.
3. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2015. – № 5. – С. 33–39.
4. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation // IEEE Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. AP-34. – P. 276–280.
5. Abdalla M., Abuitbel M., Hassan M. Performance Evaluation of Direction of Arrival Estimation Using MUSIC and ESPRIT Algorithms for Mobile Communication Systems // Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC). – 2013.
6. Kalis A., Antonakopoulos T. Direction Finding in IEEE802.11 Wireless Networks // IEEE Transactions on Measurements and Instrumentation. – 2002. Vol. 51. – №. 5. – P. 940–948.
7. Спажакин М. И., Токарев А. Б. Адресный декодер для пеленгования беспроводных устройств стандарта IEEE802.11b // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 4. – С. 51-56.
8. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Мякинин И. С., Радченко Д. С. Спажакин М. И. Адресное пеленгование и определение местоположения источников радиоизлучения ручным пеленгатором // Спецтехника и связь. – 2016. – С. 101-105.
9. Алексеев П. А., Козьмин В. А., Крыжко И. Б., Сладких В. А. Определение параметров сетей и точек доступа Wi-Fi // Спецтехника и связь. – 2016. – С. 29-36.
10. IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements – Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band. – IEEE Std 802.11a, 1999. – 82 p.
11. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. – IEEE Std 802.11n, 2009. – 502 p.

12. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. – IEEE Std 802.11ac, 2013. – 395 p.
13. IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. – IEEE Std 802.11ax, 2021. – 766 c.
14. Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai. OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications. – John Wiley and Sons, 2008. – 352 p.
15. Каюков И. В. Алгоритм начальной частотно-временной синхронизации систем радиосвязи / И. В. Каюков, В. Б. Манелис, А. И. Сергиенко // Радиолокация, навигация, связь: доклады X Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж. – 2004. – Т. 2. – С. 918-923.
16. Coleri S, Ergen M, Puri A, Bahai A. Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2002. – P.223–229.
17. Awad M., Seddik K., Elezabi A. Channel Estimation and Tracking Algorithms for Vehicle to Vehicle Communications // IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall). – 2015.
18. Mahmoud H., Mousa A., Saleem R. Channel Estimation Based in Comb-Type Pilots Arrangement for OFDM System over Time Varying Channel Frequency-Domain Interpolation-Based Channel Estimation in Pilot-Aided OFDM Systems // Journal of Networks. –2010. – P.772-776.
19. Tsai P., Chiueh T. Frequency-Domain Interpolation-Based Channel Estimation in Pilot-Aided OFDM Systems // Vehicular Technology Conference. – 2004.
20. Wang Q., Xie Q., Wang Z.A., Chen S., Hanzo L. Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2014. – P. 119-130.

#### REFERENCES

1. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V.A. Avtomatizirovannyye sistemy radiokontrolya i ikh komponenty [Automated radio monitoring systems and their components]. Moscow, Hotline-Telecom, 2017. 424 p. (in Russian).
2. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A., Smolskiy S. M. Radio Monitoring Au-tomated Systems and Their Components. Springer, 2018. 467 p.
3. Shevchenko M.E., Malyshev V.N., Fayzullina D.N. Joint detection and direction finding using a switched antenna array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015 №5: P. 33-38. (In Russian.)
4. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. IEEE Antennas and Propagation. 1986. Vol. AP-34. P. 276–280.
5. Abdalla M., Abuitbel M., Hassan M. Performance Evaluation of Direction of Arrival Estima-tion Using MUSIC and ESPRIT Algorithms for Mobile Communication Systems. Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC). 2013.
6. Kalis A., Antonakopoulos T. Direction Finding in IEEE802.11 Wireless Networks. IEEE Transactions on Measurements and Instrumentation. 2002. Vol. 51. №. 5. P. 940-948.
7. Spazhakin M. I., Tokarev A. B. Adresnyj dekoder dlya pelengovaniya besprovodnyh ustrojstv standarta IEEE802.11b [Address decoder for bearing wireless devices of the IEEE 802.11b standard]. Cifrovaya obrabotka signalov. 2017. № 4. P. 51-56. (in Russian)



8. Ashihmin A. V., Koz'min V. A., Myakinin I. S., Radchenko D. S. Spazhakin M. I. Adresnoe pelengovanie i opredelenie mestopolozheniya istochnikov radioizlucheniya ruchnym pelenga-torom [Address bearing and location determination of radio sources with a manual direction finder]. *Spektetkhnikha i svyaz'*. 2016. P. 101-105. (in Russian).
9. Alekseev P. A., Koz'min V. A., Kryzhko I. B., Sladkih V. A. Opredelenie parametrov setej i tochek dostupa Wi-Fi [Determining the parameters of Wi-Fi networks and access points]. *Spektetkhnikha i svyaz'*. 2016. P. 29-36. (in Russian).
10. IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements – Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band. – IEEE Std 802.11a, 1999. – 82 p.
11. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. – IEEE Std 802.11n, 2009. – 502 p.
12. IEEE Standard for Information technology-- Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications--Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. – IEEE Std 802.11ac, 2013. – 395 p.
13. IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks--Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. – IEEE Std 802.11ax, 2021. – 766 c.
14. Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai. OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications. John Wiley and Sons, 2008. 352 p.
15. Kayukov I. V. Algoritm nachal'noj chastotno-vremennoj sinhronizacii sistem radiosvyazi [Algorithm of initial time-frequency synchronization of radio communication systems] / I.V. Kayukov, V.B. Manelis, A.I. Sergienko. Radiolokaciya, navigaciya, svyaz': doklady X Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. Voronezh. 2004. – Vol. 2. P. 918-923. (in Russian).
16. Coleri S, Ergen M, Puri A, Bahai A. Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2002. P.223–229.
17. Awad M., Seddik K., Elezabi A. Channel Estimation and Tracking Algorithms for Vehicle to Vehicle Communications. *IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. 2015.
18. Mahmoud H., Mousa A., Saleem R. Channel Estimation Based in Comb-Type Pilots Arrangement for OFDM System over Time Varying Channel Frequency-Domain Interpolation-Based Channel Estimation in Pilot-Aided OFDM Systems. *Journal of Networks*. 2010. P.772-776.
19. Tsai P., Chiueh T. Frequency-Domain Interpolation-Based Channel Estimation in Pilot-Aided OFDM Systems. *Vehicular Technology Conference*. 2004.
20. Wang Q., Xie Q., Wang Z.A., Chen S., Hanzo L. Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2014. P. 119-130.

## АНТЕННА СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ЗАПРОС ОТВЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Н.А. Тутьяров<sup>1</sup>, Ю.Е. Седельников<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ» (КНИТУ-КАИ), г. Казань, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен вопрос построения антенн САЗО путем включения в их конструкцию вставок из метаматериалов. С целью формирования требуемой диаграммы направленности (ДН) слабонаправленной антенны беспилотного летательного аппарата предлагается антенна с двумя разными видами вставок из метаматериала, выполненным с отрицательной диэлектрической и магнитной проницаемостью. Исследован вопрос широкополосности данных типов метаматериалов и их влияние на согласование антенны. Предложенный подход использования метаматериала может быть полезным при создании оптимизированных новых беспилотных авиационных комплексов или модернизации существующих.

**Ключевые слова:** диаграмма направленности, отрицательная диэлектрическая проницаемость, отрицательная магнитная проницаемость, метаматериал, беспилотный летательный аппарат (БПЛА).

### APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

N.A. Tutyarov<sup>1</sup>, Yu. E. Sedelnikov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev - KAI "(KNRTU-KAI), Kazan, Russia

**Abstract.** The issue of constructing SAZO antennas by including metamaterial inserts in their design is considered. In order to form the required radiation pattern (RP) of a low-directional unmanned aerial vehicle antenna, an antenna with two different types of metamaterial inserts is proposed, made with negative dielectric and magnetic permeability. The question of the broadbandness of these types of metamaterials and their influence on antenna matching has been studied. The proposed approach to the use of metamaterial can be useful in creating optimized new unmanned aerial systems or upgrading existing ones.

**Keywords:** antenna pattern, negative permittivity, negative permeability, metamaterial, unmanned aerial vehicle (UAV).

#### 1. ВВЕДЕНИЕ

Применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) охватывает всё больше областей, как в военной отрасли, так и в гражданской. В военных целях БПЛА могут выполнять задачи разведки или ведения боевых действий. В гражданской сфере - решать широкий круг задач от дистанционного мониторинга Земли и различных технических объектов до транспортных. С развитием техники БПЛА все более актуальной становится задача определения государственной принадлежности (ОГП).

Развитие единой системы государственного радиолокационного опознавания (ЕС ГРЛО) и идентификации на многокомпонентной информационной основе, в частности по оптическому или радиолокационному образу, не исключает и, по всей видимости, не заменит традиционное радиолокационное опознавание делаясь на четыре [1-2].

Согласно современной классификация БПЛА, делятся на классы: тяжелый, средний, легкий и сверхлегкий. В работе за основу берутся данные аппарата легкого класса.

Аппараты легкого и сверхлегкого класса «мини БПЛА» — массой до 50 килограммов, временем полёта несколько часов и высотой до 3 — 5 километров и «микро БПЛА» массой до 10 кг чаще всего ориентированы на ведение наблюдения или разведки. Для них характерны малая дальность полета и небольшая масса целевого оборудования.

Задача противодействия беспилотным авиационным комплексам любых классов и категорий становится все более актуальной [1-2]. Направления ее решения включают как традиционные методы, состоящие в применении комплексов ПВО, так и эффективных средств РЭБ. Организация противодействия, как обязательный элемент, включает ОГП и идентификацию БПЛА, обнаруживаемых средствами радиолокационного и оптико-электронного наблюдения воздушной обстановки. Для аппаратов легкого класса оснащение ответчиками ЕС ГРЛО представляется, по меньшей мере, нереальным. Оpozнание их, вероятно, должно обеспечиваться организационными мерами. Кроме того, эффективность применения средств РЭБ достаточна высока. Наиболее трудным представляется ЕС ГРЛО БПЛА среднего класса и легкого класса, с одной стороны обладающих достаточно высоким потенциалом боевого применения, и, с другой стороны, существенно ограниченными возможностями оснащения их радиолокационными ответчиками ЕС ГРЛО. Ограничения здесь связаны с рядом факторов, среди которых можно отметить ограничения массы целевой нагрузки и ограниченную энерговооруженность. Кроме того, учитывая конструкцию и габариты планера нельзя сбрасывать со счетов трудность реализации требований к направленности антенны ответчика ЕС ГРЛО (именно антенны, т.к. акцент на установку многоантенной системы нереален). В задаче обеспечения опознания аппаратов легкого класса можно видеть, по крайней мере, две составляющие: модификацию существующей аппаратуры в направлении снижения массы, габаритов и энергопотребления ответчика ЕС ГРЛО и реализацию антенн с приемлемыми электрическими показателями.

В последние годы наблюдается повышенный интерес к использованию в технике антенн материалов с отрицательной диэлектрической (ENG) и (или) магнитной (MNG) проницаемостью [3,4].

В данной работе рассматриваются некоторые пути реализации слабонаправленных антенн БПЛА с улучшенными показателями. Улучшение должно достигаться путем включения в их конструкцию фрагментов из метаматериала с отрицательной диэлектрической или магнитной проницаемостью.

## **2. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К АНТЕННАМ ОТВЕТЧИКОВ ЕС ГРЛО**

Считается, что ДН ответчика системы активного запрос-ответа (САЗО) должна быть по возможности равномерной в горизонтальной плоскости и не иметь недопустимо глубоких провалов во всем телесном секторе углов. Аргументируется это тем, что облучение воздушного объекта и, следовательно, запрос может поступать равновероятно с любого азимутального направления. Для обеспечения этого условия самолетная аппаратура САЗО, как правило, имеет в своем составе более одной антенны ОГП и соответствующую систему их объединения и коммутации. Для БЛА легкого класса приходится рассчитывать на использование единственной антенны, т.к. многоантенная система трудно реализуема в условиях существующих ограничений.

Требования к направленным свойствам антенн ОГП формируются исходя из специфики типичного применения БПЛА легкого класса. Во-первых, задача

противодействия БПЛА, помимо средств РЭБ, должна возлагаться на наземные (корабельные) ЗРПК или ЗРК ближнего радиуса действия типа «Тор», «Сосна», «Тунгуска» др. Но и у этих комплексов есть недостаток: они одинаково плохо будут работать по малоразмерным низколетящим целям. Что С-300/С400, что МІМ-104 «Пэтриот» разрабатывались не для таких целей. Поэтому достаточна организация работы канала ЕС ГРЛО в нижней полусфере.

Во-вторых, для ответчика ЕС ГРЛО направления прихода запросного сигнала действительно следует считать равновероятными. Однако ЭПР БПЛА может иметь заметную угловую зависимость и, следовательно, они могут обнаруживаться на разных значениях дальности в зависимости от углового положения объекта относительно направления на РЛС. При этом необходимость в приеме ответного сигнала до момента обнаружения цели РЛС отсутствует. Таким образом, угловая зависимость КУ антенны ответчика на частоте ответа должна соответствовать угловой зависимости ЭПР объекта на частоте работы РЛС.

Из классических положений теории [5] следует, что мощность принятого отраженного сигнала обратно пропорциональна четвертой степени дальности до цели и пропорциональна ее ЭПР. Условием обнаружения цели в направлении  $(\theta, \varphi)$  на дальности  $R$  является превышение минимального уровня отраженного сигнала, при котором происходит обнаружение с требуемой вероятностью:

$$\frac{C_1 \text{ЭПР}(\theta, \varphi)}{R_{\text{РЛС}}^4} \geq P_{\text{прм РЛС мин}} \quad (1)$$

Опознавание при дальности до цели  $R_{\text{отв}}$  возможно, если мощность принятого ответного сигнала достаточна:

$$\frac{C_2 \text{КУ}(\theta, \varphi)}{R_{\text{отв}}^2} \geq P_{\text{прм САЗО мин}} \quad (2)$$

где  $P_{\text{прм САЗО мин}}$  - минимальный уровень принятого ответного сигнала, при котором возможно опознавание с заданной вероятностью.

Требования к форме ДН антенны ответчика вытекают из условия равенства дальностей обнаружения цели и приема ответного сигнала  $R_{\text{отв}} = R_{\text{РЛС}}$ :

$$\left( \frac{C_2 \text{КУ}(\theta, \varphi)}{P_{\text{прм САЗО мин}}} \right)^2 = \frac{C_1 \text{ЭПР}(\theta, \varphi)}{P_{\text{прм РЛС мин}}} \quad (3)$$

Таким образом, оптимальная нормированная ДН по мощности должна иметь вид:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{\frac{\text{ЭПР}(\theta, \varphi)}{\text{ЭПР}(\theta, \varphi)_{\text{макс}}}} \quad (4)$$

Использование антенны ОГП с ДН (4) позволяет снизить необходимую мощность передатчика в КУ раз или, соответственно, увеличить дальность действия при неизменной мощности передатчика ответчика в  $\sqrt{\text{КУ}}$  раз.

$$\text{КУ} = \frac{4\pi \sqrt{\text{ЭПР}(\theta, \varphi)_{\text{макс}}}}{\oint \sqrt{\text{ЭПР}(\theta, \varphi)} \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (5)$$

### 3. РЕАЛИЗАЦИЯ ТРЕБОВАНИЙ К АНТЕННЕ

Построение антенны ОГП с ДН согласно условию (4) требует, чтобы ДН антенн для различных типов БПЛА были различными, соответственно угловой зависимости их

ЭПР. Это, на первый взгляд, трудно реализуемое требование, в действительности может быть достигнуто достаточно простыми средствами. Техническим решением является использование простейшей антенны штыревого (ножевого) типа, дополняемой вставками из метаматериала [6], выполненными в виде накладок, устанавливаемых на внешней обшивке БПЛА и не имеющих электрических соединений с радиочастотным фидером (Рисунок 1). Возможность формирования требуемой ДН слабонаправленной антенны в аналогичных ситуациях показана в ряде работ, в частности [7].

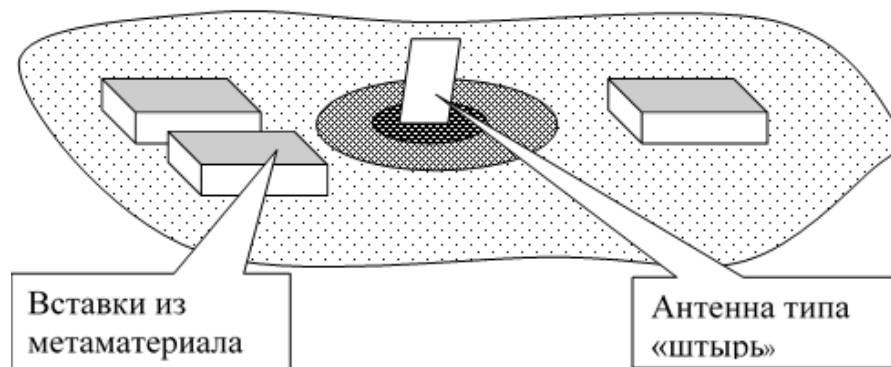


Рис. 1. Антенна с вставками из метаматериала.

В предлагаемом варианте построения антенн ОГП для разных типов БПЛА собственно антенна остается неизменной, а формирование требуемой ДН обеспечивается установкой вставок (накладок) из метаматериала, с параметрами и положением соответствующими данному типу летательного аппарата. Конструктивное выполнение указанных накладок не представляет сколь-нибудь заметных трудностей.

Основным различием между двумя типами метаматериала является положение ячеек, которое зависит от поля, создаваемого излучением системы.

Исходя из расчетов в [8] можно положить, что токи  $I(\nu, \epsilon, \mu)$  определяется с дополнительным сдвигом фаз, равным  $\pm\pi/2$  для ENG и MNG материала соответственно. Таким образом и определяется положение ячейки относительно активного источника.

#### 4. АНАЛИЗ АНТЕННЫ С ФРАГМЕНТАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Ввиду сложности электродинамической структуры в виде реального излучателя антенны с наличием в его окрестности фрагмента из материала с отрицательными значениями диэлектрической или магнитной проницаемости аналитический расчет поля излучения на основе строгого подхода, даже для дальней зоны, не представляется возможным. Наиболее реалистичным представляется проведение численного электродинамического моделирования согласно [8], где расчеты проводились в два этапа. На рисунке 2 указаны варьируемые параметры ячейки MNG-типа, а на рисунке 3 - ENG-типа.

После проведения подбора оптимальных параметров ячейки:  $a = 62$  мм,  $l = 3$  мм,  $g = 3$  мм,  $w = 4,25$  мм. 4 ячейки располагаются на диэлектрической пластине, как показано на рис.2. Расстояние между ячейками на одной пластине равно 7 мм, длина стороны пластины равна 138 мм, а расстояние между пластинами 1 мм.

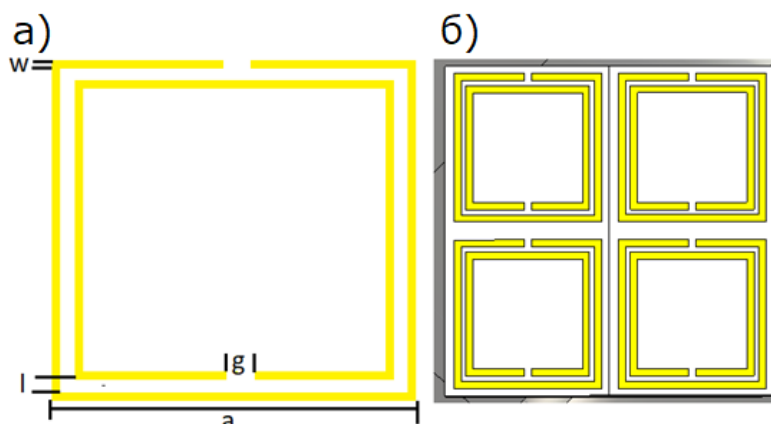


Рис. 2. а) Ячейка MNG-типа:  $a$  - размер стороны ячейки метаматериала,  $l$  – расстояние между кольцами меди,  $g$  – ширина зазора,  $w$  – ширина линии меди. б) Вид пластины.

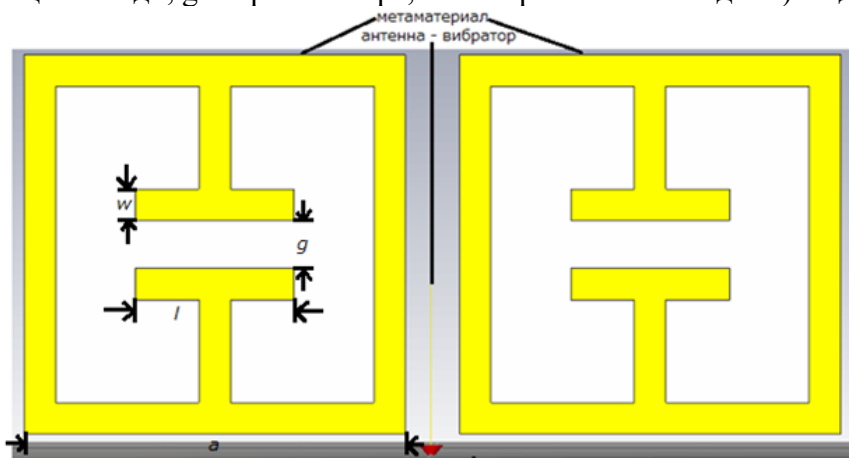


Рис. 3. Расположение ячейки ENG-типа:  $a$  – размер стороны ячейки метаматериала,  $l$  – длина конденсатора,  $g$  – ширина зазора конденсатора,  $w$  – ширина линии меди.

После проведения подбора оптимальных параметров ячейки:  $a = 101,25$  мм,  $l = 33,75$  мм,  $g = 8,45$  мм,  $w = 6,75$  мм.

Поиск оптимального варианта расположения метаматериала осуществляется методом покоординатного перебора. Расстояние между ячейками равно 14 мм, а от метаматериала до монополя 7 мм.

В отличие от MNG-типа, в данном случае используется 1 ячейка на 1 плате.

## 5. МОДЕЛИРОВАНИЕ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Целью иллюстрирующего примера является демонстрация предложенной методики оптимизации антенны ответчика ЕС ГРЛО и достижения требуемых эффектов. Для расчетов сознательно взят пример с модельными значениями геометрических и частотных параметров. В качестве объекта выбран ЛА легкого класса, показанный рисунке 4 Габаритные размеры: 2200x250x600 мм. В качестве рабочей частоты РЛС и, соответственно, для оценки угловой зависимости ЭПР взяты значения средней частоты РЛС  $f_{\text{РЛС}} = 22$  ГГц, частоты ответного сигнала  $f_{\text{отв}} = 2,5$  ГГц.

По результатам моделирования удалось изменить ДН монополя так, чтобы добиться схожести по форме с переведенной оптимальной нормированной ДН ЭПР.

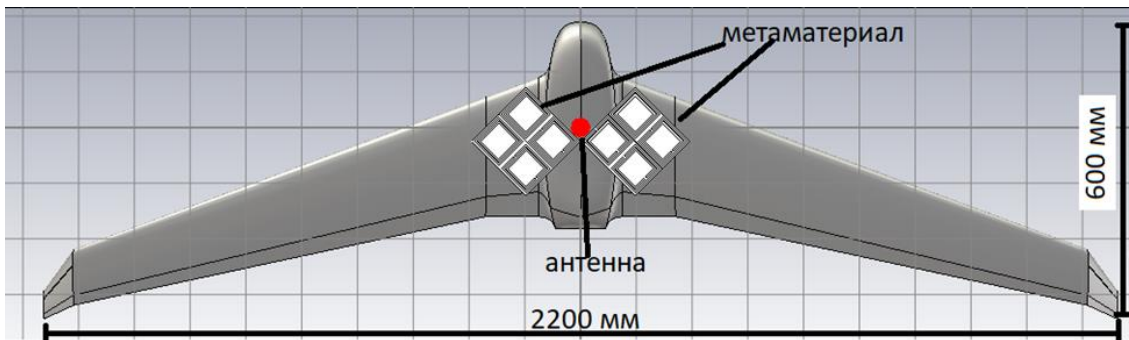


Рис. 4. БПЛА с указанием длины, размаха крыльев и метаматериалом MNG-типа.

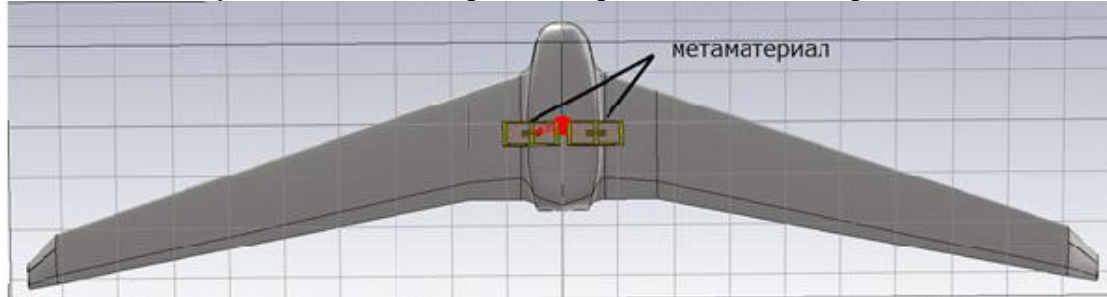


Рис. 5. БПЛА с указанием длины, размаха крыльев и метаматериалом ENG-типа.  
Результаты моделирования для БПЛА MNG-типа.

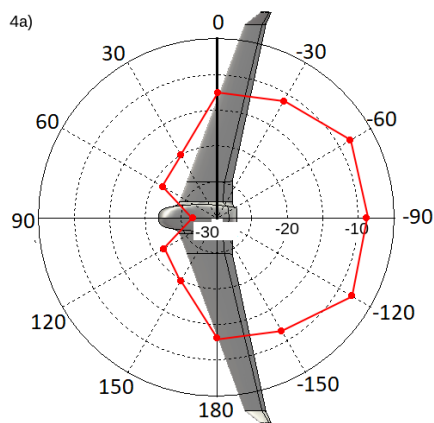


Рис. 6. Нормированная ЭПР БПЛА.

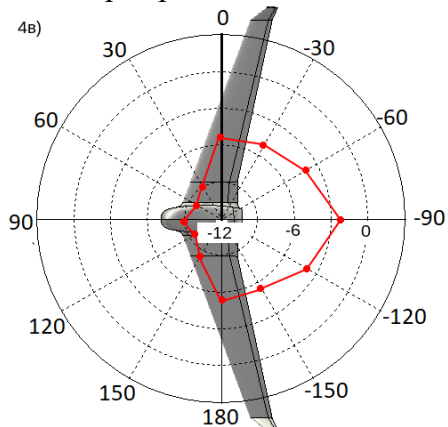


Рис. 8. ДН оптимизированной антенны с вставкой MNG-типа

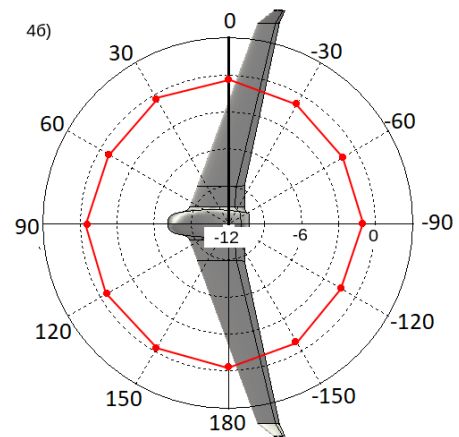


Рис. 7. ДН антенны без вставок

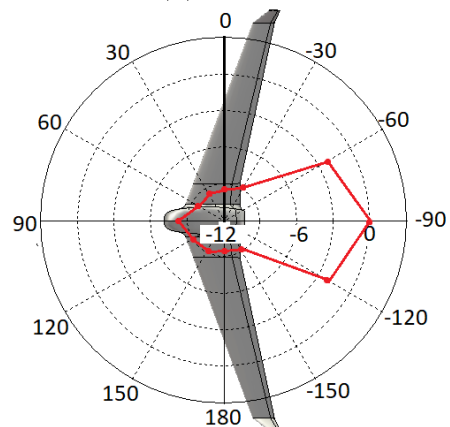


Рис. 9. ДН оптимизированной антенны с вставкой ENG-типа.

Согласно методу, из работы [9] проводился расчет среднего квадратичного отклонения (СКО) по форме указанных вариантов: ENG-типа и MNG-типа. Расхождение по СКО между ENG-типом и переведенной нормированной ЭПР равняется 0,011, для MNG-типа 0,059.

Проведенные расчеты подтверждают возможность формирования ДН антенны ЛА с использованием вставки из метаматериала. В данном случае «качество» ДН антенны с использованием MNG-материала оказалось несколько лучшим по сравнению с использованием ENG материала. В частности, меньшие размеры самой ячейки из MNG-материала, получена более точная форма ДН. ENG ячейка располагается перпендикулярно плоскости самолета, что может сильно влиять на аэродинамику ЛА. MNG ячейка располагается параллельно, что может позволить упростить размещение на корпусе ЛА. Объяснение этого факта может быть дано в рамках модели вставки из метаматериала, как пассивного излучателя антенной решетки. «Необходимый вклад» пассивного излучателя в формирование заданной ДН в горизонтальной плоскости требует определенных значений амплитуды и фазы переизлученного им поля активного элемента. Вклад пассивного излучателя в системе «активный + пассивный излучатель» на результат их совместного действия, очевидно, снижается по мере удаления пассивного излучателя от активного. Фаза переизлученного поля зависит как от расстояния между элементами, так и типа метаматериала. Использование вставки из MNG метаматериала обеспечивает лучшие (в данном случае) значения амплитуд и фаз переизлученного поля, необходимые для формирования ДН требуемого вида.

## 6. ДИАПАЗОННЫЕ СВОЙСТВА МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Как известно [3-4], искусственный диэлектрик приобретает свойства метаматериала при неоднородностях с резонансными свойствами. Поэтому вопрос о частотной зависимости параметров антенн с элементами из метаматериала требует, как минимум, пристального внимания. Выше было дано подтверждение предположению о возможности формирования требуемой ДН слабонаправленной антенны БПЛА путем введения в ее конструкцию фрагментов из метаматериала. Следующим шагом должно стать рассмотрение зависимости диаграммы направленности от частоты. Инструментом исследования, как и в предыдущем разделе, является электродинамическое моделирование антенны стандартными средствами.

Целями проведенного моделирования является оценка широкополосности антенн по критерию формирования требуемой диаграммы направленности, а также сравнение по этому критерию антенн с использованием ENG и MNG материала.

Анализ частотных свойств выполнен традиционным образом: для анализа взят образец антенны, показавший если и не наилучшее, то, во всяком случае, приемлемое «качество» диаграммы направленности на частоте  $f_0$ . Далее, расчеты выполнены для ряда частот, отстоящих вверх и вниз от  $f_0$  вплоть до граничных значений, при которых требуемая форма ДН перестает обеспечиваться. Для определения схожести ДН использован метод из [9].

Результаты моделирования слабонаправленной антенны приведены на рисунке 10. Расчеты проводились с шагом в 100 МГц от 1,5 до 3,5 ГГц. Значение ANT – соответствует СКО полученному с использованием антенны без метаматериала на частоте 2,5 ГГц. Взято, как пограничное значение для определения ширины полосы частот. Значение ENG - СКО антенна с использованием метаматериала ENG-типа. Значение MNG - СКО антенна с использованием метаматериала MNG-типа



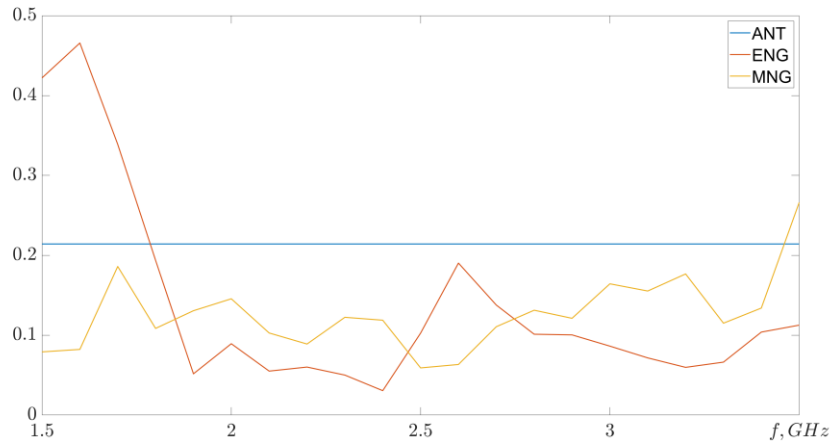


Рис. 10. Общий вид расчета СКО для MNG и ENG типов.

Сравнение рассмотренных вариантов по признаку широкополосности, характеризуемому значением относительной полосы частот

$\delta f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}$ , в пределах которой имеет место формирование диаграммы направленности приемлемой формы, указывает на предпочтительность использования антенн со вставкой из MNG материала (Табл.1).

Таблица 1. Результаты расчета полосы частот.

Тип вставки	Полоса частот, ГГц	Относительная полоса%
ENG	1.9-3.5	30
MNG	1.5-3.4	39

## 7. СОГЛАСОВАНИЕ

Помимо определения широкополосности и влияние метаматериала от изменения частоты, также производился анализ влияния метаматериала на параметр S11. На рисунке 11, 12 представлены значения реальной части S11 (S11(Re)) и мнимой части (S11(Im)).

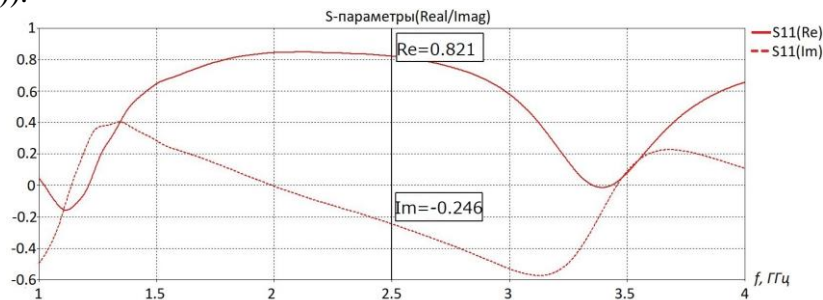


Рис. 11. S11 параметры антенны без метаматериала.

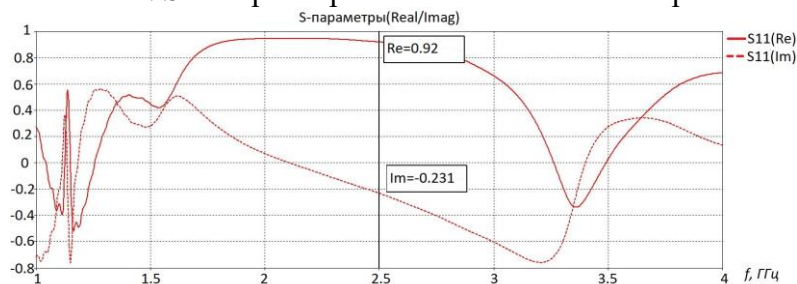


Рис. 12. S11 параметры антенны с метаматериалом ENG-типа.

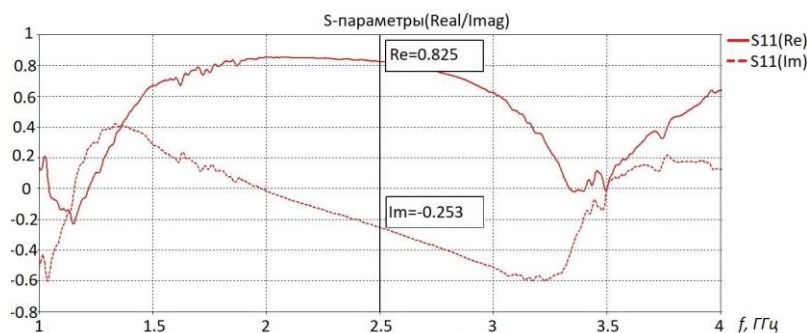


Рис. 13. S11 параметры антенны с метаматериалом MNG-типа.

Согласно полученным результатам метаматериал незначительно влияет на значения S11 параметров.

## 8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенного анализа показывают возможность улучшения характеристик бортовых антенн радиолокационных ответчиков беспилотных летательных аппаратов. В конструкциях слабонаправленных антенн БПЛА со вставками из метаматериала предпочтительнее использовать материалы с отрицательной магнитной проницаемостью (MNG материалы). ENG ячейка располагается перпендикулярно плоскости самолета, что может сильно влиять на аэродинамику ЛА. MNG ячейка располагается параллельно, что может позволить упростить размещение на корпусе ЛА. Также согласно расчетам, отсутствует серьезное влияние на коэффициент отражения. Предложенный подход в статье может быть использован при создании новых беспилотных авиационных комплексов или модернизации существующих

## ЛИТЕРАТУРА

1. Друзин С.В., Майоров В.В., Горевич Б.Н. Создание перспективной системы вооружения войсковой ПВО нового облика. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2019;(4):7-18. DOI: <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2019-4-7-18>. 01.03.2023
2. Буренок В.М., Москаленко В.И., Соломенин Е.А. Направления развития систем опознавания. // Вооружение и экономика. №1 (17) 2012 г.
3. 802.15.4a-2007. Стандарт IEEE для информационных технологий – Телекоммуникации и обмен информацией между системами – Локальные и городские сети – особое требование. Часть 15.4: Спецификации управления доступом к беспроводной среде (MAC) и физического уровня (PHY) для низкоскоростных беспроводных персональных сетей (WPAN). Н.Ю.: IEEE, 2007. // [Электронный ресурс]. URL-адрес: <http://iee-explore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4299494>. 12.12.2023
4. Метаматериалы с отрицательным преломлением: основные принципы и приложения / Под ред. Г.В. Элефтериадес, К.Г. Бальмен. IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc., 2005. 418 стр.
5. Ширман Я.Д., Лосев Ю.И., Минервин Н.Н. и др. Радиоэлектронные системы. Основы теории и построения. Под ред. Я.Д. Ширмана М.: ЗАО «МАКВИС», 1998 - 828с.
6. Справочник по метаматериалам: Vol. I. Явления и теория метаматериалов. 926 стр. Том. II. Применение метаматериалов. 724 с. / Ред. Ф. Каполино CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009 г.
7. Романов А.Г., Ю.Е. Седельников, Н.А. Тестоедов, Н.А. Тутьяров «Формирование диаграммы направленности антенны с малым коэффициентом усиления с использованием метаматериала» Journal of Physics: Серия конференций,

- «Конференция по прикладной физике, информационным технологиям и инженерии – APITECH-2020» Том 1679, (2020) Выпуск 5 052090, с. 1-5
8. Седельников Ю. Е., Тутьяров Н. А., Романов А. Г. Конструктивный синтез слабонаправленной антенны, выполненной с использованием метаматериала // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 4 (52). С. 24-32. DOI: [https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.24\\_01.03.2023](https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.24_01.03.2023)
  9. Ю.И. Чони. Избранные темы по синтезу антенн: единство математических формализмов и технического смысла. Cambridge Scholars Publishing Ltd., Ньюкасл-апон-Тайн, Великобритания, 2020 г., стр. 156. Доступно по адресу: <http://www.cambridgescholars.com/product/978-1-5275-6072-7>. 01.03.2023

#### REFERENCES

1. Druzin S.V., Maiorov V.V., Gorevich B.N. Creation of a promising military air defense system of a new look.//Bulletin of the Concern VKO "Almaz - Antey". 2019;(4):7-18. DOI: <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2019-4-7-18>. 01.03.2023
2. Burenok V.M., Moskalenko V.I., Solomenin E.A. Directions for the development of identification systems.// Armament and Economics. №1 (17) 2012
3. 802.15.4a-2007. IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Special requirement. Part 15.4: Wireless Media Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). N.Yu.: IEEE, 2007. // [Electronic resource]. URL: <http://iee-explore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4299494>. 12.12.2022
4. Negative-refraction metamaterials: Fundamental Principles and Applications / Ed. by G.V. Eleftheriades, K.G. Balmain. IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc., 2005. 418 p
5. Shirman Ya.D., Losev Yu.I., Minervin N.N. etc. Radioelectronic systems. Fundamentals of theory and structure. Sub-red. I. Shirmana M.: CJSC "MAKVIS", 1998 - 828s.
6. Handbook of Metamaterials: Vol. I. Phenomena and theory of metamaterials. 926 pp. Vol. II. Application of metamaterials.724 p. / Ed. F. Capolino CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009
7. A.G. Romanov, Yu.E. Sedelnikov, N.A. Testoedov, N.A. Tutyarov “Low gain antenna beamforming using a metamaterial” Journal of Physics: Conference Series, “Conference on Applied Physics, Information Technology and Engineering – APITECH-2020” Volume 1679, (2020) Issue 5 052090, p. 1-5
8. Sedelnikov Yu.V. E., Tutyarov N. A., Romanov A. G. Constructive synthesis of a weakly directional state antenna made using a metamaterial // Bulletin of the Volga Technological University. Series: Radio engineering and infocommunication systems. 2021. No. 4 (52). pp. 24-32. DOI: [https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.24\\_01.03.2023](https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.24_01.03.2023)
9. Yu.I. Choni. Selected topics on antenna synthesis: the unity of mathematical formalisms and technical meaning. Cambridge Scholars Publishing Ltd., Newcastle upon Tyne, UK, 2020, p. 156. Available at: <http://www.cambridgescholars.com/product/978-1-5275-6072-7> 01.03.2023

## ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА СБОРА ДАННЫХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДИНОЧНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ

А.Г. Студеникин<sup>1,2</sup>, А.Б. Токарев<sup>1,2,3</sup>

<sup>1</sup>АО «ИРКОС», Москва, Россия

<sup>2</sup>ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»,  
Воронеж, Россия

<sup>3</sup>АНОО ВО «Международный институт компьютерных технологий», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Современные системы радиоконтроля (СРК) обладают достаточно широкими полосами частот одновременного обзора (ПОО). Однако анализируемые диапазоны частот (АДЧ) часто превышают их по ширине, что влечёт необходимость панорамного анализа, предполагающего циклическое сканирование набора смежных ПОО, входящих в АДЧ. При этом классическим считается однонаправленный режим, при котором, завершая сканирование АДЧ в порядке увеличения центральной частоты ПОО, приёмник СРК перестраивается к началу АДЧ, начиная новый цикл сканирования. Однако такой режим не является единственно возможным и в некоторых случаях оказывается неоптимальным. Целью работы является оптимизация режима сбора данных в системах радиоконтроля. Предложенный в работе реверсивный режим позволяет уменьшить интервал сбора данных в ПОО, за счет чего повысить вероятность обнаружения одиночного радиоимпульса при помощи СРК АРГАМАК-Д11 модели 4 на величину от 3% до 35% в зависимости от его расположения на оси частот.

**Ключевые слова:** радиоконтроль; обнаружение сигналов; режимы сбора данных.

## INFLUENCE OF DATA GATHERING MODE ON PROBABILITY OF DETECTION OF SINGLE RADIO PULSES DURING PANORAMIC RADIO MONITORING

A.G. Studenikin<sup>1,2</sup>, A.B. Tokarev<sup>1,2,3</sup>

<sup>1</sup> JSC «IRCOS», Moscow, Russia

<sup>2</sup>FSBEI HE «Voronezh State Technical University», Voronezh, Russia

<sup>3</sup>ANO HE «International Institute of Computer Technology», Voronezh, Russia

**Abstract.** Modern radio monitoring systems (RMS) have fairly wide bands of simultaneous analysis (BSA). However, the analyzed frequency ranges (AFR) often exceed their width, which entails the need for panoramic analysis involving cyclic scanning of a set of adjacent BSA included in the AFR. In this case, a unidirectional mode is considered classic, in which, completing the scan of the AFR in the order of increasing the central frequency of the BSA, the RMS receiver is tuned to the beginning of the AFR, starting a new scan cycle. However, such a mode is not the only one possible and in some cases turns out to be suboptimal. The aim of the work is to optimize the mode of data gathering in radio monitoring systems. The reverse mode proposed in the work allows to reduce the interval of data gathering in BSA, and thus increase the probability of detection of a single radio pulse using the ARGAMAK-D11 model 4 RMS by the value from 3% to 35%, depending on its location on the frequency axis.

**Keywords:** radio monitoring; signal detection; data gathering modes.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Освоение системами связи всё больших частотных диапазонов влечёт расширение полос частот, требующих контроля. Растёт и полоса одновременного обзора (ПОО) систем радиоконтроля (СРК), однако она должна, в первую очередь, гарантировать возможность приёма отдельных сигналов, тогда как анализируемые диапазоны частот (АДЧ) имеют ширину от десятков до тысяч ПОО. Поэтому анализ радиообстановки часто подразумевает использование сканирующего, панорамного сбора данных [1].

Недостатком панорамного сбора данных являются временные затраты на перестроение СРК по частоте между ПОО. Соответствующие переходные процессы требуют остановки сбора данных на время, пока состояние радиотракта СРК не установится. Поэтому доля времени, затрачиваемого СРК на сбор данных, нередко оказывается ниже, чем 100%. Действительно, в панорамном режиме длительность выборок  $\tau_{\text{выб}}$  в ПОО не может быть большой (иначе длительность  $T_{\text{цикл}}$  панорамного цикла станет столь значительной, что вместо «параллельного» анализа АДЧ можно будет говорить лишь о циклическом анализе отдельных ПОО). Как следствие, в панорамном режиме после настройки приёмника на центральную частоту ПОО выполняется кратковременная регистрация выборки, затем инициируется перестроение СРК на новую частоту, а сбор данных прерывается до завершения переходных процессов. Длительность цикла сбора данных на совокупности  $L$  ПОО, составляющих АДЧ, определяет быстродействие СРК при анализе радиообстановки.

Первичным этапом обработки сигналов при радиоконтроле является их обнаружение. Успешность выполнения этого этапа существенно зависит от параметров процесса панорамного сбора данных, а показателем эффективности выполнения служит вероятность обнаружения сигнала  $P(T_c)$  при заданной длительности сеанса связи  $T_c$  [2].

При реализации панорамного анализа традиционно сканирование АДЧ выполняется в порядке от начальной его частоты к конечной, по достижении которой происходит перестроение на стартовую частоту, и сканирование АДЧ повторяется [3]. Преимуществом такого «однонаправленного» режима сбора данных является его простота, проявляющаяся в том, что интервал обновления сведений о радиообстановке совпадает с длительностью цикла анализа АДЧ. Однако такой режим не является единственно возможным, а подтверждений его оптимальности с позиции максимизации  $P(T_c)$  в литературе отыскать не удастся. Поэтому необходимо проанализировать наличие такого режима, который в сравнении с однонаправленным характеризуется более высоким показателем  $P(T_c)$ .

## 2. СТАРТОВЫЕ СВЕДЕНИЯ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕДУРЫ ПЕРЕСТРОЕНИЯ ПРИЁМНИКА

Современные СРК, как правило, строятся по супергетеродинному принципу, состоящему в переносе спектра принятого сигнала на промежуточную частоту (ПЧ) при помощи источника гармонических колебаний – синтезатора частот (СЧ), и уже сигнал на ПЧ проходит аналого-цифровое преобразование, формируя отсчёты сигнала [2, 4].

Время перестроения приёмника по частоте зависит от ряда факторов, среди которых можно выделить время обработки команд, и время перестроения СЧ, возрастающее с увеличением дискретности настройки частоты, со снижением уровня побочных спектральных составляющих, и с увеличением шага перестроения.

Если первые два фактора, как правило, имеют постоянное значение, то шаг перестроения при использовании СРК варьируется, а его влияние на время перестроения СЧ может быть различным в зависимости от набора частот настройки и последовательности их анализа.

Отметим, что время перестроения СЧ не всегда оказывает значимое влияние на время перестроения приёмника. Более существенным фактором может оказаться время обработки команд. Однако высокие требования к дискретности настройки частоты и уровню побочных спектральных составляющих, присущие приёмникам СРК, приводят к повышенному времени перестроения их СЧ в сравнении с СЧ общего применения.

Рассмотрим показатели времени перестроения приёмника для СРК компании ИРКОС. Для актуального поколения СРК, представителем которого является АРГАМАК-Д11 модели 4 [5], при перестроении между смежными ПОО оно составляет 1 мс, между ПОО, удалёнными друг от друга по частоте более чем на 50 МГц – 3 мс. Такой дискретный характер изменения времени перестроения вызван тем, что оно задаётся в приёмнике в табличном виде в зависимости от шага перестроения. Для новейшего поколения СРК, представителем которого является АРГАМАК-Д11 модели 5 [6], типовое время перестроения составляет 0,5 мс. Таким образом, оптимизация этого времени в большей степени применима к актуальному поколению СРК. Поэтому дальнейший анализ проведём для СРК, отличающихся заданной таблично зависимостью времени перестроения от его шага в двух вариантах: между соседними ПОО  $\tau_{п1}$ , и удалёнными ПОО  $\tau_{пL}$ . При этом последнее время выразим через первое как  $\tau_{пL} = K\tau_{п1}$ , где  $K$  – некоторый коэффициент (так, для АРГАМАК-Д11 модели 4  $K = 3$ ).

Устранить повышенные временные затраты на перестроение можно при использовании реверсивного режима сбора данных. В этом случае после приёма выборки в последней ПОО АДЧ, СРК меняет направление изменения частот: перестраивается на предпоследнюю ПОО, далее выполняет перестроение вниз по частоте вплоть до первой ПОО, затем повторяется прямой порядок перестроения. Диаграммы процесса сканирования АДЧ в описанных режимах показаны на рисунке 1.

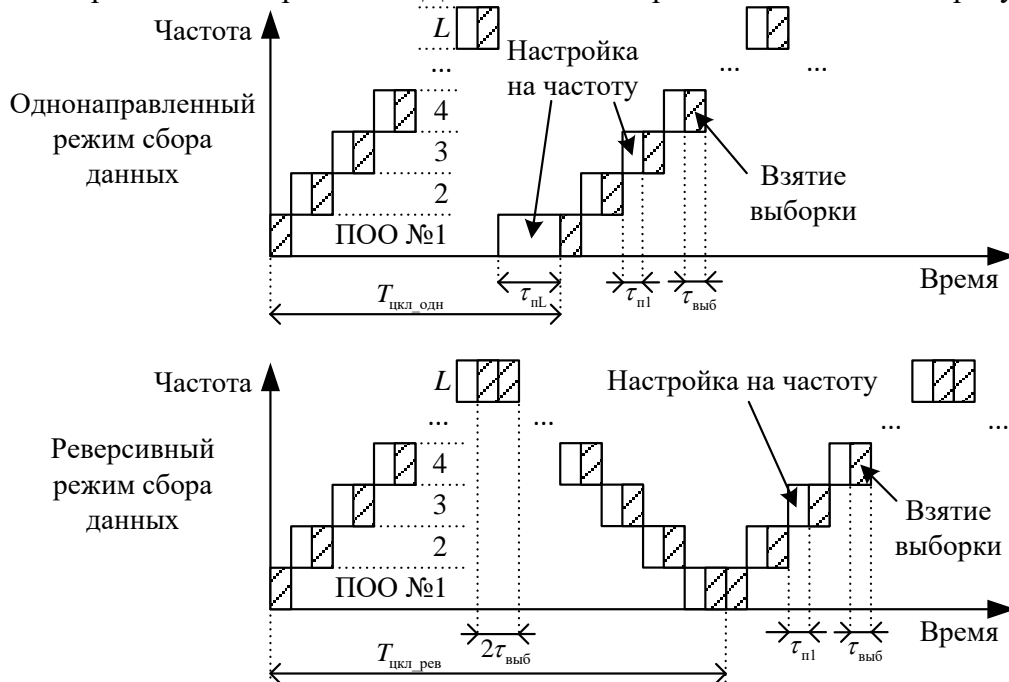


Рис. 1. Диаграммы процесса сканирования АДЧ в рассмотренных режимах

Как видно по рисунку 1, в реверсивном режиме за период цикла  $T_{цикл\_рев}$  дважды выполняется сбор данных в каждой из ПОО (для обеспечения чего длительность сбора данных в крайних ПОО АДЧ увеличена вдвое), а процесс сбора данных в каждой из ПОО характеризуется двумя чередующимися интервалами: "коротким" и "длинным". Однонаправленный же режим отличается одинаковым интервалом сбора данных для всех ПОО, равным периоду панорамного цикла  $T_{цикл\_одн}$ .

Для оценки эффективности режимов сбора данных получим выражения для периода панорамного цикла. Для однонаправленного режима получим:

$$T_{\text{цикл\_одн}} = L(\tau_{\text{выб}} + \tau_{\text{пл}}) - \tau_{\text{пл}} + K\tau_{\text{пл}}.$$

Для реверсивного режима период панорамного цикла составит:

$$T_{\text{цикл\_рев}} = 2(L(\tau_{\text{выб}} + \tau_{\text{пл}}) - \tau_{\text{пл}}) = 2(T_{\text{цикл\_одн}} - K\tau_{\text{пл}}).$$

Тогда для периода панорамного цикла в однонаправленном режиме справедливо:

$$T_{\text{цикл\_одн}} = T_{\text{цикл\_рев}} / 2 + K\tau_{\text{пл}}. \quad (1)$$

Минимальный и максимальный интервалы сбора данных для реверсивного режима соответствуют крайним ПОО и составляют:

$$T_{\text{сб\_рев\_мин}} = \tau_{\text{выб}},$$

$$T_{\text{сб\_рев\_макс}} = T_{\text{цикл\_рев}} - \tau_{\text{выб}}.$$

Соответственно, средний интервал сбора данных в реверсивном режиме составит:

$$T_{\text{сб\_рев\_ср}} = (T_{\text{сб\_рев\_мин}} + T_{\text{сб\_рев\_макс}}) / 2 = T_{\text{цикл\_рев}} / 2. \quad (2)$$

Такой интервал обеспечивает средняя в АДЧ ПОО под номером  $(L + 1) / 2$ , для которой "короткий" и "длинный" интервалы сбора данных равны. Далее будем полагать, что такая ПОО существует, а значит, общее число ПОО  $L$  – нечётное.

По выражениям (1)-(2) видно, что средний интервал сбора данных в ПОО в однонаправленном режиме больше, чем в реверсивном, следовательно, в среднем сбор данных в реверсивном режиме происходит чаще, чем в однонаправленном.

Сигналы современных средств связи, как правило, имеют импульсный (пакетный) характер излучения. При этом вероятность их обнаружения снижается с уменьшением коэффициента заполнения (ростом скважности) последовательностей одиночных импульсов (ОИ) [7]; для отдельного ОИ она оказывается минимальной. В то же время, задача обнаружения ОИ является достаточно простой для анализа, поэтому рассмотрим влияние режима сбора данных на вероятность обнаружения таких сигналов.

### 3. ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДИНОЧНОГО ИМПУЛЬСА В ПРЕДЛОЖЕННЫХ РЕЖИМАХ

Проанализируем вероятность обнаружения ОИ, излучаемого в случайный момент времени и имеющего длительность сеанса связи (длительность излучения)  $T_c$ .

Пусть  $\tau_{\text{мин}}$  – интервал перекрытия сигнала и выборки, необходимый для обнаружения сигнала. Тогда при  $T_c < \tau_{\text{мин}}$  обнаружение будет невозможно.

Минимальная ненулевая вероятность обнаружения ОИ в однонаправленном режиме соответствует случаю  $T_c = \tau_{\text{мин}}$  и определяется отношением длительности выборки (за вычетом  $\tau_{\text{мин}}$  в начале и конце выборки) к интервалу сканирования АДЧ:

$$P_{\text{одн}}(\tau_{\text{мин}}) = (\tau_{\text{выб}} - 2\tau_{\text{мин}}) / T_{\text{цикл\_одн}}.$$

Максимальная (единичная) же вероятность соответствует случаю:

$$T_{\text{с\_одн\_макс}} = T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} + 2\tau_{\text{мин}},$$

где  $T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} = T_{\text{цикл\_одн}} - \tau_{\text{выб}}$  – эффективная длительность цикла.

Для реверсивного режима минимальная вероятность обнаружения так же определяется отношением интервала сбора данных в ПОО к периоду цикла:

$$P_{\text{рев}}(\tau_{\text{мин}}) = 2(\tau_{\text{выб}} - 2\tau_{\text{мин}}) / T_{\text{цикл\_рев}}.$$

Единичная вероятность, достигаемая в реверсивном режиме при

$$T_c = T_{\text{сб\_рев\_макс}} - \tau_{\text{выб}} + 2\tau_{\text{мин}} = T_{\text{цикл\_рев}} - 2\tau_{\text{выб}} + 2\tau_{\text{мин}} = T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} + 2\tau_{\text{мин}},$$

где  $T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} = T_{\text{цикл\_рев}} - 2\tau_{\text{выб}}$  – эффективная длительность цикла, в отличие от однонаправленного, соответствует "худшему" случаю, когда сигнал излучается в крайней ПОО АДЧ. "Лучшему" случаю соответствует единичная вероятность в точке

$$T_c = T_{\text{об\_рев\_ср}} - \tau_{\text{выб}} + 2\tau_{\text{min}} = \frac{1}{2}(T_{\text{цикл\_рев}} - 2\tau_{\text{выб}}) + 2\tau_{\text{min}} = \frac{1}{2}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} + 2\tau_{\text{min}},$$

когда сигнал излучается в средней ПОО АДЧ.

Для среднего между "лучшим" и "худшим" случаями единичная вероятность в реверсивном режиме соответствует точке

$$T_{\text{с\_макс\_ср}} = \frac{3}{4}(T_{\text{цикл\_рев}} - 2\tau_{\text{выб}}) + 2\tau_{\text{min}} = \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} + 2\tau_{\text{min}}.$$

С увеличением длительности сеанса связи  $T_c$  (длительности ОИ) пропорционально растёт вероятность обнаружения ОИ, а соответствующая зависимость имеет вид:

$$P(T_c) = \begin{cases} 0, T_c < \tau_{\text{min}}, \\ \frac{T_c - \tau_{\text{min}}}{2k(T_{\text{цикл}} - \tau_{\text{выб}}) + \tau_{\text{min}}} \left( 1 - \frac{\tau_{\text{выб}} - 2\tau_{\text{min}}}{T_{\text{цикл}}} \right) + \frac{\tau_{\text{выб}} - 2\tau_{\text{min}}}{T_{\text{цикл}}}, T_c \geq \tau_{\text{min}}. \end{cases}$$

где  $T_{\text{цикл}} = T_{\text{цикл\_одн}}$  в однонаправленном режиме,  $T_{\text{цикл}} = T_{\text{цикл\_рев}} / 2$  – в реверсивном;  $k$  – коэффициент, отражающий долю эффективного панорамного цикла (за вычетом  $\tau_{\text{выб}}$ ), при которой достигается единичная вероятность в реверсивном режиме (так, для лучшего случая (и в однонаправленном режиме)  $k = 1/2$ , среднего –  $3/4$ , и худшего – 1).

Сравним вероятность обнаружения бесконечно короткого ОИ в данных режимах. Рассмотрим отношение соответствующих вероятностей:

$$\frac{P_{\text{рев}}(\tau_{\text{min}})}{P_{\text{одн}}(\tau_{\text{min}})} = \frac{2T_{\text{цикл\_одн}}}{T_{\text{цикл\_рев}}} = \frac{T_{\text{цикл\_рев}} + 2K\tau_{\text{пл}}}{T_{\text{цикл\_рев}}} = 1 + \frac{K\tau_{\text{пл}}}{L(\tau_{\text{выб}} + \tau_{\text{пл}}) - \tau_{\text{пл}}} \approx 1 + \frac{K}{L} \frac{\tau_{\text{пл}}}{\tau_{\text{выб}} + \tau_{\text{пл}}} \text{ при } L \gg 1.$$

По полученному соотношению видно, что при  $K \ll L$  вероятность обнаружения бесконечно коротких ОИ в обоих режимах практически одинакова. Также заметно, что при величине  $K$ , сопоставимой с  $L$ , вероятность обнаружения бесконечно коротких ОИ в реверсивном режиме оказывается больше, чем в однонаправленном.

Рассмотрим графики зависимости вероятности обнаружения ОИ в данных режимах от его длительности, соответствующие применению АРГАМАК-Д11 модели 4. Они будут иметь разное число пересечений в зависимости от соотношения эффективных периодов цикла.

При  $T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} > T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$  эти графики не пересекаются: реверсивный режим даже в худшем случае своего применения даёт большую вероятность обнаружения, чем однонаправленный. Этот случай соответствует использованию коротких выборок в АДЧ, состоящих из единиц ПОО, и для АРГАМАК-Д11 модели 4 не наблюдается.

При  $T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$  график для худшего применения реверсивного режима будет пересекаться с графиком для однонаправленного режима. Подобная точка пересечения для усреднённого случая применения реверсивного режима существует при

$$T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}.$$

После подстановки в данное неравенство выражений для периодов цикла получим:

$$2K / (L - 1) - 1 < \tau_{\text{выб}} / \tau_{\text{пл}}.$$

Итак, соотношение периода цикла в однонаправленном режиме с длительностью сеанса связи, при которой в среднем наблюдается единичная вероятность в реверсивном режиме, определяется следующим образом:

$$T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} \leq \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} \text{ при } \tau_{\text{выб}} / \tau_{\text{пл}} \geq 2K / (L - 1) - 1,$$

$$T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} > \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} \text{ при } \tau_{\text{выб}} / \tau_{\text{пл}} < 2K / (L - 1) - 1.$$



Примеры соотношений вероятности обнаружения ОИ в рассмотренных режимах приведены на рисунке 2 и соответствуют ширине АДЧ  $L = 5$  (120 МГц) и  $\tau_{min} = 10$  мкс. В левой части рисунка 2 показан случай, когда  $\frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} < T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$ , при  $\tau_{\text{выб}} = 0,32$  мс, в правой части – при  $\tau_{\text{выб}} = 1,28$  мс, когда  $T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$ .

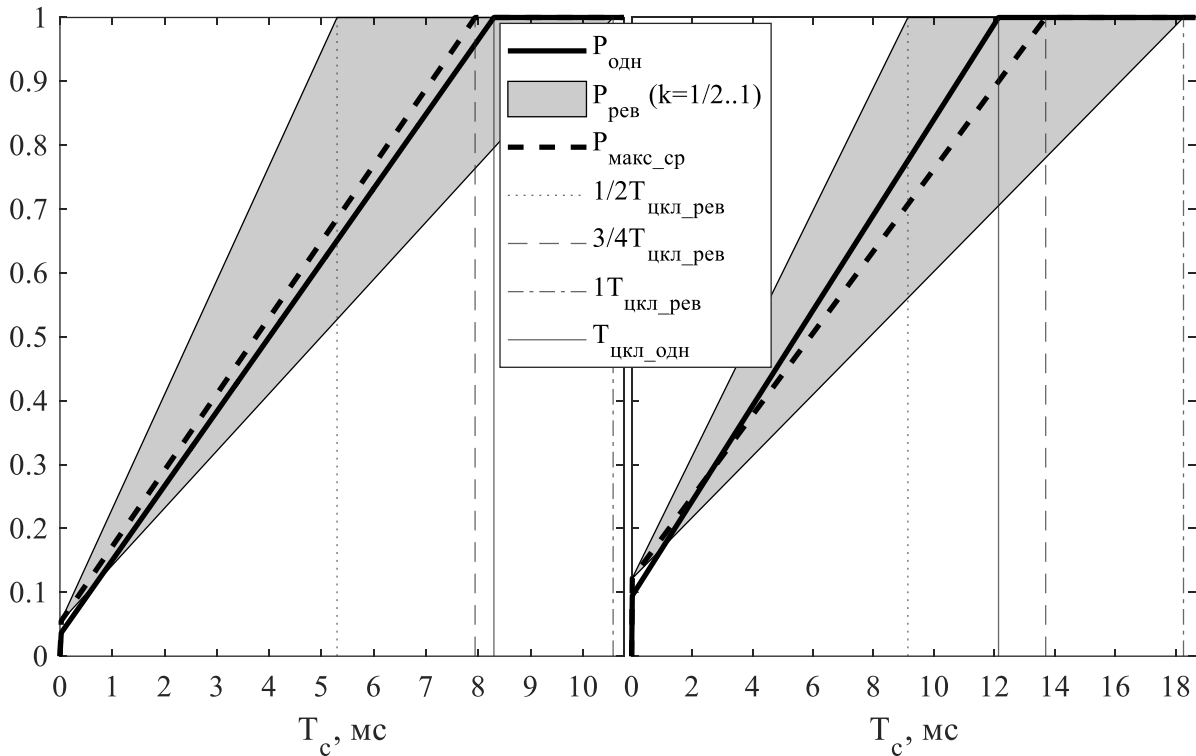


Рис. 2. Пример графиков вероятности обнаружения ОИ при  $\frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}} < T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$  (слева),  $T_{\text{цикл\_одн\_эфф}} < \frac{3}{4}T_{\text{цикл\_рев\_эфф}}$  (справа)

По графику слева на рисунке 2 видно, что в этом случае реверсивный режим в сравнении с однонаправленным не обеспечивает бóльшую вероятность обнаружения при любой длительности сеанса связи: начиная с определенного её значения предпочтительным оказывается однонаправленный режим из-за более короткого цикла сканирования АДЧ. Однако в данном случае реверсивный режим обеспечивает бóльшую вероятность обнаружения в среднем.

По графику справа на рисунке 2 заметно, что увеличение длительности выборки привело к тому, что реверсивный режим перестал обеспечивать бóльшую вероятность обнаружения в среднем: начиная с определенного её значения, предпочтительным становится однонаправленный режим из-за более короткого цикла сканирования АДЧ. Также этому случаю соответствует и увеличение ширины АДЧ, например, при  $\tau_{\text{выб}} = 0,32$  мс и  $L = 7$ .

По графику для  $\tau_{\text{выб}} = 1,28$  мс видно, что максимальный выигрыш в абсолютном значении вероятности обнаружения ОИ от применения реверсивного режима соответствует случаю, когда ОИ длительностью  $T_c = T_{\text{цикл\_рев}} / 2 = 5,3$  мс излучается в средней ПОО АДЧ, и составляет 35%. В этом случае при излучении ОИ в крайней ПОО АДЧ реверсивный режим обеспечивает меньшую на 12% вероятность обнаружения. В среднем же выигрыш в вероятности обнаружения ОИ от применения реверсивного режима составляет 3%.

Приравняв выражения для вероятности в данных режимах, получим общее выражение для точки пересечения графиков вероятности:

$$T_{c\_p}(k) = (R_{рев} - R_{одн}) / \left( \frac{1 - R_{одн}}{T_{цикл\_одн\_эфф} + \tau_{min}} - \frac{1 - R_{рев}}{kT_{цикл\_рев\_эфф} + \tau_{min}} \right) + \tau_{min},$$

где  $R_{одн} = (\tau_{выб} - 2\tau_{min}) / T_{цикл\_одн}$ ,  $R_{рев} = 2(\tau_{выб} - 2\tau_{min}) / T_{цикл\_рев}$  – коэффициенты, отражающие долю времени панорамного цикла, в которое может быть обнаружен ОИ.

Исходя из графика на рисунке 2, сформируем рекомендации по выбору режима сканирования АДЧ, обеспечивающего наибольшую вероятность обнаружения ОИ.

Выбор режима определяется соотношением длительности сеанса связи  $T_c$  и точек пересечения графиков вероятности в худшем случае (крайних ПОО):  $T_{c\_рх} = T_{c\_p}(1)$ , и в среднем случае:  $T_{c\_рс} = T_{c\_p}(3/4)$ .

При выполнении условия  $T_c < T_{c\_рх}$  реверсивный режим в сравнении с однонаправленным обеспечивает бóльшую вероятность обнаружения даже для худшего случая его применения, поэтому является оптимальным вариантом.

При выполнении любого из условий:

$$T_{c\_рх} < T_c < T_{c\_рс}, \tau_{выб} / \tau_{п1} > 2K / (L-1) - 1, \text{ или } T_{c\_рх} < T_c, \tau_{выб} / \tau_{п1} < 2K / (L-1) - 1,$$

реверсивный режим в сравнении с однонаправленным обеспечивает бóльшую вероятность обнаружения в среднем, но для худшего случая его применения она оказывается меньше, чем в однонаправленном режиме. В этом случае выбор режима зависит от того, требуется ли максимизация минимальной вероятности обнаружения, или же средней.

При выполнении условия:

$$T_c > T_{c\_рс}, \tau_{выб} / \tau_{п1} > 2K / (L-1) - 1,$$

реверсивный режим в сравнении с однонаправленным обеспечивает меньшую вероятность обнаружения в среднем, и оптимальным вариантом является однонаправленный режим.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Классический однонаправленный режим панорамного сбора данных позволяет успешно осуществлять обнаружение сигналов в широких полосах частот, однако его эффективность не всегда является максимально возможной. Предложенный в работе реверсивный режим позволяет уменьшить интервал сбора данных на различных частотах анализируемого диапазона и благодаря этому увеличить вероятность обнаружения одиночных радиоимпульсов. При этом переход к такому режиму не требует аппаратных затрат, а может быть реализован за счет коррекции микропрограммного обеспечения.

При использовании системы радиоконтроля АРГАМАК-Д11 модели 4 в диапазоне частот 120 МГц и длительности выборок, равной 1,28 мс, вероятность обнаружения одиночного импульса длительностью 5,3 мс при применении предложенного режима возрастает на 35% в абсолютном значении при его излучении в середине анализируемого диапазона частот, и на 3% при излучении на произвольной частоте. При излучении же одиночного импульса на краях анализируемого частотного диапазона бóльшую на 12% вероятность обнаружения обеспечивает однонаправленный режим.

Предложенный в работе реверсивный режим сбора данных целесообразно использовать при работе в АДЧ небольшой ширины (до нескольких сотен мегагерц). При работе же в диапазонах шириной несколько гигагерц эффект от применения реверсивного режима незначительный.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по контролю за использованием спектра, 2011, <https://www.itu.int/pub/R-HDB-23-2011>, 08.03.2023.
2. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 4-е изд., перераб. и доп. – М: Горячая линия-Телеком, 2015. – 640 с.
3. Измерение и оценка занятости спектра. Рекомендация МСЭ-R SM.1880-2, 2017, <https://www.itu.int/rec/R-REC-SM.1880>, 08.03.2023.
4. Evolution of the Modern Receiver in a Crowded Spectrum Environment. Rohde & Schwarz, 2015, [https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns\\_2/a\\_d/Evolution-of-the-Modern-Receiver.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns_2/a_d/Evolution-of-the-Modern-Receiver.pdf), 08.03.2023.
5. АРГАМАК-Д11 (модель 4) – двухканальное цифровое панорамное радиоприемное устройство, [https://www.ircos.ru/ru/rsv\\_d11-4.html](https://www.ircos.ru/ru/rsv_d11-4.html), 08.03.2023.
6. АРГАМАК-Д11 (модель 5) – двухканальное цифровое панорамное радиоприемное устройство, [https://www.ircos.ru/ru/rsv\\_d11-5.html](https://www.ircos.ru/ru/rsv_d11-5.html), 08.03.2023.
7. Поляков А. В., Студеникин А. Г., Токарев А. Б. Поиск пакетных радиосигналов системами радиоконтроля в режиме панорамного спектрального анализа. // Вестник Воронежского института МВД России, 2020, № 1. - С. 125-136.

## REFERENCES

1. Spectrum Monitoring Handbook, 2011, <https://www.itu.int/pub/R-HDB-23-2011>, 08.03.2023.
2. Rembovsky, A.M. Radio monitoring: tasks, methods, means / A.M. Rembovsky, A.V. Ashikhmin, V.A. Kozmin; by ed. A.M. Rembovsky. - 4th ed., Pererab. and add. - M: Hotline Telecom, 2015. – 640 p.
3. Spectrum occupancy measurment and evaluation. Recommendation ITU-R SM.1880-2, 2017, <https://www.itu.int/rec/R-REC-SM.1880>, 08.03.2023.
4. Evolution of the Modern Receiver in a Crowded Spectrum Environment. Rohde & Schwarz, 2015, [https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns\\_2/a\\_d/Evolution-of-the-Modern-Receiver.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns_2/a_d/Evolution-of-the-Modern-Receiver.pdf), 08.03.2023.
5. ARGAMAK-D11 (Model 4) – Two-Channel Digital Panoramic Radio Receiver, [https://www.ircos.ru/en/rsv\\_d11-4.html](https://www.ircos.ru/en/rsv_d11-4.html), 08.03.2023.
6. ARGAMAK-D11 (Model 5) – Two-Channel Digital Panoramic Radio Receiver, [https://www.ircos.ru/en/rsv\\_d11-5.html](https://www.ircos.ru/en/rsv_d11-5.html), 08.03.2023.
7. Polyakov A. V., Studenikin A. G., Tokarev A. B. Detection of Packet Radio Signals by Radio Monitoring Systems In Panoramic Spectrum Mode. Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii, 2020, No. 1. – Pp. 125-136.

## ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА

К. Н. Чугай<sup>1</sup>

<sup>1</sup>НИИ Вооруженных Сил, Минск, Беларусь

**Аннотация.** В докладе рассматриваются вопросы применения сверхширокополосных сигналов в интересах повышения безопасности железнодорожных перевозок. Приводятся варианты построения радиолокаторов подповерхностного зондирования, обеспечивающие эффективную обработку принятого сигнала с учетом особенностей его формирования в условиях железнодорожного полотна.

**Ключевые слова:** сверхширокополосный сигнал, заглубленный объект, подповерхностное зондирование.

## QUESTIONS OF APPLICATION OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS FOR RAILWAY TRACK SENSING

K.N. Chugay<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus

**Abstract.** The report discusses the use of ultra-wideband signals in the interests of improving the safety of rail transport. Variants of the construction of radars for subsurface sounding are given, providing effective processing of the received signal taking into account the peculiarities of its formation for of the railway track.

**Keywords:** ultra-wideband signal, hidden object.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Современное развитие подповерхностной радиолокации невозможно без применения сверхширокополосных сигналов. Применение сверхширокополосных сигналов позволяет реализовать информационные технологии, которые вообще не имеют конструктивных аналогов в рамках традиционных («узкополосных», «широкополосных») подходов в радиотехнике [1, 2].

Расширение спектра задач решаемых с помощью подповерхностной радиолокации и основанных на применении сверхширокополосных сигналов в направлении повышения безопасности железнодорожных перевозок, направлено на повышение эффективности обнаружения взрывоопасных объектов и на обеспечение оперативного контроля элементов железнодорожного полотна (обнаружение линз, смещение слоев и пр.). Такие условия наблюдения как небольшие глубины (порядка 2 м), большой динамический диапазон регистрируемых сигналов (порядка 90 Дб), интерференция радиоволн, обусловленная большим количеством регулярно расположенных неоднородностей (шпалы, рельсы, металлические крепежи, гравийный слой) и наличием балластной призмы, формируют особые взгляды на построение радиолокаторов подповерхностного зондирования для спецприменения [3-7].

## 2. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАТОРА ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Учитывая существующий компромисс при выборе длины волны, где для минимальных энергетических потерь при распространении в укрывающих средах необходимо использовать низкочастотный диапазон, а для обеспечения предельной разрешающей способности длина волны должна быть сопоставима с размерами объектов зондирования [6, 8], рабочие частоты целесообразно ограничивать до 2 ГГц, что также позволит минимизировать искажения принятого сигнала, обусловленного рассеянием на структурных неоднородностях укрывающей среды.

Для эффективного обнаружения и классификации заглубленных взрывоопасных объектов, а так же решения задачи оперативного контроля наличия пустот или смещения слоев железнодорожного полотна [4, 5, 7], необходимо обеспечить учет ограничений в рабочем диапазоне частот зондирования и эффект резонансного рассеяния электромагнитных волн [6].

Приемлемый уровень энергетических потерь при требуемом разрешении по глубине возможно обеспечить лишь за счет использования сверхширокополосных сигналов, в частности непрерывных сигналов с модуляцией частоты по пилообразному или ступенчатому (дискретному) закону с девиацией до сотен и более мегагерц (частотный метод подповерхностного обзора) или сверхкоротких радиоимпульсов в виде однопериодной волны (моноимпульса) длительностью в единицы наносекунд (импульсный метод подповерхностного обзора).

При выборе параметров СШП сигнала необходимо учитывать ряд факторов, накладывающих ограничения на область применимости системы подповерхностного зондирования с учетом характера укрывающих сред. К ним относятся:

предполагаемые размеры, глубина залегания и условия наблюдения обнаруживаемого объекта;

необходимая разрешающая способность системы по радиолокационному наблюдению нескольких близко расположенных объектов;

допустимый уровень мощности излучения зондирующего сигнала.

Динамический диапазон подповерхностного радиолокатора с перестройкой частоты может быть сделан достаточно большим, особенно при использовании супергетеродинной схемы. Однако, реальный динамический диапазон системы гораздо меньше и ограничен прямым проникновением сигнала из передающей антенны в приемную. Это влияние может быть ослаблено экранировкой и разнесением антенн, что сравнительно просто сделать для рабочих частот 1–2,5 ГГц.

Выбор антенн для подповерхностного радиолокатора с учетом существующей практики сводится к выбору одного из двух типов антенн [4, 9]:

первый тип на основе расширяющейся щели;

второй тип на основе диполя типа «бабочка».

Применение антенн первого типа на основе расширяющейся щели (рисунок 1) обеспечивает более высокий коэффициент усиления, возможность варьирования шириной диаграммы направленности и отсутствие необходимости разрабатывать дополнительный отражатель по сравнению с антеннами второго типа (рисунок 2) [4, 9]. Оба типа антенн представляют собой однонаправленные планарные структуры.

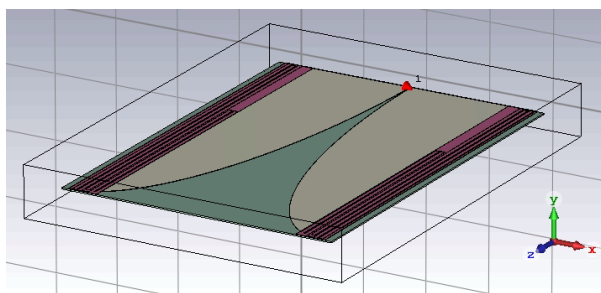


Рис. 1. Обобщенный вид антенны первого типа.

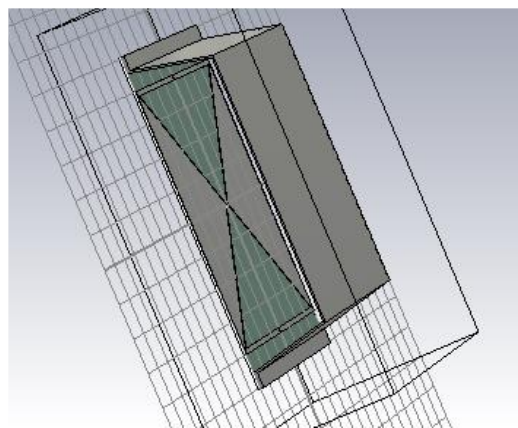


Рис. 2. Обобщенный вид антенны второго типа.

Каждая из типов применяемых антенн обладает преимуществами и недостатками, что является предметом детальных научных исследований, которые проводятся в настоящее время, но выходят за рамки вопросов, обсуждаемых в докладе. Отметим лишь основные предназначения антенных устройств для подповерхностного радиолокатора: частичная компенсация потерь в энергии сигнала в укрывающей среде и локализация области распространения радиоволн.

### 3. СТРУКТУРЫ РАДИОЛОКАТОРОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМ СИГНАЛОМ

Рассмотрим два варианта построения радиолокаторов подповерхностного зондирования, реализующих соответствующие методы обзора.

Первый вариант построения обеспечивает реализацию частотного метода подповерхностного обзора. Его структура (рисунок 3) включает приемо-передающий тракт с элементами формирования, преобразования и обработки радиоимпульсов.

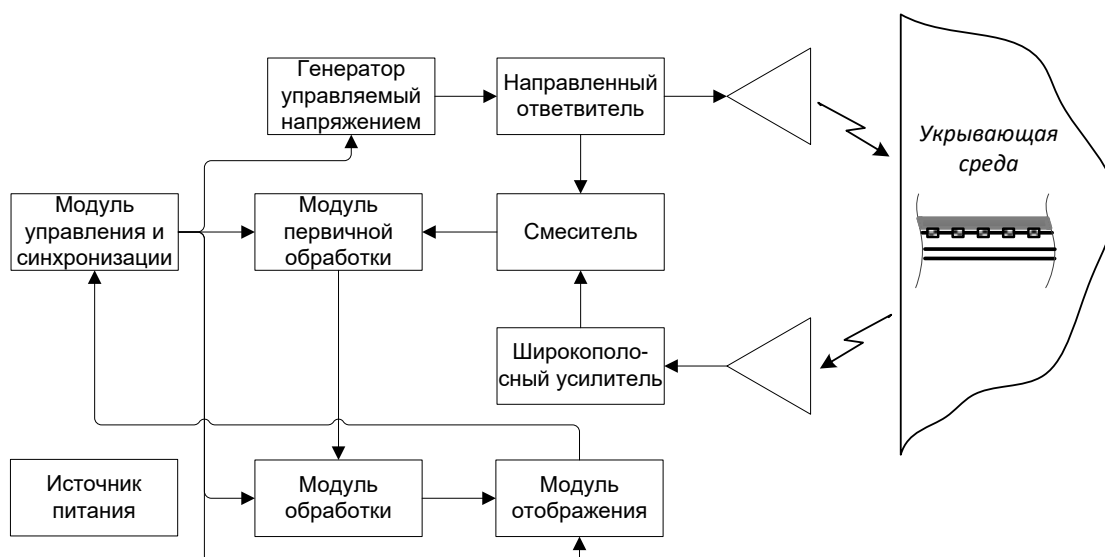


Рис. 3. Структурная схема радиолокатора подповерхностного зондирования, реализующего частотный метод обзора

Генератор, управляемый напряжением, обеспечивает формирование дискреты радиоимпульсов заданной частоты, совокупность которых представляет собой зондирующий сигнал. Он подводится к передающей антенне и излучается в исследуемую среду, а часть мощности через направленный ответвитель поступает на вход смесителя, где используется в качестве прямого (гетеродинного) напряжения. Сигнал, отраженный от объекта, принимается приемной антенной и поступает на вход широкополосного усилителя и далее на вход смесителя, где осуществляется его преобразование в соответствии с частотным методом измерения дальности [10]. Он заключается в выделении разностной частоты биений между прямым и отраженным сигналами, которая пропорциональна расстоянию до облучаемого объекта. В модуле первичной обработки осуществляется его перевод в цифровой формат посредством аналого-цифрового преобразователя. Радиолокационный портрет объекта формируется в модуле обработки, который позволяет реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и применить адаптивные методы обнаружения и измерения информативных параметров заглубленных объектов с учетом условий наблюдения.

Второй вариант построения обеспечивает реализацию импульсного метода подповерхностного обзора. Его структура (рисунок 4) включает приемо-передающий тракт с элементами формирования, преобразования и обработки сверхкоротких импульсов.

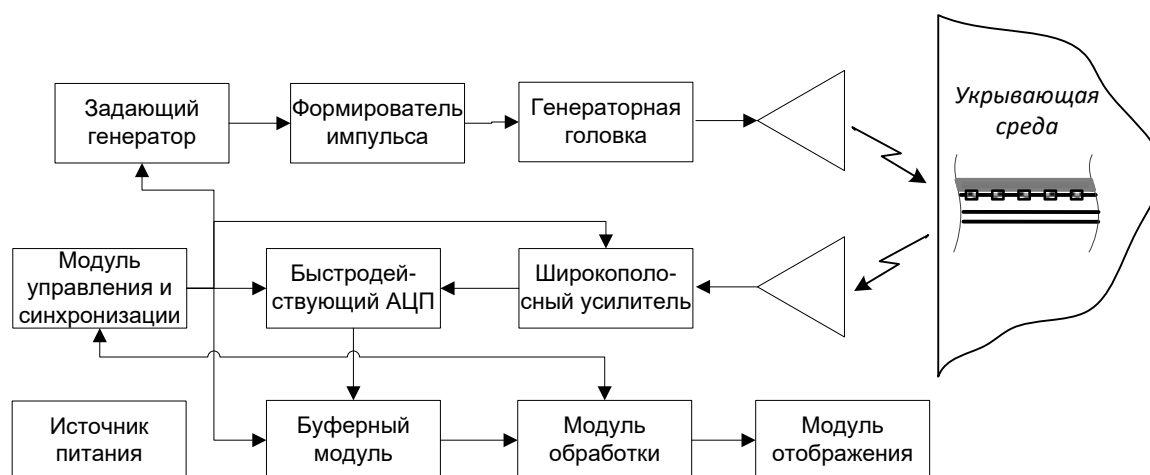


Рис. 4. Структурная схема радиолокатора подповерхностного зондирования, реализующего импульсный метод обзора.

Наиболее важными и критичными узлами приемо-передающего тракта являются генератор импульсов и средства оцифровки принятого импульсного сигнала. Учитывая выбранный частотный диапазон, генератор должен обеспечивать длительность импульса порядка 2,5 нс при амплитуде не менее 60 В. Формирование зондирующего сигнала в виде сверхкоротких импульсов требуемой формы и амплитуды обеспечивается посредством двух модулей: задающего генератора и формирователя импульсов (генераторной головки). Зондирующий сигнал подводится к передающей антенне, на которой устанавливается генераторная головка, и излучается в исследуемую среду. Сигнал, отраженный от объекта, принимается приемной антенной и поступает на вход широкополосного усилителя и далее в быстродействующий аналого-цифровой преобразователь (АЦП), позволяющий осуществить исследование среды с высокой скоростью. В буферном модуле осуществляется первичная обработка принятого сигнала в виде его децимации. После предварительной обработки радиолокационное изображение, характеризующее укрывающую среду, формируется в модуле обработки.

Модуль обработки позволяет реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и применить адаптивные методы обработки, позволяющие оценить состояние элементов конструкции железнодорожного (автомобильного) полотна, а также решить задачу обнаружения и измерения информативных параметров заглубленных объектов с учетом условий наблюдения.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе рассмотрены возможные варианты построения радиолокаторов подповерхностного зондирования железнодорожного полотна, реализация которых обеспечит учет того фактора, что радиолокационное наблюдение заглубленных объектов производится на фоне мощных отражений от регулярно расположенных неоднородностей (шпалы, рельсы), слоистой укрывающей среды, состоящей из щебня и песка, в условиях ограниченного времени наблюдения. Применение в рамках реализации первого варианта современных адаптивных методов цифровой пространственно-временной обработки принятого сигнала позволяет получить приемлемые по качеству радиолокационные изображения от объектов, имеющих различные габариты и диэлектрические свойства. Второй вариант построения отличается применением быстродействующего АЦП, что позволяет обеспечить высокие скорости сканирования дорожного полотна (скорость перемещения радиолокатора порядка 20–40 км/ч), но при этом требуются эффективные алгоритмы обработки принятого сигнала в реальном масштабе времени.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. – М.: «Радиотехника», 2009. – 288 с.
2. Анцев Г., Сарычев В. Сверхширокополосная радиолокация // Радиоэлектронные технологии 2018 – № 1 – С. 60 – 67.
3. Горбунов, Ю.Н. Радиолокация: стохастический подход / Ю.Н. Горбунов, Г.В. Куликов, А.В. Шпак; под ред. Ю.Н. Горбунова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 520 с.
4. Савенко С.А., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Теория и практика разработки радиолокатора подповерхностного зондирования железнодорожного полотна // Наука и воен. безопасность. – 2018. – № 4. – С. 31 – 36.
5. Хакиев З.Б., Шаповалов В.Л., Кругликов А.А., Явна В.А. Георадиолокационный метод определения физических параметров конструктивных слоев автомобильных и железных дорог // Инженерный вестник Дона. – 2013. – № 3. – С. 43 – 52.
6. De Chiara, F., Fontul, S., Fortunato E. GPR laboratory tests for railways materials dielectric properties assessment // Remote Sensing. – Vol. 6. – 2014. – P. 9712-9728.
7. Изюмов С.В., Дручинин С.В., Вознесенский А.С. Теория и методы георадиолокации: Учеб, пособие. – М.: Издательство «Горная книга», Издательство Московского государственного горного университета, 2008. – 196 с.
8. David J., Daniels Ground Penetrating Radar for Buried Landmine and IED Detection / J. Daniels David // Unexploded Ordnance Detection and Mitigation. – 2009. – С. 89–111.
9. Чугай К.Н., Максимович Е.С. Формирование отраженного сигнала в радиолокаторе подповерхностного зондирования железнодорожного полотна // 8-я Междунар. науч.-конф. по воен.-техн. проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения, Минск, 16–17 мая 2019 г. сб. науч. ст. В 5 ч. Ч. 1 / ГВПК РБ. — Минск: Лаборатория интеллекта, 2019. – С. 95 – 97.



10. Индзука, К. Обнаружение находящихся в грунте неметаллических предметов с помощью радиолокатора со ступенчатым изменением рабочей частоты / К. Индзука, А.П. Фройндорфер // ТИИЭР. – 1983. – Т. 71, № 2. – С. 98-102.

#### REFERENCES

1. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference. - M.: "Radio Engineering", 2009. – 288 p.
2. Antsev G., Sarychev V. Ultra-wideband radar // Radioelectronic technologies 2018 – No. 1 – pp. 60-67
3. Gorbunov, Yu.N. Radar: stochastic approach / Yu.N. Gorbunov, G.V. Kulikov, A.V. Shpak; edited by Yu.N. Gorbunov. – M.: Hotline – Telecom, 2016. – 520 p.
4. Savenko S.A., Chugay K.N., Maksimovich E.S. Theory and practice of developing a radar for subsurface sounding of a railway track // Nauka i voen. safety. – 2018. – No. 4. – pp. 31-36.
5. Khakiev Z.B., Shapovalov V.L., Kruglikov A.A., Yavna V.A. Georadiolocation method for determining physical parameters of structural layers of automobile and railways // Engineering Bulletin of the Don. - 2013. – No. 3. – pp. 43 – 52.
6. De Chiara, F., Fontul, S., Fortunato E. GPR laboratory tests for railways materials dielectric properties assessment // Remote Sensing. – Vol. 6. – 2014. – P. 9712-9728.
7. Izyumov S.V., Druchinin S.V., Voznesensky A.S. Theory and methods of georadiolocation: Textbook. – M.: Publishing House "Mountain Book", Publishing House of the Moscow State Mining University, 2008. – 196 p.
8. David J., Daniels Ground Penetrating Radar for Buried Landmine and IED Detection / J. Daniels David // Unexploded Ordnance Detection and Mitigation. – 2009. – С. 89–111.
9. Chugay K.N., Maksimovich E.S. Formation of a reflected signal in the radar of subsurface sounding of a railway track // 8th International Scientific Conference on Military Technology. problems, problems of defense and security, the use of dual-use technologies, Minsk, May 16-17, 2019 Sat. scientific. Art. At 5 h. h. 1 / GVPK RB. — Minsk: Laboratory of Intelligence, 2019. – pp. 95-97.
10. Inuzuka, K. Detection of non-metallic objects in the ground using a radar with a step change in the operating frequency / K. Indzuka, A.P. Freundorfer // TIIEP. – 1983. – Vol. 71, No. 2. - pp. 98-102.

## ДЕФЕКТНЫЕ МОДЫ СВЧ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ПРОВОДЯЩИМ НАНОСЛОЕМ

А.В. Скрипаль, Д.В. Пономарев, В.Е. Шаронов

ФГБОУ ВО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского», Саратов, Россия

**Аннотация.** В диапазоне частот 7–13 ГГц исследован СВЧ фотонный кристалл на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением. Исследуемая структура размещалась внутри нарушения фотонного кристалла, полностью заполняя поперечное сечение волновода. Для расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения и пропускания электромагнитной волны использовалась матрица передачи слоистой структуры с различными значениями постоянной распространения электромагнитных волн. В соответствии с результатами теоретического анализа экспериментально удалось пронаблюдать изменения частоты и амплитуды дефектной моды фотонного кристалла с уменьшением поверхностного сопротивления нанослоя при размещении его на границе нарушения фотонного кристалла.

**Ключевые слова:** фотонный кристалл, нарушение периодичности, дефектная мода, удельная проводимость нанослоя.

## DEFECTIVE MODES OF A MICROWAVE PHOTONIC CRYSTAL WITH A CONDUCTIVE NANOLAYER

A.V. Skripal, D.V. Ponomarev, V.E. Sharonov

Saratov National Research State University named after N.G. Chernyshevsky", Saratov, Russia

**Abstract.** In the frequency range of 7–13 GHz, a microwave photonic crystal based on a rectangular waveguide with a dielectric filling was studied. The structure under study was placed inside the violation of the photonic crystal, completely filling the cross section of the waveguide. To calculate the frequency dependences of the reflection and transmission coefficients of an electromagnetic wave, a layered structure transfer matrix with different values of the propagation constant of electromagnetic waves was used. In accordance with the results of theoretical analysis, it was possible to experimentally observe changes in the frequency and amplitude of the defective mode of the photonic crystal with a decrease in the surface resistance of the nanolayer when it is placed at the boundary of the photonic crystal damage.

**Keywords:** photonic crystal, periodicity violation, defect mode, nanolayer conductivity.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Возможность рассчитывать характеристики дефектных мод брэгговских структур СВЧ-диапазона с точностью, позволяющей обеспечить хорошее совпадение с экспериментом, используется для неразрушающего контроля диэлектриков, полярных жидкостей, композитов, структур с полупроводниковыми слоями [1–5]. При реализации методов контроля, основанных на внесении исследуемого объекта внутрь структуры фотонного кристалла, чаще всего в его центральный слой, возникают ограничения, связанные с измерением высокопроводящих полупроводниковых и металлических нанослоёв в силу того, что дефектные моды в запрещенной зоне, как правило, исчезают при высокой удельной электропроводности исследуемых образцов.

В настоящей работе мы рассматриваем возможность разработать метод регулировки чувствительности характеристик дефектной моды к параметрам образца с проводящим слоем при его расположении внутри нарушения СВЧ волноводного фотонного кристалла. Будет проведён анализ характеристик дефектной моды при изменении электропроводности проводящего слоя в широком диапазоне значений, основанный на учёте распределения электрического поля внутри нарушения фотонного кристалла.

## 2. МОДЕЛЬ ВОЛНОВОДНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА

В диапазоне частот 7–13 ГГц исследован СВЧ фотонный кристалл на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением в виде периодически чередующихся слоев двух типов диэлектриков с разными значениями толщины и диэлектрической проницаемости. Фотонный кристалл состоит из 11 слоев, слои полностью заполняют поперечное сечение волновода. В фотонном кристалле создавалось нарушение периодичности  $d_6$  в виде замены центрального слоя из тефлона на воздушный отрезок (рисунок 1).

Исследуемая структура, представляющая собой нанометровый металлический слой хрома, нанесённый на керамическую подложку ( $Al_2O_3$ ) толщиной 0.5 мм, размещалась внутри нарушения фотонного кристалла, полностью заполняя поперечное сечение волновода.

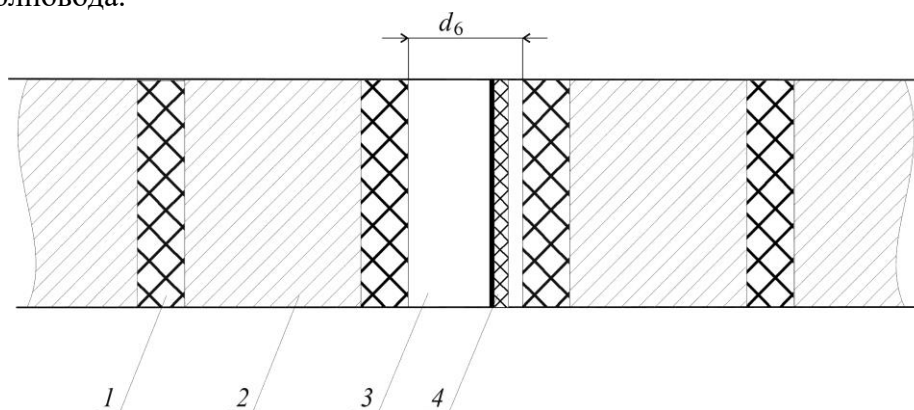


Рис. 1. Продольное сечение волновода со структурой в виде керамической подложки ( $Al_2O_3$ ) толщиной 0.5 мм с нанесенным проводящим слоем: 1 — слой полукорпуса, толщиной 0.5 мм, 2 — слой фторопласта, толщиной 9 мм, 3 — нарушение, 4 — исследуемая структура

## 3. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ

Для расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения  $S_{11}(\omega)$  и коэффициента пропускания  $S_{21}(\omega)$  электромагнитной волны использовалась матрица передачи слоистой структуры с различными значениями постоянной распространения электромагнитных волн  $\gamma_i$  и  $\gamma_{i+1}$  при учете распространения в волноводе только волны основного типа  $H_{10}$  [1]:

$$\mathbf{T}(z_{j,j+1}) = \begin{pmatrix} \frac{\gamma_{j+1} + \gamma_j}{2\gamma_{j+1}} \exp((\gamma_{j+1} - \gamma_j) z_{j,j+1}) & \frac{\gamma_{j+1} - \gamma_j}{2\gamma_{j+1}} \exp((\gamma_{j+1} + \gamma_j) z_{j,j+1}) \\ \frac{\gamma_{j+1} - \gamma_j}{2\gamma_{j+1}} \exp(-(\gamma_{j+1} + \gamma_j) z_{j,j+1}) & \frac{\gamma_{j+1} + \gamma_j}{2\gamma_{j+1}} \exp(-(\gamma_{j+1} - \gamma_j) z_{j,j+1}) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

которая связывает коэффициенты  $A_j$ ,  $B_j$  и  $A_{j+1}$ ,  $B_{j+1}$ , определяющие амплитуды падающих и отраженных волн по обе стороны от границы  $z_{j,j+1}$ , соотношением:

$$\begin{pmatrix} A_{j+1} \\ B_{j+1} \end{pmatrix} = \mathbf{T}(z_{j,j+1}) \cdot \begin{pmatrix} A_j \\ B_j \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Коэффициенты отражения  $S_{11}$  и прохождения  $S_{21}$  электромагнитной волны, взаимодействующей со слоистой структурой, определяли через элементы матрицы передачи  $\mathbf{T}_N$  с помощью соотношений

$$S_{11} = -\frac{\mathbf{T}_N[2,1]}{\mathbf{T}_N[2,2]}, \quad S_{21} = \frac{\mathbf{T}_N[1,1]\mathbf{T}_N[2,2] - \mathbf{T}_N[1,2]\mathbf{T}_N[2,1]}{\mathbf{T}_N[2,2]}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{T}_N = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_N[1,1] & \mathbf{T}_N[1,2] \\ \mathbf{T}_N[2,1] & \mathbf{T}_N[2,2] \end{pmatrix} = \prod_{j=N}^0 \mathbf{T}_{j,(j+1)} = \mathbf{T}(z_{N,N+1}) \cdot \mathbf{T}(z_{N-1,N}) \dots \mathbf{T}(z_{1,2}) \cdot \mathbf{T}(z_{0,1}) \quad (4)$$

матрица передачи слоистой структуры, состоящей из  $N$  слоев.

Для описания распределения электрического поля  $E(z)$  в одномерном фотонном кристалле было использовано волновое уравнение вида:

$$\frac{\partial^2 E(z)}{\partial z^2} + \gamma^2(z)E(z) = 0, \quad (5)$$

где  $\gamma(z)$  – постоянная распространения электромагнитной волны.

Размещая исследуемую структуру вблизи узла или пучности стоячей волны можно добиться различного уровня взаимодействия электромагнитной волны с исследуемой структурой.

Рассматривались образцы с толщиной металлического слоя 20 нм и удельной электропроводностью в диапазоне от  $10^0 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$  до  $10^7 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$ .

Как следует из результатов расчета, при расположении образца вдали от узла, например, на самой границе нарушения коэффициент прохождения  $S_{21}$  на частоте дефектной моды при изменении электропроводности образца от  $1 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$  до  $10^7 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$  уменьшается от  $-0,3 \text{ дБ}$  до  $-25 \text{ дБ}$ . (см. рисунок 2).

Анализ полученных результатов также позволяет сделать вывод, что при увеличении электропроводности структуры наблюдается смещение частоты дефектной моды.

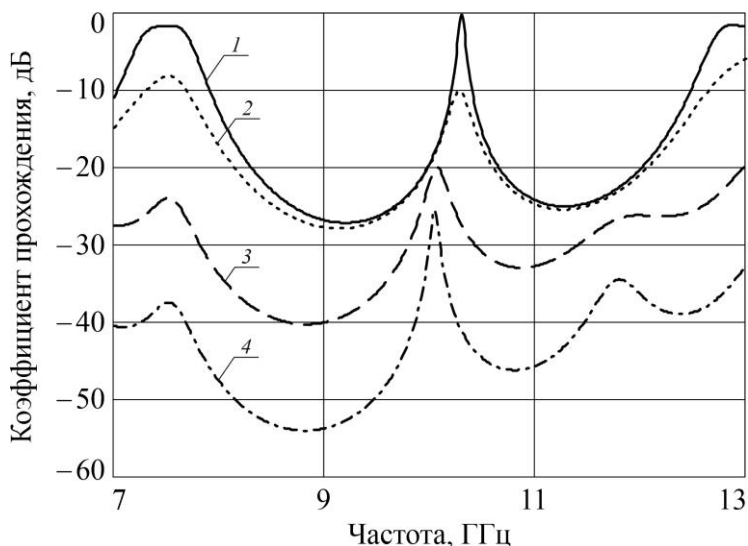


Рис. 2 АЧХ ФК с проводящей нанополенкой у границы нарушения и различных удельных электропроводностях нанополенки  $\sigma$ ,  $\text{Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$ : 1 – без пленки, 2 –  $10^5$ , 3 –  $2 \cdot 10^6$ , 4 –  $10^7$

#### 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ

Экспериментально исследовался одномерный фотонный кристалл, созданный в соответствии с описанной выше моделью, в диапазоне частот 7–13 ГГц.

Внутри нарушения располагались образцы в виде поликоровой пластины толщиной 0.5 мм с нанесённым сплошным проводящим нанослоем с поверхностным сопротивлением  $\rho_l$  в диапазоне значений 7–200 Ом на квадрат и толщинами 100–140 Ом на квадрат.

АЧХ коэффициентов прохождения и отражения фотонного кристалла, при различных положениях структур с наноплёнкой внутри нарушения исследовались с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-X Network Analyzer N5242A.

В соответствии с результатами теоретического анализа экспериментально удалось пронаблюдать изменения частоты и амплитуды дефектной моды ФК с уменьшением  $\rho_l$  нанослоя при размещении его на границе нарушения ФК (см. рисунок 3). Величина сдвига частоты дефектной моды в сторону уменьшения составляла около –200 МГц при изменении  $\rho_l$  нанослоя от 200 Ом на квадрат до 7 Ом на квадрат.

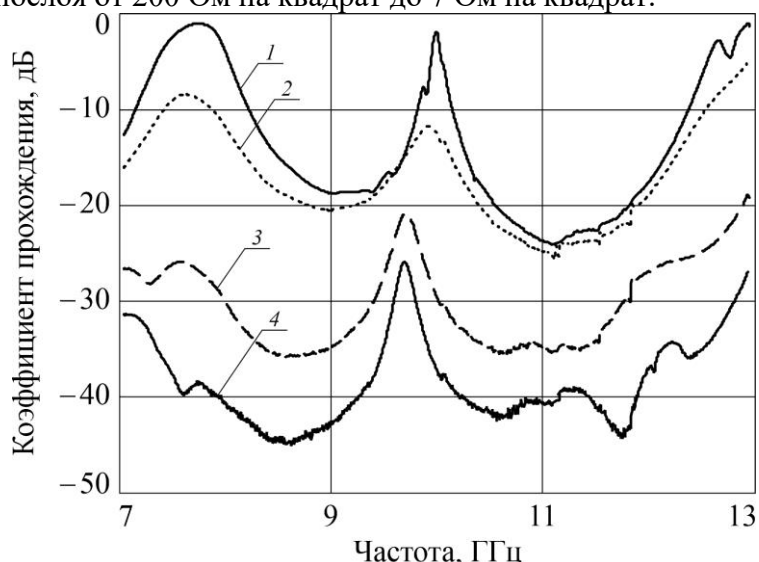


Рис. 3. Экспериментальные АЧХ ФК с проводящей нанопленкой у границы нарушения и различных поверхностных сопротивлениях нанопленки  $\rho_l$ , Ом: 1 – без пленки, 2 – 210, 3 – 20,0, 4 – 7,0

#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, описаны теоретически и исследованы экспериментально характеристики фотонных кристаллов, обусловленные нарушением периодичности структуры при наличии проводящих нанослоёв, нанесённых на изолирующие подложки. Проведён анализ характеристик дефектной моды при изменении электропроводности проводящего нанослоя в широком диапазоне значений, основанный на учёте распределения электрического поля внутри нарушения фотонного кристалла.

Полученные результаты могут быть использованы, в частности, как при конструировании СВЧ фотонных кристаллов с электрически управляемыми характеристиками, так и характеристики сильнолегированных полупроводниковых и металлических слоев, графеновых структур и металлодиэлектрических метаповерхностей.

## 6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям (проект 17308ГУ/2022 от 12.04.2022).

### ЛИТЕРАТУРА

1. Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль Ал. В., Пономарев Д. В. Одномерные СВЧ фотонные кристаллы. Новые области применения. 2-е изд., доп. и перераб. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2020. – 236 с.
2. Usanov D. A. Microstrip photonic crystals used for measuring parameters of liquids / Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S., Kulikov M. Yu., Ponomarev D. V. // *Technical Physics*, 2010, Vol. 55, № 8.– Pp. 1216-1221.
3. Usanov D. A., Skripal A. V. Romanov A. V. Complex permittivity of composites based on dielectric matrices with carbon nanotubes // *Technical Physics*, 2011, Vol. 56, No. 1. – Pp. 102-106.
4. Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Латышева Е. В. Многопараметровые измерения эпитаксиальных полупроводниковых структур с использованием одномерных сверхвысокочастотных фотонных кристаллов // *Радиотехника и электроника*. 2016, Т. 61. № 1. – С. 45-53.
5. Усанов Д. А. Использование СВЧ коаксиальной брэгговской структуры для измерения параметров диэлектриков / Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Рузанов О. М., Тимофеев И. О. // *Радиотехника и электроника*, 2020, Т. 65, No 5. – С. 495-503.

### REFERENCES

1. Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal Al. V., Ponomarev D. V. One-dimensional microwave photonic crystals. New areas of application. 2nd ed., revised and reworked. Saratov: Sarat. univ. Publ. House, 2020. - 236 p.
2. Usanov D. A. Microstrip photonic crystals used for measuring parameters of liquids / Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S., Kulikov M. Yu., Ponomarev D. V. // *Technical Physics*, 2010, Vol. 55, № 8.– Pp. 1216-1221.
3. Usanov D. A., Skripal A. V. Romanov A. V. Complex permittivity of composites based on dielectric matrices with carbon nanotubes // *Technical Physics*, 2011, Vol. 56, No. 1. – Pp. 102-106.
4. Usanov D. A. Multiparametric measurements of epitaxial semiconductor structures with the use of one-dimensional microwave photonic crystals / Usanov D. A., Skripal' A. V., Ponomarev D. V., Latysheva E. V. // *Journal of communications technology and electronics*, 2016, Vol. 61, No.1. – Pp. 42-49.
5. Usanov D. A. Application of a microwave coaxial bragg structure for the measurement of parameters of insulators / Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal' A. V., Ponomarev D. V., Ruzanov O. M. Timofeev I. O. // *Journal of communications technology and electronics*, 2020, Vol. 65, No. 5. – Pp. 541-548.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КУСОЧНО-СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА ИХ КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ОСНОВНЫХ ВОЛН

А. А. Скворцов

СГТУ имени Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

**Аннотация.** На основе метода эквивалентных схем проведена квазистационарная оценка влияния кусочно-слоистого диэлектрического заполнения емкостных зазоров П- и Н-волноводов на их критические длины основных волн. Приводятся сравнение результатов расчетов нормированных критических длин основных волн рассматриваемых линий передачи, выполненных методами эквивалентных схем и частичных областей при различных значениях их геометрических размеров и диэлектрических проницаемостей кусочно-слоистого заполнения.

**Ключевые слова:** критическая длина, основная волна, П-волновод, Н-волновод, кусочно-слоистое диэлектрическое заполнение, квазистационарный расчет, метод эквивалентных схем, метод частичных областей.

## INVESTIGATION OF INFLUENCE OF PIECE-LAYERED DIELECTRIC FILLING OF CAPACITANCE GAPS OF SINGLE- AND DOUBLE- RIDGED WAVEGUIDES ON THEIR DOMINANT MODES CUTOFF WAVELENGTHS

A. A. Skvortsov

SSTU named after Y. Gagarin, Saratov, Russia

**Abstract.** A quasi-stationary estimation of the piece-layered dielectric filling of the capacitance gaps of single- and double-ridged waveguides on their dominant modes cutoff wavelengths was carried out on the basis of the equivalent networks method. Results of calculations of the normalized cutoff wavelengths of the dominant modes of the transmission lines under consideration, performed by the equivalent networks method and the method of partial domains for different values of their geometrical sizes and dielectric permittivities of piece-layered filling are compared.

**Keywords:** cutoff length, dominant mode, single ridged waveguide, double-ridged waveguide, piece-layered dielectric filling, quasi-stationary calculation, equivalent network method, method of partial domains.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современных СВЧ-устройствах таких, как фазовращатели, аттенюаторы, согласующие элементы, измерительные ячейки, электротермические установки, возникает необходимость применения в качестве базовых элементов П- (ПВ) и Н- (НВ) волноводов с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров (рис. 1) [1–3]. Направляющие системы (НС) данного типа хотя и являются достаточно сложными структурами, но обладают по сравнению с волноводами простых сечений рядом преимуществ: повышенными значениями критической длины основной волны и диапазона одноволновой работы, лучшими массогабаритными показателями, низким волновым сопротивлением, квазистационарным распределением электромагнитного

поля в поперечном сечении. Важной задачей, возникающей при синтезе устройств СВЧ-диапазона, выполненных на основе отрезков ПВ и НВ с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением, является определение критических длин основных волн анализируемых линий передачи (ЛП).

## 2. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ДЛЯ КВАЗИСТАЦИОНАРНОГО РАСЧЕТА КРИТИЧЕСКИХ ДЛИН ОСНОВНЫХ ВОЛН П- И Н-ВОЛНОВОДОВ С КУСОЧНО-СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ

Рассчитать критические длины основных волн ПВ и НВ с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров на основе точного аналитического решения внутренней краевой задачи электродинамики не удастся из-за сложной конфигурации поперечного сечения и кусочно-слоистого диэлектрического заполнения емкостных зазоров рассматриваемых ЛП. Поэтому приходится прибегать к приближенным методам расчета, среди которых, прежде всего, необходимо отметить численные подходы: метод частичных областей (МЧО) [1, 2], метод конечных элементов, метод конечных разностей и некоторые другие. Основным достоинством численных методов, является их универсальность, а недостатками – частный характер результатов, значительные трудности математического и вычислительного характера. Кроме того, первое приближение этих методов достаточно часто дает результат с большой погрешностью.

В инженерной практике хорошо зарекомендовал себя метод эквивалентных схем (МЭС) [3, 4], основанный на замене реальной электродинамической системы эквивалентной цепью с сосредоточенными параметрами и отличающийся наглядностью, возможностью выявить общие закономерности функционирования устройств и сравнительной простотой вычислений. При этом выбор эквивалентной схемы зависит от физических свойств замещаемой НС и используемого подхода, а точность расчета зависит от эффективности определения ее параметров, которые могут быть оценены как качественно, так и рассчитаны методами теории поля.

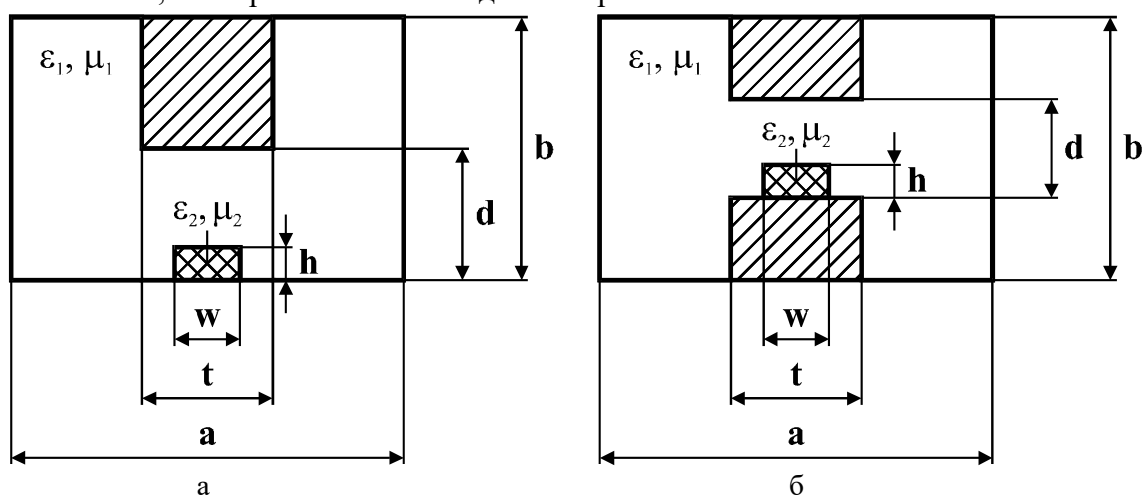


Рис. 1. Поперечные сечения ПВ (а) и НВ (б) с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров.

Квазистационарный расчет критических длин основных волн ПВ и НВ с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров можно провести,



представив эквивалентную схему отрезков рассматриваемых ЛП единичной длины в виде параллельного резонансного контура из сосредоточенных индуктивностей и емкостей (рис. 2) [3, 4]:

$$\lambda_{cl} = 2\pi c\sqrt{LC} \quad (1)$$

где  $L$  и  $C$  – погонные индуктивность и емкость эквивалентного колебательного контура.

Погонная индуктивность эквивалентного контура определяется выражением

$$L = \frac{L_1}{2} \quad (2)$$

где

$$L_1 = \frac{\mu_1\mu_0 b(a-t)}{2} \quad (3)$$

– погонная индуктивность боковой секции ПВ и НВ;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $\mu_1$  – относительная магнитная проницаемость диэлектрического заполнения боковых секций ПВ и НВ.

Погонную емкость эквивалентного контура можно найти из соотношения

$$C = C_1 + 2C_2 \quad (4)$$

где  $C_1$  – погонная электростатическая емкость;  $C_2$  – погонная краевая емкость.

Погонную электростатическую емкость  $C_1$  можно рассчитать по формуле плоского конденсатора с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_1\varepsilon_0[\varepsilon_1 h(t-w) + \varepsilon_2(dt - h(t-w))]}{d[\varepsilon_1 h + \varepsilon_2(d-h)]} \quad (5)$$

где  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная;  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  – относительные диэлектрические проницаемости кусочно-слоистого заполнения емкостных зазоров ПВ и НВ.

Погонная краевая емкость  $C_2$  вычисляется следующим образом:

$$C_2 = \frac{\varepsilon_1\varepsilon_0}{\pi} \left[ \frac{1+\vartheta^2}{\vartheta} \operatorname{Arch}\left(\frac{1+\vartheta^2}{1-\vartheta^2}\right) - 2\ln\left(\frac{4\vartheta}{1-\vartheta^2}\right) \right] \times \begin{cases} 1 & \text{для ПВ;} \\ 1/2 & \text{для НВ,} \end{cases} \quad (6)$$

где  $\vartheta = d/b$ .

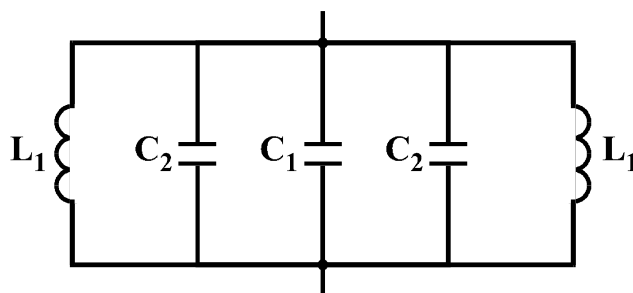


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета критических длин основных волн ПВ и НВ с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров.

Из (5) следует, что

$$C_1 = \begin{cases} \varepsilon_0[\varepsilon_1(t-w) + \varepsilon_2 w]/d & \text{при } h = d; \\ \varepsilon_1\varepsilon_2\varepsilon_0 t/[\varepsilon_1 h + \varepsilon_2(d-h)] & \text{при } w = t; \\ \varepsilon_2\varepsilon_0 t/d & \text{при } h = d \text{ и } w = t; \\ \varepsilon_1\varepsilon_0 t/d & \text{при } w = h = 0 \text{ или } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 \end{cases} \quad (7)$$

и (1)–(6) при  $h = d$  определяют критические длины основных волн ПВ и НВ с вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах, при  $w = t$  – критические длины основных волн ПВ и НВ с горизонтальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах, при  $h = d$  и  $w = t$  – критические длины основных волн ПВ и НВ, емкостные зазоры которых полностью заполнены материалом с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_2$ , при  $w = h = 0$  или  $\varepsilon_2 = \varepsilon_1$  – критические длины основных волн ПВ и НВ, однородно заполненных материалом с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_1$ .

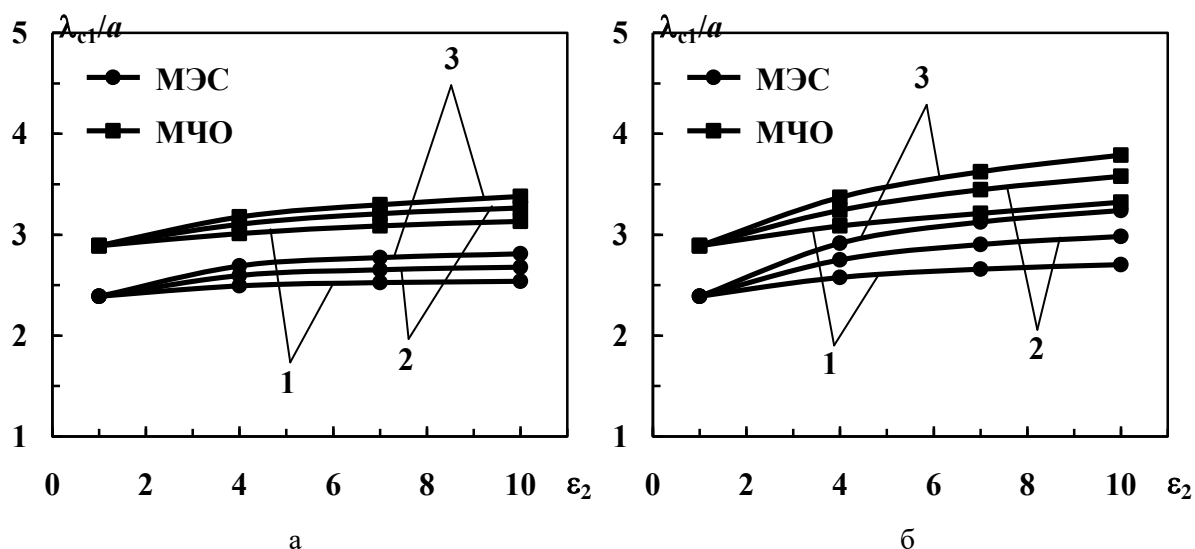


Рис. 3. Зависимость  $\lambda_{c1}/a$  ПВ от  $\varepsilon_2$  при  $h/d=0,6$  (а),  $h/d=0,8$  (б) и различных  $w/t$ :  
1 –  $w/t=0,2$ ; 2 –  $w/t=0,4$ ; 3 –  $w/t=0,6$

На основе полученных квазистационарных выражений проведен расчет нормированных критических длин основных волн ПВ и НВ при различных значениях их геометрических размеров и электрофизических свойств кусочно-слоистого диэлектрического заполнения емкостных зазоров. В качестве примера, иллюстрирующего эффективность рассмотренной выше квазистационарной методики, на рис. 3 представлены графики зависимости нормированной критической длины основной волны ( $\lambda_{c1}/a$ ) ПВ ( $b/a = 0,45$ ;  $d/b = 0,417$ ;  $t/a = 0,155$ ;  $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$ ) от относительной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_2$ , полученные МЭС [3] и МЧО [1] при различных значениях нормированных геометрических размеров  $h/d$  и  $w/t$ . Как видно из рис. 3, результаты расчетов МЭС и МЧО  $\lambda_{c1}/a$  ПВ, которая возрастет с увеличением  $h/d$ ,  $w/t$  и  $\varepsilon_2$ , достаточно хорошо согласуются, а их определенное расхождение обусловлено тем, что при анализируемых геометрических размерах емкостного зазора ПВ не обладает ярко выраженными квазистационарными свойствами.

Другим примером, иллюстрирующим эффективность рассмотренных выше квазистационарных соотношений, может служить приведенное в табл. 1 сравнение результатов расчетов нормированного критического волнового числа  $\chi_{c1}a$  основной волны ПВ с диэлектрическим образцом в области непосредственно над его выступом ( $b/a = 0,45$ ;  $t/a = d/b = 0,17$ ;  $w/t = 0,588$ ;  $h/d = 0,51$ ;  $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$ ), проведенных МЭС и МЧО [2] при различных значениях  $\varepsilon_2$ . Сравнение результатов расчетов позволяет утверждать, что их расхождение, определяемое по формуле

$$\delta = \frac{|\chi_{cl}^{MЧО} a - \chi_{cl}^{MЭС} a|}{\chi_{cl}^{MЧО} a} \times 100\%, \quad (8)$$

не превышает 10 %.

Табл. 1. Сравнение результатов расчетов  $\chi_{cl} a$  ПВ, полученных МЭС и МЧО при различных  $\varepsilon_2$

$\varepsilon_2$	$\chi_{cl} a$		$\delta, \%$
	Расчет МЭС	Расчет МЧО	
1	1,6365	1,5126	8,19
2	1,5520	1,4370	8,00
6	1,4687	1,3450	9,19
7	1,4615	1,3358	9,41
9	1,4516	1,3228	9,74

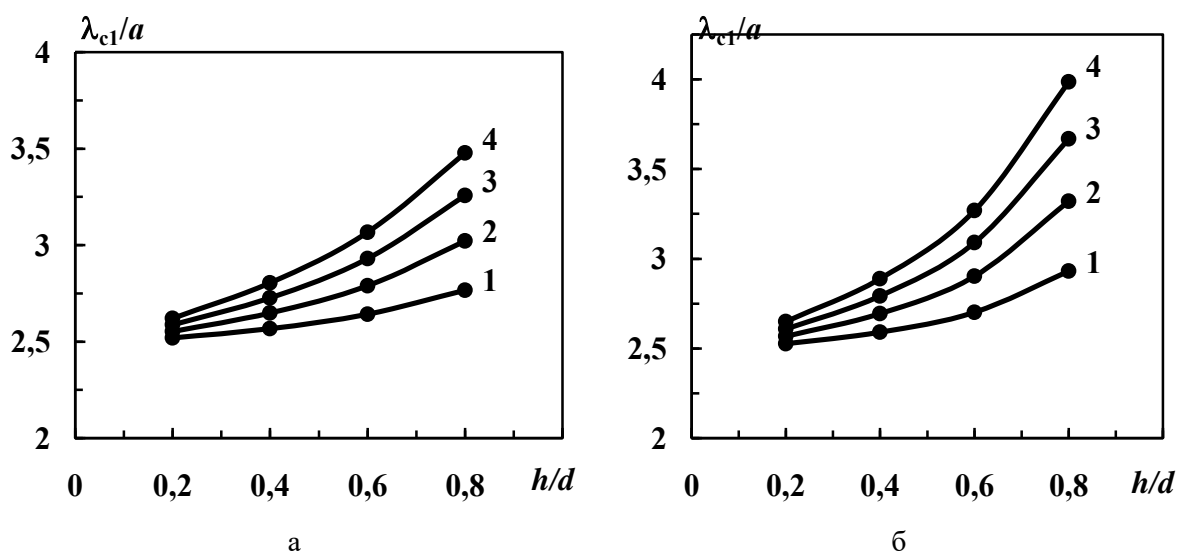


Рис. 4. Зависимость  $\lambda_{cl}/a$  ПВ от  $h/d$  при  $\varepsilon_2=4$  (а),  $\varepsilon_2=9$  (б) и различных  $w/t$ :  
1 –  $w/t=0,2$ ; 2 –  $w/t=0,4$ ; 3 –  $w/t=0,6$ ; 4 –  $w/t=0,8$

Для более детального анализа поведения  $\lambda_{cl}/a$  ПВ ( $b/a = t/a = d/b = 0,5$ ;  $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$ ) была исследована ее зависимость от  $h/d$  и  $w/t$  при различных значениях  $\varepsilon_2$ , графики которой приведены на рис. 4. Как и следовало ожидать,  $\lambda_{cl}/a$  возрастает с увеличением  $h/d$ ,  $w/t$  и  $\varepsilon_2$ , поскольку согласно (4) и (5) изменяется в сторону больших значений емкость эквивалентного колебательного контура, определяющая критическую длину основной волны ПВ кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостного зазора.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенное в настоящей работе на основе полученных с применением МЭС квазистационарных выражений исследование электромагнитных свойств рассматриваемых НС показало, что геометрические размеры и диэлектрические проницаемости кусочно-слоистого заполнения емкостных зазоров ПВ и НВ оказывают

существенное влияние на их критические длины основных волн. Сравнение результатов расчетов нормированных критических длин основных волн анализируемых ЛП, выполненных МЭС и МЧО при различных значениях геометрических размеров и диэлектрических проницаемостей кусочно-слоистого заполнения, показало их достаточно хорошее согласование. С учетом сказанного, рассмотренные квазистационарные соотношения могут быть с успехом использованы для приближенно-аналитического расчета критических длин основных волн базовых элементов СВЧ-устройств различного назначения, выполненных на основе ПВ и НВ с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением емкостных зазоров.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Заргано Г. Ф., Лерер А. М., Ляпин В. П., Синявский Г. П. Линии передачи сложных сечений. Ростов-на-Дону: Издательство РГУ, 1983. – 320 с.
2. Донченко А. В., Заргано Г. Ф. П-волновод, как измерительная ячейка устройств определения диэлектрической проницаемости материалов // Физические основы приборостроения, 2016, Т. 5, № 5. – С. 42-49.
3. Скворцов А. А. Расчет критической длины основной волны П- и Н-волноводов с кусочно-слоистым диэлектриком // Проблемы управления, обработки и передачи информации: сб. тр. VI Междунар. науч. конф. Саратов: ООО СОП «Люди», 2019. – С. 245-248.
4. Chen T. S. Calculation of the parameters of ridge waveguides // IRE Trans, 1957, Vol. MTT-5, No 1. – Pp. 12-17.

#### REFERENCES

1. Zorgano G. F., Lerer A. M., Liapin V. P., Siniavskiy G. P. Transmission lines of complex cross section. Rostov-on-Don: RSU Issue, 1983. – 320 p
2. Donchenko A. V., Zargano G. F. Single ridged waveguide as a measurement cell of devices for determination of dielectric permittivity of materials // Physical fundamentals of instrument making, 2016, Vol. 5, No 5. – Pp. 42-49.
3. Skvortsov A. A. Calculation of dominant wave cutoff length of single- and double-ridged waveguides with piece-layered dielectric // Problems of control, processing and transmission of information: digest of the VI International Conf. Saratov, JSC SOP «Lodi», 2019. – Pp. 245-248.
4. Chen T. S. Calculation of the parameters of ridge waveguides // IRE Trans, 1957, Vol. MTT-5, No 1. – Pp. 12-17.

## ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ

А. А. Петров<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «НИИ «Вектор», Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Настоящая работа рассматривает расчет габаритов и моделирование в CST Studio линзового коллиматора, критерием качества, работы которого является фазовая ошибка не более  $\pm 5^\circ$ . Был обоснован выбранный метод расчета с указанием на явную ошибку при использовании другого. Полученные результаты показали принципиальную возможность создания компактного полигона с малыми фазовыми ошибками, а также целесообразность использования коллиматоров в антенных измерениях для упрощения и удешевления процесса.

**Ключевые слова:** антенные измерения; СВЧ-диапазон; диэлектрики; коллиматоры; электродинамическое моделирование.

## INVESTIGATION OF COMPACT POLYGONS FOR MEASURING RADIATION PATTERNS WITH A LOW LEVEL OF PHASE ERROR

A. A. Petrov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>AO "NII "Vector" Saint Petersburg, Russia

**Abstract.** This paper considers the calculation of dimensions and modeling in CST Studio of a lens collimator, the quality criterion of which is a phase error of no more than  $\pm 5^\circ$ . The chosen calculation method was justified, indicating an obvious error when using another one. The results obtained showed the possibility of creating a compact polygon with small phase errors, as well as the feasibility of using collimators in antenna measurements to simplify and reduce the cost of the process.

**Keywords:** antenna measurements; microwave range; dielectrics; collimators; electrodynamic modeling.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Среди различных способов измерения сечения диаграммы направленности (ДН) антенного устройства [1], наибольшей популярностью пользуется метод дальней зоны, в основу которого положен принцип дифракции Фраунгофера. Однако, данный метод не всегда может быть удобен в использовании, ввиду накладываемого критерия дальней зоны, согласно которому необходимый для проведения измерений квазиплоский волновой фронт с максимально допустимой фазовой ошибкой в  $22.5^\circ$  может быть обеспечен на расстоянии между вспомогательной и измеряемой антеннами  $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ , где  $D$  – раскрыв антенны;  $\lambda$  – длина волны. Согласно обозначенному ограничению видно, что граница дальней зоны увеличивается с уменьшением длины волны. При переходе в СВЧ-диапазон для обеспечения квазиплоского волнового фронта требуются значительные расстояния от вспомогательной антенны, чего практически невозможно добиться в безэховой камере (БЭК), и иногда даже на открытом полигоне. В связи с этим, появляется необходимость создавать квазиплоский фронт искусственными методами, например, проводя измерения в компактном полигоне, представляющим БЭК

с линзовым или зеркальным коллиматором [2]. Настоящий доклад рассматривает только линзовые коллиматоры, ввиду удобства их использования, относительно зеркал.

## 2. РАСЧЕТ ГАБАРИТОВ КОМПАКТНОГО ПОЛИГОНА

Компактным полигоном называют БЭК, в которой расположен коллиматор, вспомогательный облучатель в фокусе линзы и рабочая зона с опорно-поворотным устройством (ОПУ) для установки измеряемой антенны. Диаметр линзы  $D$  определяется поставленными условиями ее использования: габариты исследуемой антенны, диапазон рабочих частот и точность измерений; при этом диаметр должен быть много больше длины волны на нижней частоте. Фокусное расстояние  $f$  рассчитывается на основе ограничения на отношение  $f/D$ , которое зависит от выбранного материала и задается согласно допустимому спаду амплитуды на краях линзы. Рабочая зона, как правило, располагается на расстоянии не менее чем  $0.5D$  от теневого края линзы и должна иметь протяженность не менее, чем величина раскрыва измеряемой антенны.

Материал линзы, а точнее его диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon$ , выбирается на основе компромисса между спадом амплитуды на краях линзы, уровня потерь в диэлектрике, отношением  $f/D$  и толщиной линзы. Критерий на допустимые колебания амплитуды в данном случае не является строгим и составляет  $\pm 0.75$  дБ на стадии моделирования. Согласно представленному семейству теоретических зависимостей амплитуды от отношения  $f/D$  (рисунок 1) видно, что снижение амплитуды уменьшается с ростом диэлектрической проницаемости, однако зависимости толщины линзы от диэлектрической проницаемости (рисунок 2), имеющие форму гиперболы, показывают усиливающийся рост толщины с уменьшением  $\varepsilon$ , что может негативно сказаться на физической реализуемости коллиматора и дальнейшее его применение.

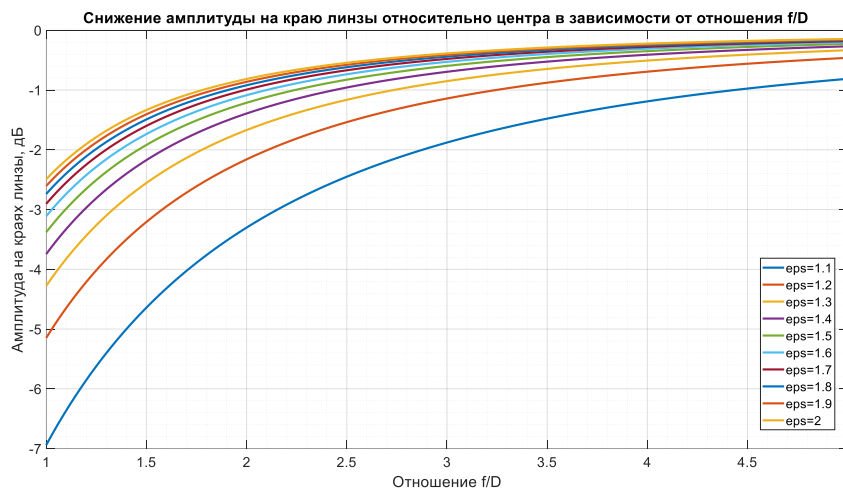


Рис. 1. Зависимость спада амплитуды на краях линзы от отношения  $f/D$

Также рисунок 1 показывает, что наиболее выделяющейся является зависимость для  $\varepsilon=1.1$ , а остальные кривые отличаются друг от друга менее чем на 0.5 дБ при  $f/D > 1.5$ . Уровень потерь в диэлектрике на единицу длины рассчитывается как

$$\beta = \frac{27.3\sqrt{\varepsilon} \tan \delta}{\lambda} \quad [3],$$
 где  $\tan \delta$  – тангенс угла потерь; поэтому целесообразно использовать материалы с низкой диэлектрической проницаемостью. На основе

вышеперечисленных ограничений был выбран материал с  $\varepsilon = 1.2$ ; данное решение объясняется необходимостью использования линзы с малым уровнем потерь, доступностью материала и простотой его обработки.

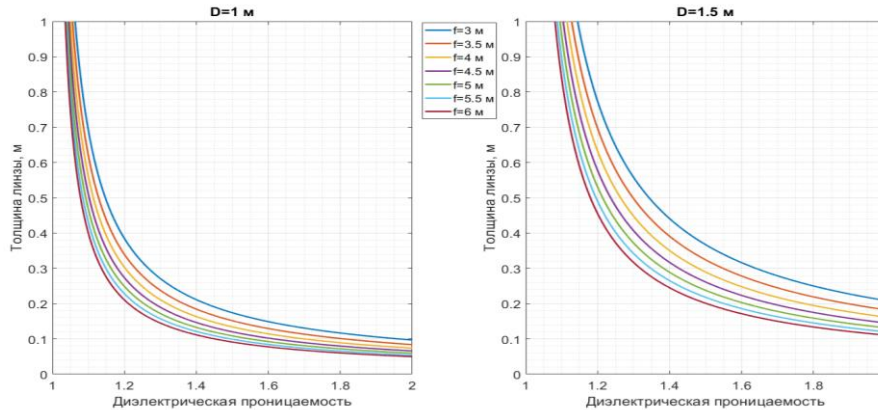


Рис. 2. Зависимости толщины линзы от диэлектрической проницаемости

Выбранный материал позволяет определиться с диаметром линзы и фокусным расстоянием, на основе удобства и целесообразности использования коллиматора. Несмотря на то, что зависимости на рисунке 2 говорят о выборе в пользу большого фокусного расстояния с точки зрения минимизации толщины, данный выбор будет не всегда оптимальным, ввиду возможности достижения квазиплоского фазового фронта без коллиматора. Поэтому было выбрано среднее значение при  $D = 1$ ,  $f = 4$ ; таким образом, линза имеет толщину 30.3 см, что является приемлемым значением, как для физической реализуемости, так и для последующего использования. Однако данные величины не являются окончательными, а носят лишь ориентировочный характер, так как основываются только на представленных выше зависимостях и требованием на минимальные колебания фазы в рабочей зоне.

### 3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПАКТНОГО ПОЛИГОНА

Моделирование работы компактного полигона заключается в облучении линзы некоторой антенной, желательной абстрактной, и последующем анализе сечений электромагнитного поля параллельных теневой части линзы с целью определения пространства с минимальными фазовыми ошибками, которое будет считаться рабочей зоной. Необходимость абстрактной вспомогательной антенны вызвана желанием исключить влияние ДН облучателя на распределение поля в рабочей зоне.

Согласно заданным ранее габаритам линзы, моделируемое пространство представляет параллелепипед  $5.5 \times 3 \times 3$ , в центре меньшей грани которого установлен рупор, в 4 м от него расположен коллиматор (рисунок 3).

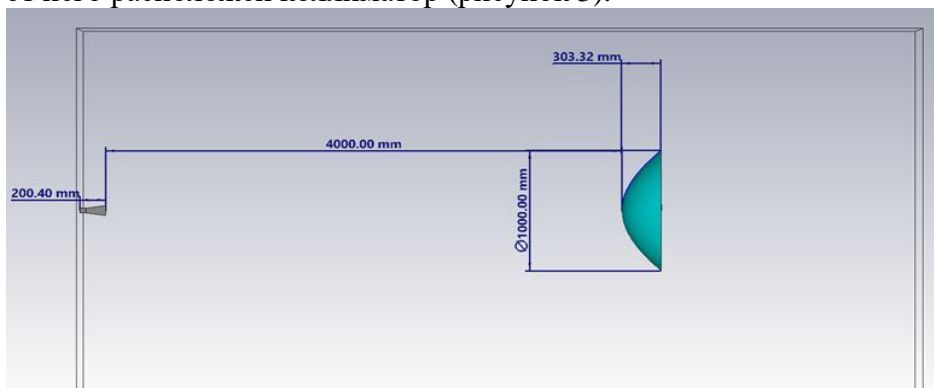


Рис. 3. Модель компактного полигона в CST Studio

Расчет производится методом моментов, ввиду сложностей получения квазиплоского фазового фронта в раскрыве линзы при использовании метода переходного процесса, в том числе с разбиением на большое количество ячеек. На рисунке 4 видно, что фазовые распределения, полученные методом переходного процесса, носят сферический характер, однако при увеличении числа ячеек разбиения стремятся к квазиплоскому; при этом расчеты требуют значительного времени и ресурсов, поэтому для получения достоверных результатов применен метод моментов, который также является и экономичным.

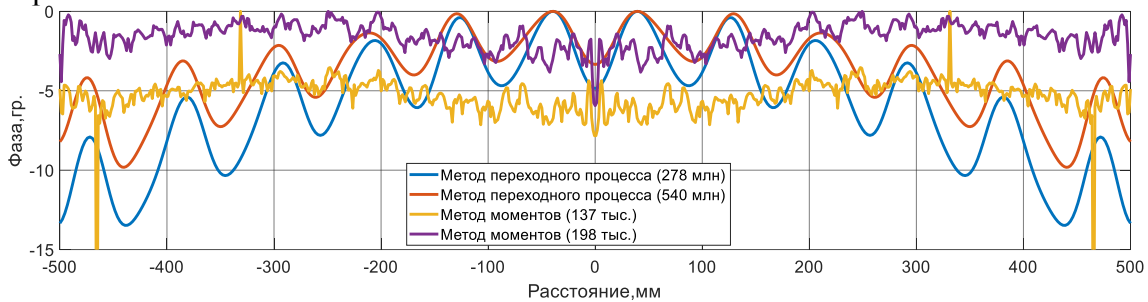


Рис. 4. Фазовые распределения в раскрыве линзы при разных методах расчета

Основной критерий, определяющий качество коллиматора является максимально допустимое отклонение фазы на  $\pm 5^\circ$ ; отклонения амплитуды являются второстепенными и допускаются до  $\pm 0.75$  дБ. Определение габаритов рабочей зоны проводится в три этапа: первоначально анализируются фазовые распределения в разных сечениях на центральной частоте с целью получения ориентировочных границ; затем рассматривается одно из сечений, например, центральное, в исследуемом частотном диапазоне для коррекции границ; в заключение исследуются амплитудные распределения с той же целью.

Отсчет сечений начинается с 60 см на центральной частоте 6 ГГц. Так как линза симметрична, то рассматривать можно распределения амплитуды и фазы вдоль одной из прямых на сечении, проходящих через его центр. Представленные на рисунке 5 распределения примерно схожи друг с другом и имеют незначительные колебания, что говорит о формировании коллиматором требуемой рабочей зоны. Сечение 140 см имеет фазовый скачок в центре, поэтому целесообразно исключить его из рабочей зоны. Таким образом, по критерию колебания фазы в  $\pm 5^\circ$  на частоте 6 ГГц сформировалась рабочая зона со средним диаметром 945 мм и протяженностью 60 см; точные значения представлены в таблице 1.

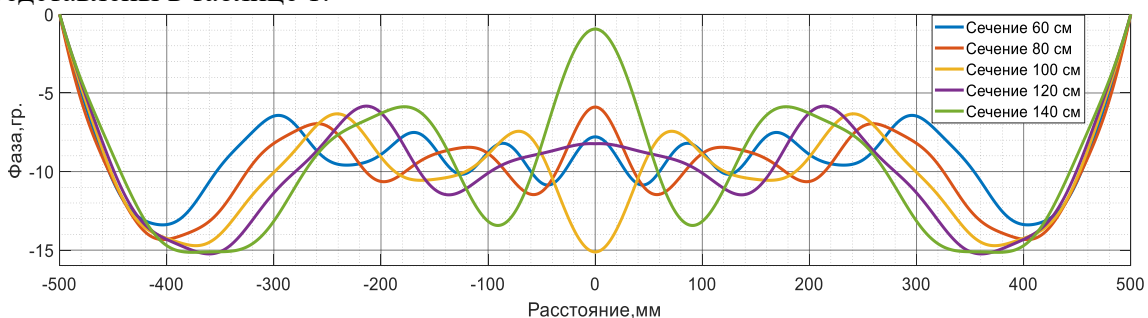


Рис. 5. Фазовые распределения в разных сечениях на частоте 6 ГГц

Таблица 1. Габариты рабочей зоны

Сечение, см	Колебания фазы, $^\circ$	Диаметр рабочей зоны, мм
60	$\pm 3.45$	946
80	$\pm 4.2$	954
100	$\pm 4.4$	940
120	$\pm 4.7$	940



Для анализа в частотном диапазоне 4-8 ГГц рассматривается сечение 90 см от теневого края линзы. Полученные фазовые распределения (рисунок 6) показывают удовлетворительную работу линзы в обозначенном интервале частот: коллиматор обеспечивает квази плоский фазовый фронт с достаточной точностью. Исключением является частота 7.5 ГГц, где наблюдается небольшой выброс в центре, вызывающий колебания фазы  $\pm 5.73^\circ$ , что выходит за допустимые пределы, однако это может быть вызвано неточностью расчета и на практике не возникнуть. Также присутствует сужение рабочей зоны до среднего диаметра 920 мм, что по-прежнему остается хорошим результатом.

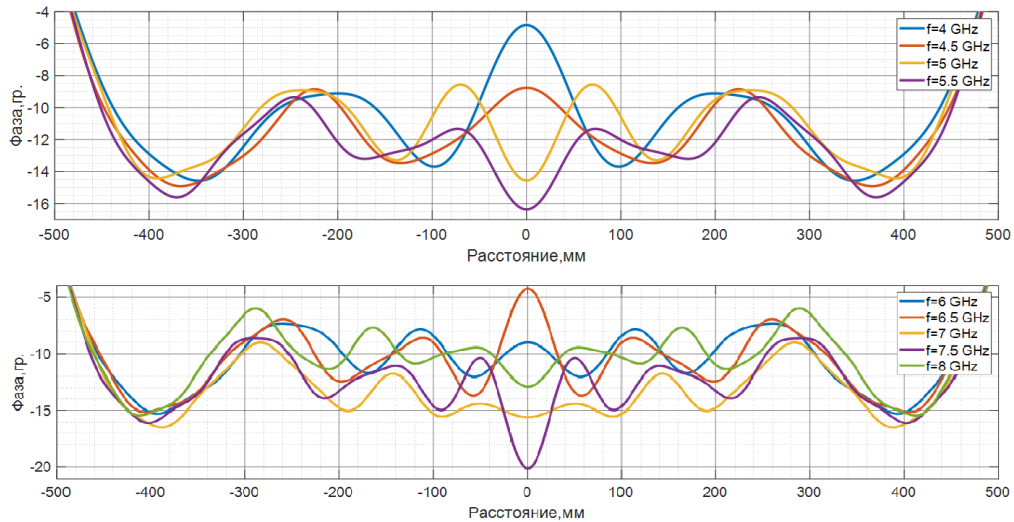


Рис. 6. Фазовые распределения в сечении 90 см в диапазоне частот 4-8 ГГц

Заключительным этапом анализа моделирования является коррекция рабочей зоны по критерию амплитуды. Так как в данном случае это ограничение не является первостепенным, то достаточно рассмотреть распределения только в частотном диапазоне на центральном сечении. Представленные зависимости (рисунок 7) говорят о сужении рабочей зоны до среднего диаметра 660 мм, а также значительного ухудшения работы на 8 ГГц, что ограничивает его работу на высоких частотах.

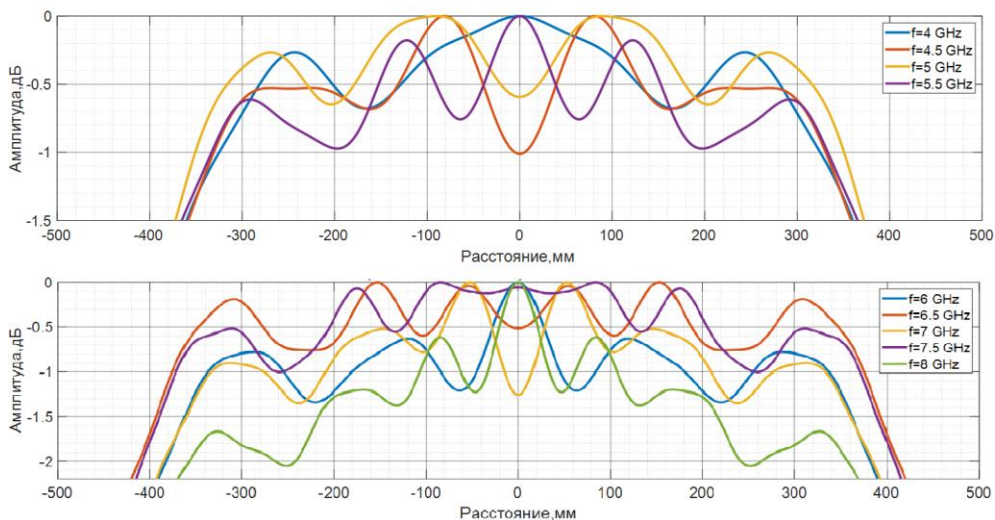


Рис. 7. Амплитудные распределения в сечении 90 см в диапазоне частот 4-8 ГГц

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренная модель линзового коллиматора способна обеспечить рабочую зону со средним диаметром 66 см и протяженностью 60 см в исследованном диапазоне

частот 4-8 ГГц по критерию колебания фазы не более  $\pm 5^\circ$ , амплитуды –  $\pm 0.75$  дБ, что является приемлемым результатом как с точки зрения современных разработок [4], так и практического использования. Несмотря на первостепенные требования к фазе, критерий амплитуды оказал большее влияние на диаметр рабочей зоны, вызвав его уменьшение на 26 см, что дает перспективу для последующих исследований, направленных на оптимизацию структуры. Полученные на данном этапе малые габариты линзы и компактного полигона в целом позволяют использовать ее в небольших БЭК, в том числе рупорных, что положительно скажется на экономическую составляющую проекта.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Захарьев Л.И. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Леманский А.А., Турчин В.И., Цейтлин, И.М, Щеглов К.С. // М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
2. Балабуха Н.П., Zubov A.C., Солосин В.С. Компактные полигоны для измерения характеристик рассеяния объектов. М.: Наука, 2007. 266 с.
3. Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. М.: Советское радио, 1974. 280 с.
4. Балабуха Н.П., Zubov A.C., Солосин В.С. Оптимизация линзового коллиматора, расположенного в рупорной безэховой камере. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №9. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/5/text.pdf>

#### REFERENCES

1. Zakhariev L.I. Methods of measuring the characteristics of microwave antennas / Lemansky A.A., Turchin V.I., Tseitlin, I.M., Shcheglov K.S. // M.: Radio and Communications, 1985. 368 p.
2. Balabukha N.P., Zubov A.S., Solosin V.S. Compact polygons for measuring the scattering characteristics of objects. M.: Nauka, 2007. 266 p.
3. Zelkin E.G., Petrova R.A. Lens antennas. M.: Soviet Radio, 1974. 280 p.
4. Balabukha N.P., Zubov A.S., Solosin V.S. Optimization of the lens collimator located in the horn anechoic chamber. // Journal of Radio Electronics [electronic journal]. 2017. No.9. Access mode: <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/5/text.pdf>

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ П-СЕКЦИЙ ОБЪЕМНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Т. М. Ишкаев<sup>1</sup>, Р.Р. Фаттахов<sup>1</sup>, А. Р. Насыбуллин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Казанский Национальный Исследовательский Технический Университет им. А.Н. Туполева – КАИ (КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева), Казань, Россия

**Аннотация.** В работе отражено исследование и анализ преобразовательных свойств элементарных ячеек объемных полосковых СВЧ структур меандровой формы в задачах диэлектрического контроля. В первую очередь анализируется чувствительность предлагаемой структуры, которая определяется отношением приращения фазы волны при прохождении через участок линии к приращению диэлектрической проницаемости измеряемого диэлектрика. Для достижения поставленной задачи проводится математическое моделирование планарных микрополосковых линий с диэлектрическим покрытием для оценки их максимальной чувствительности в задачах диэлектрического контроля. На последующих этапах, полученные зависимости будут применены в качестве опорных значений, относительно которых будут делаться выводы. Целью данного исследования выступает выявление оптимальных геометрических и электрических характеристик, при которых достигается максимальная чувствительность предлагаемой структуры.

**Ключевые слова:** объемная полосковая СВЧ-структура меандровой формы, чувствительность, приращение фазы, приращение диэлектрической проницаемости, диэлектрический контроль, П-секция.

## INVESTIGATION OF CONVERSION PROPERTIES OF U-SECTIONS OF VOLUMETRIC STRIPE LINES

T. M. Ishkaev<sup>1</sup>, R. R. Fattakhov<sup>1</sup>, A. R. Nasibullin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Kazan National Research Technical University named after A. N. Tupolev – KAI (KNRTU – KAI named after A. N. Tupolev), Kazan, Russia

**Abstract.** The paper reflects the study and analysis of the conversion properties of elementary cells of a volumetric meander shape strip microwave structures of a in problems of dielectric control. First of all, the sensitivity of the proposed structure is analyzed, which is determined by the ratio of the phase increment of the wave passing through the line section to the increment of the permittivity of the measured dielectric. To achieve this task, mathematical modeling of planar microstrip lines with a dielectric coating is carried out to assess their maximum sensitivity in dielectric control problems. At subsequent stages, the obtained dependencies will be used as reference values, against which conclusions will be drawn. The purpose of this study is to identify the optimal geometric and electrical characteristics, at which the maximum sensitivity of the proposed structure is achieved.

**Keywords:** volumetric meander-shaped strip microwave structure, sensitivity, phase increment, permittivity increment, dielectric control, U-section.

### 1. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ

Полосковые линии передач, в силу ряда отличительных свойств, имеют широкие перспективы для использования в качестве СВЧ датчиков. Тематика планарных микроволновых датчиков в последнее время активно развивается как среди российских исследователей, так и за рубежом.

Под полосковыми линиями будем понимать направляющие системы электромагнитных волн, содержащие изолированные друг от друга проводящие полоски, то есть протяженные проводники с шириной намного большей толщины. Среди огромного многообразия конфигураций СВЧ полосковых линий наибольшее распространение получили симметричная полосковая линия (СПЛ), несимметричная полосковая линия (НПЛ), щелевая линия (ЩЛ), микрополосковая линия (МПЛ), копланарный волновод (КПВ) и копланарная линия (КПЛ), связанная полосковая линия (СвПЛ), связанная микрополосковая линия (СМПЛ) [88]. НПЛ может быть представлена в виде экранированной и открытой линии в зависимости от наличия или отсутствия экранирующих поверхностей с торцов линии в поперечном сечении. МПЛ является частным случаем НПЛ, отличающейся использованием слоя диэлектрика со значением  $\epsilon$  обычно превышающем 2 – 3. КПВ и КПЛ имеют одинаковое свойство нахождения плоских проводников в одной плоскости и отличаются количеством проводящих полосок [1].

Наибольшую популярность при решении задач измерения диэлектрической проницаемости получили НПЛ и МПЛ, как наиболее простые в изготовлении и относительно легко соединяемые с 50-ти омным коаксиальным трактом. Можно выделить два основных подхода, сложившихся в практике диэлектрических измерений в СВЧ диапазоне, к использованию НПЛ и МПЛ в качестве преобразовательных элементов, различие между которыми определяется местом расположения исследуемого диэлектрического объекта. Первый вариант заключается во введении исследуемого образца в пространство между экранирующим проводником и проводящей полоской (рисунок 1а).

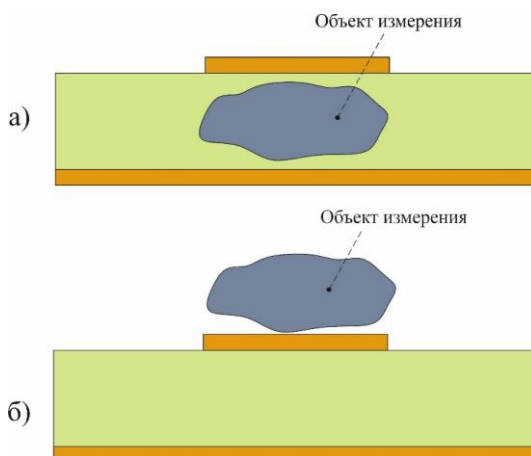


Рис. 1. Два варианта расположения исследуемого объекта в измерительной микрополосковой линии.

В зависимости от формы и физического состояния исследуемый образец может занимать все пространство, формируя диэлектрическую подложку, либо частично заполнять область в промежутке между проводниками. В этом подходе достигается высокая чувствительность измерения в силу того, что образец находится в максимуме интенсивности электрического поля МПЛ. В качестве недостатка следует отметить сложность введения образца в пространство между проводниками. Это обстоятельство ограничивает область применения рассмотренного варианта рамками лабораторных исследований. Второй подход характеризуется нахождением объекта измерения над проводящей полоской как это можно наблюдать на рисунок 1б. В отличие от предыдущего варианта, появляется возможность осуществления оперативного измерения без предварительной подготовки образца и этапа его механического соединения с элементами сенсора. Другими словами, во многом упрощается конструкция самого преобразовательного элемента. Не смотря указанные

преимущества, по причине быстрого затухания поля при удалении от плоскости расположения полоски чувствительность измерения становится меньше, чем в предыдущем подходе, и, следовательно, она принципиально зависит от расстояния до объекта измерения. Устранение недостатка связано с оптимальным выбором параметров полосковой линии по критерию увеличения плотности электрической энергии в области расположения объекта измерения с заданной геометрической формой и диапазоном изменения диэлектрической проницаемости. Оперативность процесса измерения существенна при разработке устройств диэлектрического контроля, поэтому выбор второго подхода является наиболее оправданным.

Отличие в распределении электрического поля в поперечном сечении МПЛ, КПЛ, КВ и ЩЛ приводит к различной реакции внешних электрических параметров линии на контактирующий с ней диэлектрик. Наибольшее распространение в измерительных задачах получили НПЛ и МПЛ. В связи с этим необходимо рассмотреть влияние на эффективную диэлектрическую проницаемость указанных линий геометрических и электрических параметров, характеризующих как саму линию, так и исследуемый образец.

Рассмотрим более подробно данный эффект на примере несимметричной полосковой линии, покрытой слоем диэлектрика (рисунок 2). Допустим имеется микрополосковая линия с параметрами подложки  $\epsilon_{r2}$ , и толщиной  $h$ , к которой со стороны полоскового проводника приложен без зазоров диэлектрик толщиной  $d$ , токопроводящий полосок имеет ширину  $w$ . Требуется определить эффективную диэлектрическую проницаемость при заданных параметрах микрополосковой линии.

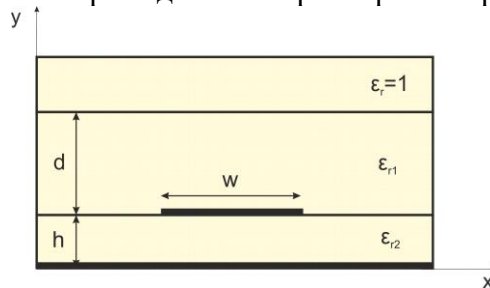


Рис. 2. К расчету эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии

Для решения данной задачи применим метод Ямашиты [2–4], использующий вариационную формулировку задачи и аппарат интегрального преобразования Фурье.

Эффективную диэлектрическую проницаемость можно определить исходя из емкости линии с диэлектриком и с воздушным заполнением:

$$\epsilon_{r\text{эфф}} = \frac{C}{C_0} \quad (1)$$

Емкость определим через вариационную постановку с помощью выражения

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{2\pi Q^2} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{\rho(\beta)} \overline{\varphi(\beta)} d\beta, \quad (2)$$

где  $\overline{\varphi(\beta)}$  – преобразование Фурье от электрического потенциала,  $\overline{\rho(\beta)}$  – преобразование Фурье от плотности заряда

$$\overline{\varphi(\beta, y)} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(x, y) e^{j\beta x} dx \quad (3)$$

$$\overline{\rho(\beta)} = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x) e^{j\beta x} dx \quad (4)$$

Полный заряд полосковой линии определяется как

$$Q = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x) dx \quad (5)$$

Плотность заряда зададим в форме

$$\rho(x) = \begin{cases} 1 + \left| \frac{2x}{w} \right|, & -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \\ 0, & x < -\frac{w}{2}, x > \frac{w}{2} \end{cases} \quad (6)$$

Далее используя вариационную постановку для емкости и прямое преобразование Фурье от функции (6) получим

$$\frac{1}{C} = \frac{50}{10^{-9} w^2} \int_0^{\infty} \frac{\left( \frac{192 \sin^2\left(\frac{w\beta}{4}\right)}{(w\beta)^4} - \frac{12\left(2 \sin^2\left(\frac{w\beta}{4}\right) - 1\right)}{(w\beta)^2} + \frac{4 \sin\left(\frac{w\beta}{2}\right)}{w\beta} - \frac{48 \sin\left(\frac{w\beta}{2}\right)}{(w\beta)^3} \right)^2}{\left( \varepsilon_{r1} \frac{\varepsilon_{r1} \operatorname{th}(\beta d) + 1}{\varepsilon_{r1} + \operatorname{th}(\beta d)} + \varepsilon_{r2} \operatorname{ch}(\beta h) \right)} d\beta h \quad (7)$$

По последнему выражению можно оценить зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от диэлектрической проницаемости подложки и толщины диэлектрика (рисунок 3).

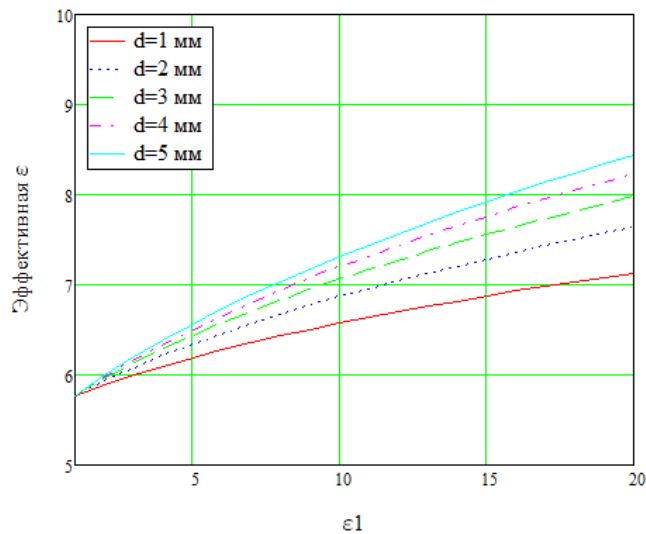


Рис. 3. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии с диэлектриком

При покрытии слоем исследуемого диэлектрика микрополосковой линии изменяется эффективная диэлектрическая проницаемость и как следствие изменяется фаза волны, проходящей через конечный участок линии (рисунок 3). Изменение фазы и будет в данном случае информационным откликом, связанным со значением искомой величины.

Рассмотрим задачу поиска значений параметров микрополосковой линии для обеспечения максимальной чувствительности измерения диэлектрической проницаемости диэлектрика, покрывающего линию. В качестве искомых параметров будут выступать толщина подложки, ширина полоска и диэлектрическая проницаемость подложки. В исходных расчетах будем полагать толщину исследуемого диэлектрика в 10 раз больше толщины подложки.

Определим чувствительность  $S$  как отношение приращения фазы  $\Delta\varphi$  к приращению диэлектрической проницаемости  $\Delta\varepsilon_{r1}$

$$S = \frac{\Delta\varphi}{\Delta\varepsilon_{r1}} = \frac{\varphi(\varepsilon_{r1} + \Delta\varepsilon_{r1}) - \varphi(\varepsilon_{r1})}{\Delta\varepsilon_{r1}} = \frac{360 \left( \sqrt{\varepsilon_{r3\Phi\Phi}(\varepsilon_{r1} + \Delta\varepsilon_{r1})} - \sqrt{\varepsilon_{r3\Phi\Phi}(\varepsilon_{r1})} \right) l f}{c \Delta\varepsilon_{r1}} \left[ \frac{\text{градус}}{\text{единица } \varepsilon} \right] \quad (8)$$

где  $\epsilon_{r1}$  – исходное значение диэлектрической проницаемости исследуемого диэлектрика,  $\Delta\epsilon_{r1}$  – приращение диэлектрической проницаемости,  $l$  – длина линии (м),  $f$  – частота (Гц).

Зададимся значением частоты  $f=1$  ГГц и длиной линии  $l=0,05$  м. Для всех расчетов будем полагать относительное изменение диэлектрической проницаемости  $\delta\epsilon_{r1} = \Delta\epsilon_{r1}/\epsilon_{r1}=0,01$ .

Допустим диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{r1}$  изменяется от 2 до 10. Необходимо подобрать такие параметры линии, чтобы для всех  $\epsilon$  чувствительность при равной  $\delta\epsilon$  сохраняла максимальное значение при малой вероятности возникновения высших типов волн.

Рассмотрим влияние толщины подложки на чувствительность при  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2$ . Для этого построим зависимости чувствительности от ширины полоска при различных  $h$  (рисунок 4).

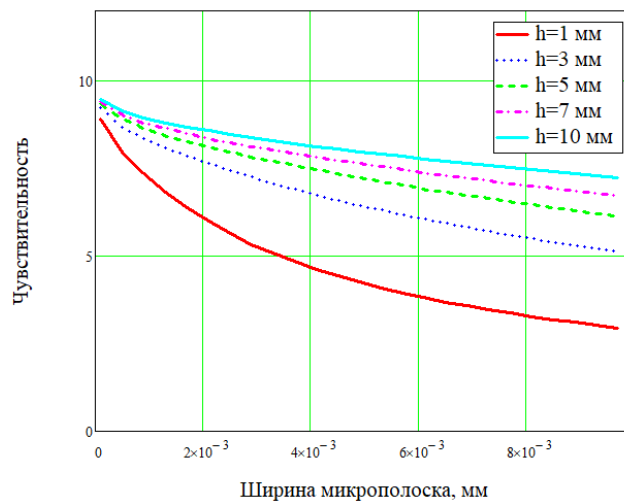


Рис. 4. Зависимость изменения чувствительности микрополосковой линии от вариации ширины микрополоска

Рассмотрим влияние диэлектрической проницаемости подложки на чувствительность при  $\epsilon_{r1} = 2$  и  $h = 5$  мм (рисунок 5).

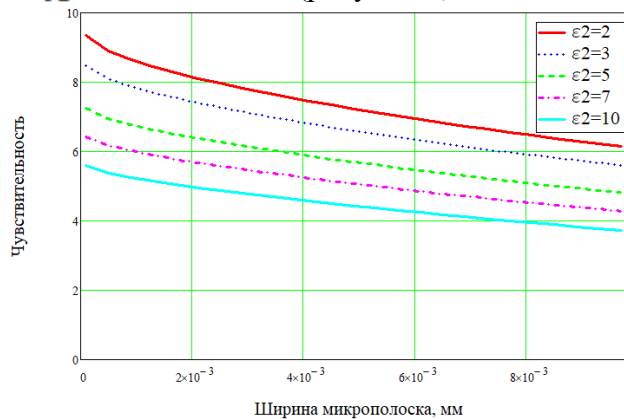


Рис. 5. Зависимость изменения чувствительности микрополосковой линии от вариации ширины микрополоска

На рисунке 6 показана форма зависимости чувствительности от толщины  $d$  исследуемого слоя диэлектрика. По оси абсцисс отложено отношение  $d/h$ .



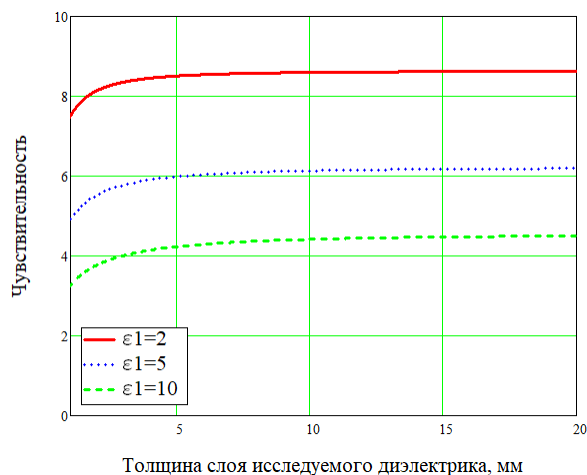


Рис. 6. Зависимость изменения чувствительности микрополосковой линии от вариации толщины исследуемого слоя диэлектрика

По итогу анализа поведения чувствительности при вариации основных геометрических и электрических характеристик измерительных микрополосковых линий можно сделать вывод, что повышения чувствительности можно добиться уменьшая диэлектрическую проницаемость подложки, увеличивая толщину подложки и уменьшая ширину токопроводящего полоска. Необходимо отметить существование обстоятельств, не позволяющих изменять произвольным образом указанные величины. В первую очередь это объясняется необходимостью в некоторых случаях придерживаться надлежащего значения волнового сопротивления микрополосковой линии. Увеличение толщины подложки создает большую вероятность возбуждения в линии высших мод. В свою очередь минимальное значение ширины микрополоска ограничивается технологическими возможностями производства. К тому же при малых значениях ширины микрополоска значительно увеличивается погрешность измерения если между проводником и контролируемой средой возникают воздушные зазоры. Все сказанное говорит о целесообразности компромиссного выбора параметров измерительной микрополосковой линии с учетом всех факторов, влияющих как на точность измерения, так и на стоимость изготовления.

## 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИММЕТРИЧНОЙ ПОЛОСКОВОЙ П-СЕКЦИИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ

Элементарная ячейка ОПССМФ в общем виде представляет собой отрезок связанной линии с лицевой связью и неоднородным поперечным сечением, замкнутой на одной стороне. Линия также может иметь продольную неоднородность, если величина связи меняется вдоль линии. В таком виде элементарные ячейки трудно поддаются анализу, поэтому первоначально можно рассмотреть упрощенный вариант в форме П-секции, у которой величина связи не меняется вдоль продольной оси, а замыкание двух линий на одном конце может быть представлено как непосредственное соединение или посредством короткого отрезка микрополосковой линии.

П-секции нашли широкое применение в фазовращателях, самым распространенным вариантом которого является фазовращатель Шиффмана, и в различных конфигурациях фильтров [5, 6]. Такие секции объединяет свойство нелинейности фазо-частотной характеристики в определенной полосе частот. Данное обстоятельство с успехом может быть адаптировано для повышения чувствительности измерения диэлектрической проницаемости среды, расположенной в пространстве связи. Связанные линии в однородной среде (такие как полосковые линии с боковой или лицевой связью) имеют равные фазовые скорости четных и нечетных мод, тогда как



связанные линии в неоднородной среде характеризуются отличными друг от друга фазовыми скоростями. Полосковые линии с боковой связью дают небольшие различия в скоростях, в то время как у связанных линий с лицевой связью различия более существенны.

Поле неоднородных полосковых линий с лицевой связью можно разложить на две ортогональные моды, называемые четной и нечетной. Характеристики этих типов волн оцениваются путем расчета емкостей четных и нечетных мод, например вариационным методом. Расчет емкостей для четных и нечетных мод симметричных линий сильно упрощается за счет учета симметрии конструкции (рисунок 7).

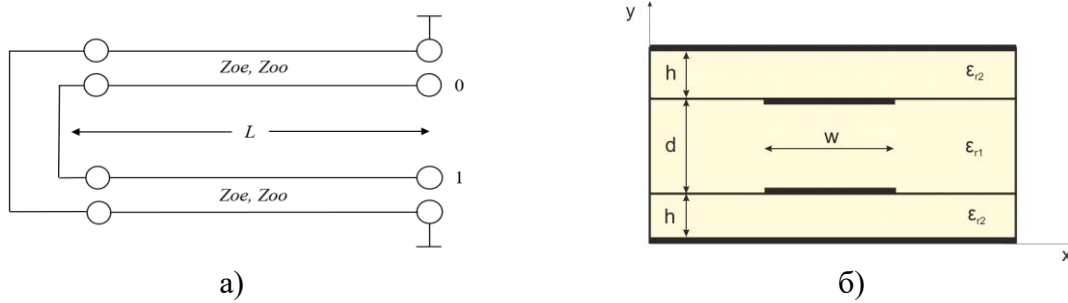


Рис. 7. Поперечно-неоднородная Π-секция: а) схематичное изображение; б) поперечное сечение.

На рисунке 7а приведена упрощенная модель рассматриваемой Π-секции длиной  $L$  и замыканием через отрезок нулевой длины. Симметрия конструкции позволяет рассмотреть два независимых случая: возбуждение линии четной модой (рисунок 8а) и нечетной модой (рисунок 8б), как это традиционно проводится при анализе симметричных устройств СВЧ [7]. При возбуждении четной модой обе линии запитываются синфазными сигналами с одинаковой амплитудой. В данном случае в любой точке на оси симметрии сопротивление будет равняться бесконечности  $Z=\infty$ , что соответствует магнитной стенке и холостому ходу в конце линии.

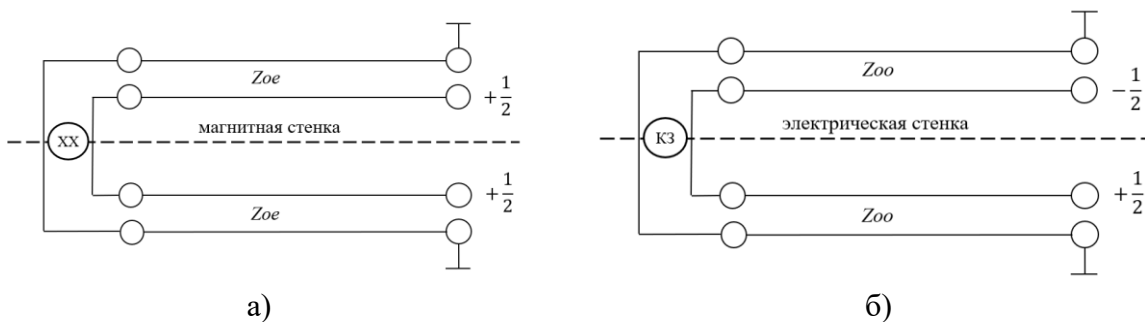


Рис. 8. Модель связанных линий: а) при возбуждения четной моды; б) при возбуждении нечетной моды.

В случае нечетной моды, в отличие от варианта с возбуждением четной моды, обе линии записываются противофазными сигналами с одинаковой амплитудой. В данном случае сопротивление в любой точке на оси симметрии будет равняться нулю  $Z=0$ , что соответствует электрической стенке и короткому замыканию в конце линии.

Исходя из вышесказанного, вычисляем входное сопротивление для каждой из мод методом трансформации импеданса

$$Z_{вх,i} = Z_{0,i} \frac{Z_{н,i} + Z_{0,i} \operatorname{tg}(Y_i L)}{Z_{0,i} + Z_{н,i} \operatorname{tg}(Y_i L)} \quad (9)$$

где индекс  $i$  определяет тип возбуждения линии (индекс  $e$  – для четного режима работы,  $o$  – для нечетного режима)

Используя (9) получаем выражения для четной и нечетной моды

$$Z_{\text{вх},e} = Z_{0,e} \text{cth}(Y_e L), \quad (10)$$

$$Z_{\text{вх},o} = Z_{0,o} \text{th}(Y_o L), \quad (11)$$

$$Y_i L = \theta_i = \frac{2\pi}{\lambda_i} L = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_{r\text{эфф},i}}}{\lambda_0} L \quad (12)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad (13)$$

где  $f$  – частота;  $c$  – скорость света в вакууме,  $\varepsilon_{r\text{эфф},i}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость для четной и нечетной моды.

Волновые сопротивления и фазовые скорости для четной и нечетной моды можно получить следующим образом

$$Z_{0,i} = \left( c \sqrt{C_i C_i^a} \right)^{-1} \quad (14)$$

$$v_i = c / \sqrt{\varepsilon_{r\text{эфф},i}} \quad (15)$$

$$\varepsilon_{r\text{эфф},i} = \frac{C_i}{C_i^a}, \quad (16)$$

где:  $C_i$  и  $C_i^a$  – емкости связанной линии при возбуждении четной и нечетной моды с диэлектрическим и воздушным заполнением, соответственно.

Вариационное выражение для емкости  $C_i$  можно также получить методом Ямашиты [8]:

$$C_i = \left( \frac{1}{\pi \varepsilon_0} \int_0^\infty \frac{\overline{\rho(\beta)}^2 d(\beta b)}{Q^2 \left[ \varepsilon_{r1} \left\{ \tanh\left(\frac{\beta d}{2}\right) \right\}^{-n} + \varepsilon_{r2} \text{coth}\{\beta h\} \right] \beta b} \right)^{-1}, \quad (17)$$

где  $n = \begin{cases} -1 & \text{четная мода} \\ 1 & \text{нечетная мода} \end{cases}$ ;  $b = h + \frac{d}{2}$ ;  $\overline{\rho(\beta)}$  – интегральное преобразование Фурье плотности распределения заряда  $\rho(x)$  на полосковом проводнике;  $Q$  – полный заряд на полосковом проводнике.

Для аппроксимации плотности заряда на полосках связанной линии выберем функцию

$$\rho(x) = \begin{cases} 1 + \left| \frac{x}{w} \right|^3, & -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \\ 0, & x < -\frac{w}{2}, x > \frac{w}{2} \end{cases} \quad (18)$$

Применяя к (19) преобразование Фурье, получим

$$\frac{\overline{f(\beta)}}{Q} = 1,6 \left( \frac{2 \sin\left(\frac{\beta w}{2}\right)}{\beta w} \right) + \frac{9,6}{(\beta w)^2} \left\{ \cos(\beta w) - \frac{2 \sin(\beta w)}{\beta w} + \frac{4 \sin^2\left(\frac{\beta w}{2}\right)}{(\beta w/2)^2} \right\} \quad (19)$$

В данном расчете толщина металлизации подразумевается бесконечно малой. Для формирования S матрицы П-секции, описываемой как четырехполюсник, необходимо рассчитать волновое сопротивление подводящей линии, которую будем задавать как

$$Z_0 = \left( c \sqrt{C C^a} \right)^{-1}, \quad (20)$$

где  $C$  и  $C^a$  задаются посредством (7).

После этого используя (10), (11) и (20) можно вычислить коэффициент отражения и передачи П-секции

$$S_{11} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{\text{вх},e} - Z_0}{Z_{\text{вх},e} + Z_0} + \frac{Z_{\text{вх},o} - Z_0}{Z_{\text{вх},o} + Z_0} \right) \quad (21)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_{ВХ,е} - Z_0}{Z_{ВХ,е} + Z_0} - \frac{Z_{ВХ,0} - Z_0}{Z_{ВХ,0} + Z_0} \right), \quad (22)$$

### 3. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ П-СЕКЦИИ НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Для оценки влияния параметров структуры на величину чувствительности преобразования диэлектрической проницаемости диэлектрика, расположенного в промежутке между токопроводящими полосками, то есть  $\epsilon_{r1}$  в обозначениях рисунка 7б, в сравнении с планарной микрополосковой линией, было рассмотрено влияние следующих параметров: ширины микрополоска  $w$ , толщины подложки  $h$ , расстояния между проводящими полосками  $d$ , диэлектрической проницаемости исследуемого материала  $\epsilon_{r1}$ , диэлектрической проницаемости подложки  $\epsilon_{r2}$  и волнового сопротивления подводящей линии  $Z_0$ .

Для сравнения с микрополосковой линией вводится величина отношения чувствительностей в виде:

$$\frac{S_C}{S_{МПЛ}} = \frac{\varphi_c(\epsilon_{r1} + \Delta\epsilon_{r1}) - \varphi_c(\epsilon_{r1})}{\varphi_{МПЛ}(\epsilon_{r1} + \Delta\epsilon_{r1}) - \varphi_{МПЛ}(\epsilon_{r1})} = \frac{\arg(S_{21}(\epsilon_{r1} + \Delta\epsilon_{r1})) - \arg(S_{21}(\epsilon_{r1}))}{\frac{2\pi L_{МПЛ}}{c} \left( \sqrt{\epsilon_{r3\phi\phi}(\epsilon_{r1} + \Delta\epsilon_{r1})} - \sqrt{\epsilon_{r3\phi\phi}(\epsilon_{r1})} \right)} \quad (23)$$

где  $S_{21}$  – коэффициент передачи П-секции рассчитанный по (22);  $L_{МПЛ}$  – длина микрополосковой линии, равная  $2L$ ;  $\epsilon_{r3\phi\phi}$  рассчитывается по формуле (1). Чувствительность оценивалась для приращения  $\delta\epsilon_{r1}=0,01$ .

В качестве эталонной микрополосковой линии, по отношению к которой будет производиться сравнение, выберем линию с параметрами  $w=1$  мм,  $h=5$  мм,  $\epsilon_{r2}=2$ . Согласно результатам, раздела 1 такая линия обладает высокой чувствительностью и удовлетворяет требованиям по точности.

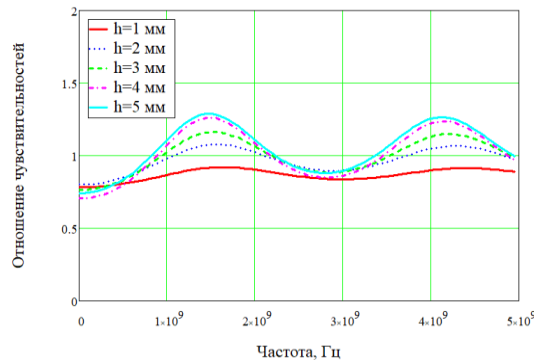


Рис. 9. Частотные зависимости отношения чувствительностей при вариации толщины диэлектрической подложки  $h$  при заданных параметрах  $\epsilon_{r1}=5$ ,  $\epsilon_{r2}=2$ ,  $w=1$  мм,  $d=10$  мм,  $L=30$  мм.

На рисунке 2.15 приведены графики зависимостей отношения чувствительностей от частоты. Из рисунка можно сделать заключение, что при увеличении толщины диэлектрической подложки, чувствительность возрастает, но проявляется это в определенных полосах частот. На других частотах отношение чувствительностей оказывается меньше единицы, что говорит о нецелесообразности контроля в этом диапазоне. Тем не менее для задач диэлектрического контроля, где в большинстве случаев анализируются частоты в узкой полосе, данный факт не является серьезным препятствием.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом в работе было проведено параметрическое моделирование микрополосковых линий с диэлектрическим покрытием и симметричных П-секций с лицевой связью. Оценены критерии формирования максимальной чувствительности планарной микрополосковой линии и оценено отношение ее чувствительности к чувствительности симметричной П-секции с лицевой связью. Основной задачей данной работы являлась разработка математических моделей планарной микрополосковой линии с диэлектрическим покрытием и симметричной П-секции. Приведены первые результаты сравнения чувствительностей обоих типов линий передач.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха Машинное проектирование СВЧ-устройств: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
2. E. Yamashita, R. Mittra Variational Method for the Analysis of Microstrip Line // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1968, Vol. MTT-16, No. 4. – P. 251-256.
3. Y. Chang, I.C. Chang Simple Method For The Variational Analysis Of A Generalized N-Dielectric-Layer Transmission Line // Electronic Letters, 1970, Vol. 6, No. 3. – P. 49-50.
4. I.J. Bahl, S.S. Stuchly Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric // Journal of IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1980, Vol. 28, No. 2. – P. 104-109.
5. J.L. Allen, M.F. Estes Broadside-coupled strips in a layered dielectric medium // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1972, Vol. MTT-20, No. 10. – P.662-669.
6. J.L.R Quirarte, J.P. Starski Synthesis of Schiffman phase shifters // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1991, Vol. 39, No. 11. – P. 1885-1889.
7. D.M. Pozar Microwave Engineering. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. – 732 p.
8. I.J. Bahl, P. Bhartia Characteristics of Inhomogeneous Broadside-Coupled Striplines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1980, Vol. 28, No. 6. – P. 529-535.

#### REFERENCES

1. K. Gupta, R. Gardzh, R. Chadkha Mashinnoye proyektirovaniye SVCH-ustroystv: Per. s angl. M.: Radio i svyaz', 1987. – 432 s.
2. E. Yamashita, R. Mittra Variational Method for the Analysis of Microstrip Line // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1968, Vol. MTT-16, No. 4. – P. 251-256.
3. Y. Chang, I.C. Chang Simple Method For The Variational Analysis Of A Generalized N-Dielectric-Layer Transmission Line // Electronic Letters, 1970, Vol. 6, No. 3. – P. 49-50.
4. I.J. Bahl, S.S. Stuchly Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric // Journal of IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1980, Vol. 28, No. 2. – P. 104-109.
5. J.L. Allen, M.F. Estes Broadside-coupled strips in a layered dielectric medium // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1972, Vol. MTT-20, No. 10. – P.662-669.
6. J.L.R Quirarte, J.P. Starski Synthesis of Schiffman phase shifters // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1991, Vol. 39, No. 11. – P. 1885-1889.
7. D.M. Pozar Microwave Engineering. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. – 732 p.
8. I.J. Bahl, P. Bhartia Characteristics of Inhomogeneous Broadside-Coupled Striplines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1980, Vol. 28, No. 6. – P. 529-535.

# КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШИРОКОПОЛОСНОСТИ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

А. А. Скворцов

СГТУ имени Гагарина Ю. А, Саратов, Россия

**Аннотация.** Получено квазианалитическое выражение, позволившее установить в явном виде зависимость коэффициента широкополосности лунарного волновода от его геометрических размеров и электрофизических свойств слоистого диэлектрического заполнения. Приведены результаты квазианалитического расчета коэффициента широкополосности лунарного волновода, полученные при различных значениях его геометрических размеров и относительной диэлектрической проницаемости слоистого заполнения.

**Ключевые слова:** квазианалитический расчет, коэффициент широкополосности, лунарный волновод, слоистое диэлектрическое заполнение, критическая длина, основная волна, первая высшая волна, прямоугольный волновод, эффективная диэлектрическая проницаемость.

## QUASI-ANALYTICAL CALCULATION OF BROADBANDNESS COEFFICIENT OF LUNAR WAVEGUIDE WITH LAYERED DIELECTRIC FILLING

A. A. Skvortsov

SSTU named after Y. Gagarin, Saratov, Russia

**Abstract.** Quasi-analytical expression allowing defining in the evident form the dependence of broadbandness coefficient of lunar waveguide on its geometrical sizes and electro-physical properties of layered dielectric filling is obtained. Results of quasi-analytical calculation of the broadbandness coefficient of lunar waveguide obtained for different values of geometrical sizes and relative dielectric permittivity of layered filling are represented.

**Keywords:** quasi-analytical calculation, broadbandness coefficient, lunar waveguide, layered filling, cutoff wavelength, dominant mode, first high order mode, rectangular waveguide, efficient dielectric permittivity.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в элементной базе микроволновых систем различного назначения, включая установки для термообработки диэлектрических материалов [1], все большее применение находит лунарный волновод (ЛВ) со слоистым диэлектрическим заполнением (рис. 1), позволяющий улучшить технические характеристики и существенно расширить функциональные возможности СВЧ-устройств, выполненных на его основе. Объясняется это тем, что, изменяя геометрические размеры и электрофизические свойства слоистого диэлектрического заполнения ЛВ, можно в широких пределах управлять его электродинамическими параметрами и характеристиками.

## 2. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА НА ЕГО КОЭФФИЦИЕНТ ШИРОКОПОЛОСНОСТИ

Поскольку СВЧ-устройства, выполненные на основе рассматриваемой направляющей системы (НС), как правило, функционируют на основной волне, важный практический интерес представляет оценка полосы одноволнового режима работы анализируемой линии передачи (ЛП), определяемая коэффициентом широкополосности [1]:

$$\xi = \frac{\lambda_{c1}}{\lambda_{c2}} \quad (1)$$

где  $\lambda_{c1}$  и  $\lambda_{c2}$  – критические длины основной и первой высшей волн ЛВ со слоистым диэлектрическим заполнением.

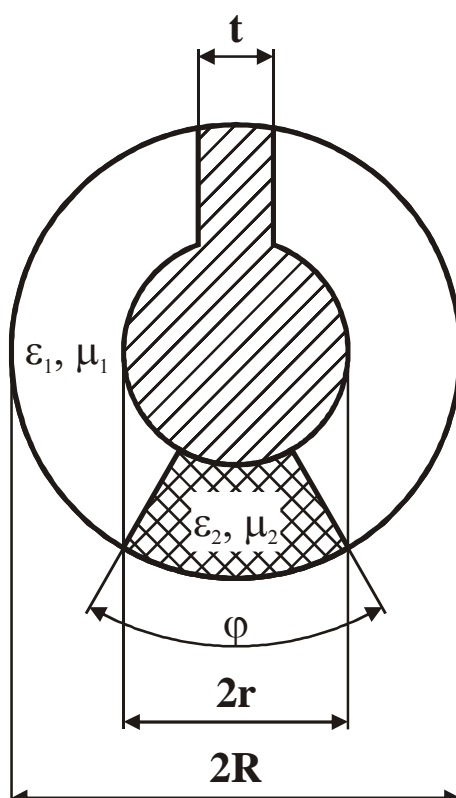


Рис. 1. Поперечное сечение ЛВ со слоистым диэлектрическим заполнением

Определить входящие в (1) критические длины основной и первой высшей волны рассматриваемой НС на основе точного аналитического решения внутренней краевой задачи электродинамики не удастся из-за сложной конфигурации поперечного сечения и слоистого диэлектрического заполнения ЛВ, поэтому приходится прибегать либо к численным, либо к приближенно-аналитическим (квазианалитическим) методам расчета электродинамических параметров рассматриваемой ЛП. Основным достоинством численных методов является их универсальность, а недостатками – частный характер результатов, значительные трудности математического и вычислительного характера и наличие в ряде случаев большой погрешности их первого приближения. В отличие от численных подходов, квазианалитические методы расчета электродинамических параметров и характеристик НС обладают наглядностью, возможностью выявить общие закономерности функционирования ЛП и сравнительной простотой вычислений.

Критические длины основной и первой высшей волн ЛВ со слоистым

диэлектрическим заполнением можно рассчитать исходя из его замены на эквивалентный прямоугольный волновод (ПрВ) [2, 3] с размером широкой стенки  $\pi(R+r)-t$  [4], свернутый в поперечной плоскости по окружности и заполненный однородным материалом с эффективными диэлектрическими проницаемостями [5, 6]:

$$\lambda_{c1} = 2(\pi(R+r)-t)\sqrt{\varepsilon_{c1\text{эфф}}\mu} \quad (2)$$

$$\lambda_{c2} = (\pi(R+r)-t)\sqrt{\varepsilon_{c2\text{эфф}}\mu} \quad (3)$$

где

$$\varepsilon_{c1\text{эфф}} = \varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \frac{\varphi(R+r)}{2(\pi(R+r)-t)} \left( 1 + \frac{\sin(\pi\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)))}{\pi\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))} \right) \quad (4)$$

$$\varepsilon_{c2\text{эфф}} = \varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \frac{\varphi(R+r)}{2(\pi(R+r)-t)} \left( 1 - \frac{\sin(\pi\varphi(R+r)/(\pi(R+r)-t))}{\pi\varphi(R+r)/(\pi(R+r)-t)} \right) \quad (5)$$

– относительные эффективные диэлектрические проницаемости слоистого заполнения ЛВ для основной и первой высшей волн;  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  – относительные диэлектрические проницаемости слоистого заполнения ЛВ.

После подстановки (2)–(5) в (1) получим

$$\xi = 2 \sqrt{\frac{\varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) (1 + \text{sinc}(\pi\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)))) \varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))}{\varepsilon_1 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) (1 - \text{sinc}(\pi\varphi(R+r)/(\pi(R+r)-t))) \varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))}} \quad (6)$$

Из (6) видно, что

$$\begin{cases} \xi = 2 & \text{при } \varphi = 0, \varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)) = 1 \text{ и } \varepsilon_2 = \varepsilon_1; \\ \xi > 2 & \text{при } 0 < \varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)) < 1 \text{ и } \varepsilon_2 \neq \varepsilon_1. \end{cases} \quad (7)$$

По полученным выше соотношениям проведен квазианалитический расчет коэффициента широкополосности ЛВ при различных значениях геометрических размеров и электрофизических свойств слоистого диэлектрического заполнения. Для более детального анализа поведения коэффициента широкополосности ЛВ ( $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$ ) была исследована его зависимость от коэффициента заполнения  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))$  и относительной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_2$ , графики которой приведены на рис. 2. Как следует из рис. 2, графики  $\xi(\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)), \varepsilon_2)$ , также как и в случае ПрВ с центральным симметричным расположением слоистого диэлектрического материала [7], при фиксированных значениях  $\varepsilon_2$  имеют максимумы, которые с увеличением  $\varepsilon_2$  смещаются в область меньших значений  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))$ . Важно также заметить, что  $\xi$  в зависимости от  $\varepsilon_2$  наиболее сильно изменяется при  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)) \leq 0,3$  и практически не изменяется при  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t)) \geq 0,5$ , поскольку при малых значениях  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))$  диэлектрический материал с  $\varepsilon_2 > \varepsilon_1$  располагается в максимуме поперечной электрической составляющей поля основной волны и минимуме поперечной электрической составляющей поля первой высшей волны ЛВ. Поэтому рассмотренное слоистое диэлектрическое заполнение ЛВ в установленном интервале значений  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))$  существенно расширяет диапазон его одноволновой работы.

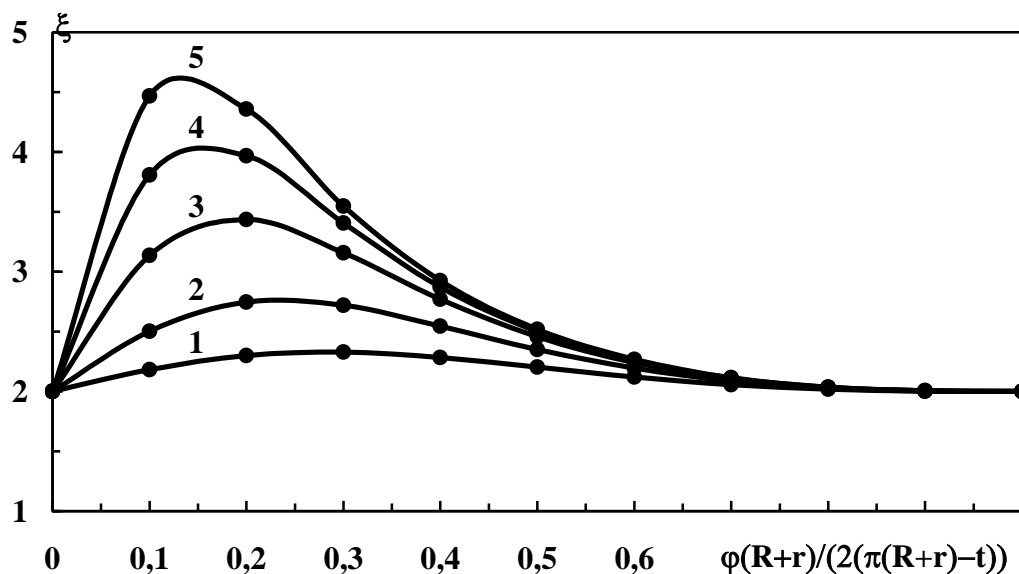


Рис. 2. Зависимость  $\xi$  ЛВ от  $\varphi(R+r)/(2(\pi(R+r)-t))$  при различных  $\varepsilon_2$ :  
1 –  $\varepsilon_2=2$ ; 2 –  $\varepsilon_2=4$ ; 3 –  $\varepsilon_2=9$ ; 4 –  $\varepsilon_2=16$ ; 5 –  $\varepsilon_2=25$

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные в настоящей работе исследования на основе полученной квазианалитической зависимости коэффициента широкополосности ЛВ от его геометрических размеров и электрофизических свойств слоистого диэлектрического заполнения показали, что анализируемая НС отличается повышенным значением диапазона одноволнового режима работы и может быть с успехом использована в качестве базовых элементов микроволновых систем различного назначения, включая СВЧ-устройства для термообработки диэлектрических материалов.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Коломейцев В. А., Комаров В. В. Микроволновые системы с равномерным объемным нагревом. Ч.1. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 1997. – 160 с.
2. Почерняев В. Н., Скрыпник Л. В. Постоянная распространения частично заполненного волновода // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 1988, Т. 31, № 5. – С. 63-64.
3. Манойлов В. П., Чухов В. В. Розрахунок хвилеводів з частковим діелектричним заповненням // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка. Радіоапаратобудування, 2006, № 33. – С. 91-100.
4. Вольман В. И., Каток В. Б. Волноводы, обладающие широкой полосой одноволнового режима // Радиотехника и электроника, 1978, № 2. – С. 285-290.
5. Скворцов А. А. Об оценке влияния слоистого диэлектрического заполнения на критическую длину основной волны лунарного волновода // Сборник материалов II Международной школы-конференции молодых ученых «Динамика сложных сетей и их применение в интеллектуальной робототехнике». Саратов: ООО «Издательство «Научная книга», 2018. – С. 127-130
6. Скворцов А. А. Квазианалитическая оценка влияния слоистого диэлектрического заполнения на критическую длину первой высшей волны лунарного волновода // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Международной научно-практической конференции. Брянск: БГТУ, 2018. – С. 157-160.



7. Бергер М. Н., Капилевич Б. Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками. М.: Сов. радио, 1973. – 256 с.

#### REFERENCES

1. Kolomeytsev V. A., Komarov V. V. Microwave systems with uniform volumetric heating. P. 1. Saratov: SSTU, 1997. – 160 p.
2. Pochernyaev V. N., Skrypnik L. V. Propagation constant of partially filled waveguide // News of Higher Educational Institutions. Radio Electronics, 1988, Vol. 31, No 5. – Pp. 63-64.
3. Manoylov V. P., Chuhov V. V. Calculation of waveguides with partial dielectric filling // Bulletin of NTUU «KPI». Radio Engineering. Radio equipment construction, 2006, No 33. – Pp. 91-100.
4. Vol'man V. I., Katok V. B. Waveguides with wide band of single mode propagation // Radio Engineering and Electronics, 1978, No 2. – Pp. 285-290.
5. Skvortsov A. A. On the assessment of the effect of layered dielectric filling on cutoff wavelength of the dominant mode of a lunar waveguide // Digest of materials of the II International school-conference of young scientists «Dynamics of complicated networks and their application in intelligent robotics». Saratov: JSC Scientific Book Issue, 2018. – Pp. 127-130.
6. Skvortsov A. A. Quasi-analytical estimation of the effect of layered dielectric filling on the cutoff wavelength of the first high-order mode of a lunar waveguide // CAD and modeling in modern electronics: Scientific Digest of the II International scientific-practical Conference. Bryansk: BGTU, 2108. – Pp. 157-160.
7. Berger M. N., Kapilevich B. Yu. Rectangular waveguides with dielectrics. M.: Sov. radio, 1973. – 256 p.

## МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ПРОБЛЕМЕ

А.А. Свириденко, А.Г. Хмельник, С.Н. Вырко

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь» (УО «ВАРБ»),  
г. Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** Представлен метод синтеза электрических фильтров на отрезках линий передачи. Настоящий метод впервые позволяет проектировать частотно-избирательные цепи СВЧ используя особенности классической теории. Простая процедура синтеза представляет возможность разработчику производить расчеты без применения дополнительных преобразований, что влияет на точность и время производства. Приведен пример синтеза фильтра нижних частот пятого порядка.

**Ключевые слова:** электрические фильтры; линии передачи; формулы.

## METHOD OF SYNTHESIS OF MICROWAVE ELECTRIC FILTERS, BASED ON THE CLASSICAL APPROACH TO THE PROBLEM

A.A. Sviridenko, A.G. Khmelnik, S.N. Vyrko

Educational institution "Military Academy of the Republic of Belarus"(EI“MARB“), Minsk,  
Belarus

**Abstract.** The method of synthesis of electric filters on transmission line segments is presented. This method allows for the first time to design frequency-selective microwave circuits using the features of classical theory. A simple synthesis procedure makes it possible for the developer to make calculations without using additional transformations, which affects the accuracy and production time. An example of synthesis of a fifth-order low-pass filter is given.

**Keywords:** electrical filters; transmission lines; formulas.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Электрические фильтры являются неотъемлемой частью любого радиотехнического устройства. Они предназначены для пропускания сигналов в полосе прозрачности и подавления в полосе заграждения. Методы проектирования частотно-избирательных цепей с сосредоточенными параметрами, в целом, можно считать завершенной областью радиотехники. Они позволяют производить синтез устройств любой сложности и назначения. По-другому дело обстоит в частотной области, где проявляются распределенные свойства синтезируемых структур.

В настоящее время, существует достаточно большое многообразие методов синтеза фильтров СВЧ. Для фильтров нижних частот основным является переход от низкочастотного прототипа к его высокочастотному представлению. В литературе [3] такой подход называют первым и весьма грубым приближением. Он позволяет получить удовлетворительный результат, который всегда можно улучшить в результате корректировки на этапе производства. Этот же подход используется и для проектирования фильтров верхних частот после предварительного частотного преобразования. Реализация полосовых фильтров на элементах с распределенными параметрами может быть выполнена несколькими способами. Один из них основан на использовании короткозамкнутых и разомкнутых шлейфов в качестве параллельных резонансных контуров. Еще один подход заключается в использовании линий со слабой

связью. Это позволяет получать достаточно широкие полосы – 15 – 20%. Несмотря на имеющиеся достоинства, вышеперечисленные методы обладают рядом недостатков, главным из которых является отсутствие этапа аппроксимации. Это не позволяет разработчику адекватно оценить полученный результат и определить погрешность процесса расчета и изготовления.

Несомненно, стоит отметить еще одно направление в синтезе частотно-избирательных цепей СВЧ. Эти фильтры получили название ступенчатых трансформаторов. Их отличает наличие этапа аппроксимации. Несмотря на широкое применение ступенчатых трансформаторов и возможность получения рабочих полос до 150% их применяют, чаще всего, для согласования различных волновых сопротивлений. Здесь получить высокие показатели избирательности весьма затруднительно.

Системы автоматизированного проектирования (САПР) позволяют получать структуры требуемого устройства разработчику, даже не имеющему опыта в этой области. В основе таких САПР лежат методы параметрического синтеза. Основным их недостатком является то, что разработчик не в полной мере контролирует процесс синтеза. Задавая необходимые параметры, формируя таким образом целевую функцию, всегда можно получить определенный результат, который является неким приближением к требуемому.

Целью статьи является описание метода синтеза фильтров на элементах с распределенными параметрами, в котором присутствует этап аппроксимации, что наделяет его всеми достоинствами классического подхода к решению этой задачи.

## 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ФИЛЬТРОВ

### 2.1 Короткозамкнутый и разомкнутый на конце отрезки линий

Такие линии представляют большой практический интерес, так как они обладают свойствами сосредоточенных реактивностей. Входное сопротивление линии при коротком замыкании при достаточно малых потерях определяется как

$$Z_{in\_kz} = jZ_v \operatorname{tg}(\beta l) \quad (1)$$

Для отрезка линии передачи разомкнутого на конце входное сопротивление имеет вид

$$Z_{in\_hh} = -jZ_v / \operatorname{tg}(\beta l) \quad (2)$$

где  $Z_v$  - волновое сопротивление короткозамкнутого отрезка;

$\beta l$  - электрическая длина отрезка.

Из выражений (1), (2) следует, что входное сопротивление короткозамкнутого и разомкнутого на конце отрезков зависит от длины  $l$  и носит индуктивный или емкостной характер соответственно.

### 2.2 Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи

Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи обладают рядом свойств, полезных при проектировании СВЧ устройств. Рассмотрим выражение для входного сопротивления отрезка линии передачи без потерь:

$$Z_{in} = \frac{Z_n + Z_v \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + (Z_n / Z_v) \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (3)$$

При  $\beta l = n\pi$ , где  $n$  – целое число, значение тангенса принимает нулевое значение  $\operatorname{tg}(n\pi) = 0$ .

Подставляя это значение в (3) имеем  $Z_{in} = Z_n$ . Значению  $\beta l = n\pi$  соответствует длина отрезка линии передачи кратная половине длины волны. Следовательно, входное сопротивление полуволнового отрезка равно значению сопротивления, подключенного к его выходу.

Подставляя в (3) значение  $\beta l = n(\pi/2)$ ,  $n$  – нечетное целое число, функция тангенса стремиться в бесконечность, откуда

$$Z_v = \sqrt{Z_{in}Z_n}.$$

Такое свойство позволяет применять отрезки линии передачи с нечетным количеством четвертьволновых элементов с волновым сопротивлением  $Z_v$  для согласования активных сопротивлений  $Z_{in}, Z_n$ .

### 3. СИНТЕЗ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Как было отмечено, отличительной особенностью классической теории построения фильтров является наличие этапа аппроксимации. Суть его заключается в том, что функция передачи, которую должен описывать разрабатываемый фильтр задается исходно. Чаще всего применяют функцию Баттерворта, Чебышева, Лежандра. В волновой теории такой подход реализован лишь для проектирования ступенчатых трансформаторов и фильтров на последовательно соединенных отрезках одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Он основан на замене частотной переменной вида [4]

$$\omega^{2n} = (-1)^n \left( \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n, \quad (4)$$

где  $n$  – порядок фильтра;

$\alpha^2$  - коэффициент, определяющий ширину полосы фильтра;

$$\lambda = \operatorname{tg}(\beta l),$$

$$\beta = 2\pi / (c_{ef} / f),$$

$c_{ef}$  - скорость распространения волны в передающей линии;

$i$  - мнимая единица.

Баттервортовская функция передач второго порядка после такого преобразования принимает вид

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left( \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^2}. \quad (5)$$

Электрическая цепь, описываемая выражением (5) содержит в своем составе два отрезка линии передачи одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями, частотная характеристика представлена на рисунке 1. Несмотря на то, что фильтр нагружен с двух сторон на стандартное сопротивление, при таком подходе сложно получить высокие показатели избирательности. Это обусловлено тем, что все нули передачи классической функции Баттерворта, находящиеся в бесконечности, заменены нулями, заключенными в функции  $1 - \lambda^2$ . Эти нули находятся за пределами оси действительных частот, комплексной частоты, что приводит к значительной потере избирательности, увеличить которую можно за счет уменьшения ширины полосы

прозрачности фильтра. Под нулями передачи здесь понимаются частоты, на которых невозможна передача энергии от источника к нагрузке.

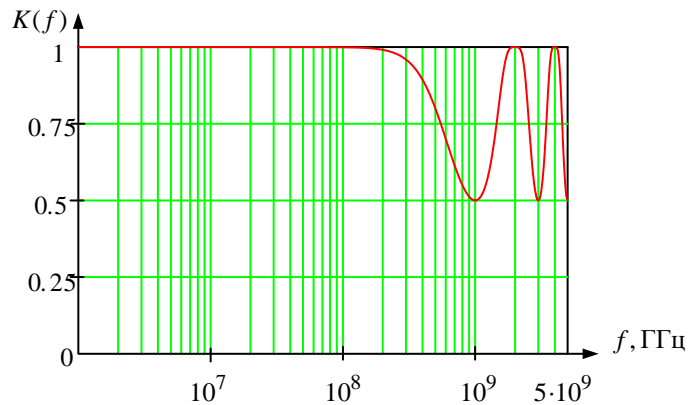


Рис. 1. Частотная характеристика фильтра Баттерворта второго порядка.

Для повышения избирательности и увеличения ширины полосы прозрачности предлагается модифицировать функцию 5, путем внедрения нулей передачи в начале координат либо в бесконечности следующим образом:

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}, \quad (6)$$

где  $\Psi(\lambda^2)$  - функция, содержащая нули передачи в конечных точках оси вещественных частот;

$$|m - n| = 1, \quad m \geq 2.$$

Модификация не изменяет главного принципа синтеза цепей СВЧ [4] - структура фильтра заранее известна. Функция  $\Psi(\lambda^2)$  представляет собой корректирующие полиномы (Баттерворта, Чебышева, Лежандра и др., либо их произведение). Ее реализация возможна короткозамкнутыми (2) либо разомкнутыми (3) отрезками линий передачи. Ввиду того, что на практике тяжело реализовать эти отрезки в последовательной ветви ограничимся их расположением в параллельной. Так же из (6) вытекает еще одно немаловажное ограничение. Так как данное выражение является функцией одной переменной, то длина синтезируемых отрезков должна иметь одинаковую длину  $l$ .

Вид функции (6) предполагает последовательное извлечение из нее сопротивления короткозамкнутого (разомкнутого шлейфа) в параллельной ветви и далее отрезка линии передачи в последовательной ветви. Этим обусловлена необходимость выполнения условия  $|m - n| = 1$ . Однако это условие может и не выполняться. Если  $m - n = 1 + k$ , то в результате синтеза  $k$  раз будут выделены подряд короткозамкнутый и разомкнутый шлейфы. Если  $n - m = 1 + k$ , то в результате синтеза  $k$  раз будут выделены подряд два последовательных отрезка с различными волновыми сопротивлениями.

Для увеличения вариативности передаточных функций фильтров СВЧ предлагается дальнейшая модификация выражения (6) для этого подробно рассмотрим функцию (5), в результате реализации которой образуется два отрезка одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Избавимся от квадрата в (5), что приведет к сокращению одного отрезка и увеличим длину оставшегося в два раза. С учетом  $\lambda = \text{tg}(\beta l)$  получим

$$\left( \frac{(-1)^2 \alpha^2 [i \operatorname{tg}(\beta l)]^2}{1 - [i \operatorname{tg}(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{(-1) \alpha^2 [i \operatorname{tg}(2\beta l)]^2}{1 - [i \operatorname{tg}(2\beta l)]^2}$$

Используя свойство двойного аргумента тангенса

$$\left( \frac{(-1)^2 \alpha^2 [i \operatorname{tg}(\beta l)]^2}{1 - [i \operatorname{tg}(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{4 \alpha^2 [\operatorname{tg}(\beta l)]^2}{1 + 2 [\operatorname{tg}(\beta l)]^2 + [\operatorname{tg}(\beta l)]^4}$$

Подставляя (7) в (6) и производя обратную замену  $\operatorname{tg}(\beta l) \rightarrow \lambda$

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n} \quad (7)$$

Удивительно, но несмотря на то, что цепь, описываемая выражением (7) содержит отрезки разной длины, оно по-прежнему остается функцией одной переменной. Это объясняется тем, что отрезок удвоенной длины образуется путем последовательного извлечения двух отрезков имеющих одинаковое волновое сопротивление.

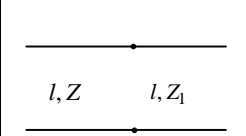
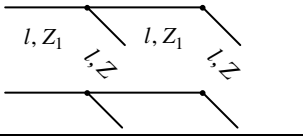
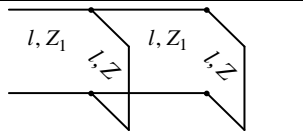
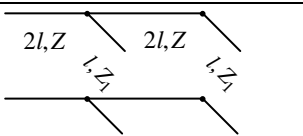
Максимальных показателей качества электрических фильтров СВЧ можно добиться используя в качестве аппроксимирующей, функцию

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^m} \quad (8)$$

Фильтры, описываемые функцией (8) имеют в своем составе шлейфы в параллельной ветви, а так же отрезки линий передачи в последовательной ветви различной длины.

В таблице 1 представлены элементарные структуры фильтров, реализуемых функциями (5)-(8). В качестве корректирующего, представлен полином Чебышева первого рода второго порядка.

Таблица 1. Функции передачи и соответствующие им элементарные структуры СВЧ фильтров

$l$ – длина отрезков, $2l$ – удвоенная длина отрезков $Z, Z_1, Z_2$ - волновые сопротивления отрезков			
1	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left( \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^n}$ заимствована в [4] для сравнения	$n=2$ 	$n=3$ 
2	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2$ , $n=2$	
3	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2$ , $n=2$	
4	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2$ , $n=2$	

5	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2\lambda^2}{1+2\lambda^2+\lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2\frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2, \quad n=2$	
6	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2\lambda^2}{1+2\lambda^2+\lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2(i\lambda)^2}{1-(i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2, \quad n=2$	
7	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2\lambda^2}{1+2\lambda^2+\lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2(i\lambda)^2}{1-(i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2\frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2, \quad n=2$	

#### 4. ИЗВЛЕЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ

Точные методы синтеза электрических цепей в классической теории подразумевают извлечение из  $K(\lambda^2)$  функции  $\rho(\lambda)$  которые связаны соотношением:

$$K(\lambda^2) = 1 - \rho(-\lambda)\rho(\lambda).$$

С учетом (6)

$$\rho(-\lambda)\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)q(-\lambda)}{g(\lambda)g(-\lambda)} = \frac{\Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2(i\lambda)^2}{1-(i\lambda)^2} \right)^n}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2(i\lambda)^2}{1-(i\lambda)^2} \right)^n},$$

откуда определяем  $\rho(\lambda)$

$$\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)}{g(\lambda)}.$$

Полином  $q(\lambda)$  равен

$$q(\lambda) = \sqrt{q_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{q_i} (q_i \lambda^n + q_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + q_n \lambda + q_{n+1})$$

И полином  $g(\lambda)$  определяется как

$$g(\lambda) = \sqrt{g_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{g_i} (g_i \lambda^n + g_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + g_n \lambda + g_{n+1})$$

Для функций (7), (8) факторизация производится аналогичным образом. После того как выделен коэффициент отражения определяется функция сопротивления

$$Z(\lambda) = \frac{Z_0 - \rho(\lambda)}{Z_0 + \rho(\lambda)},$$

где  $Z_0$  - стандартное (нормированное) сопротивление, равное 50 (1) Ом.

Завершающим этапом синтеза является определение значений волновых сопротивлений отрезков линий передачи. Удобнее всего использовать для этой цели метод неопределенных коэффициентов, подробно описанный в [2] и получивший дальнейшее развитие в [1].

### 5. ПРИМЕР РАСЧЕТА ФИЛЬТРА

Произведем расчет фильтра, используя функцию (8) с применением корректирующего полинома Чебышева второго порядка,  $n=1$ ,  $m=2$ ,  $\alpha=1$ . С учетом этого

$$K(\lambda^2) = \frac{(\lambda^2 + 1)^4}{16\lambda^{10} - 15\lambda^8 + 8\lambda^6 + 6\lambda^4 + 4\lambda^2 + 1}$$

Результатом факторизации коэффициента отражения является выражение

$$\rho(\lambda) = \frac{\lambda^5 + 0,5\lambda}{\lambda^5 + 2,42\lambda^4 + 3,4\lambda^3 + 2,81\lambda^2 + 1,29\lambda + 0,25},$$

а соответствующая ему функция сопротивления имеет вид

$$Z(\lambda) = \frac{9,68\lambda^4 + 11,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}{8\lambda^5 + 9,68\lambda^4 + 15,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}.$$

Определение волновых сопротивлений методом неопределенных коэффициентов приводит к результату:  $Z_1 = Z_5 = 1,315$ ,  $Z_2 = Z_4 = 0,985$ ,  $Z_3 = 1,261$ . Структура фильтра представлена в таблице 1 в пункте 6, его частные характеристики на рисунке 2. Моделирование произведено в САПР Advanced Design System 2016 для толщины подложки  $h=0,1$  мм и диэлектрической проницаемости  $\varepsilon=1$ . Для получения низкочастотной характеристики с граничной частотой  $f_{gr}=1$  ГГц длина отрезков  $l$  равна

$$l = \frac{\left( \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \right)}{8} = 37,5 \text{ мм,}$$

где  $\lambda$  - длина волны в свободном пространстве;

$\varepsilon_{ef}$  - эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки.

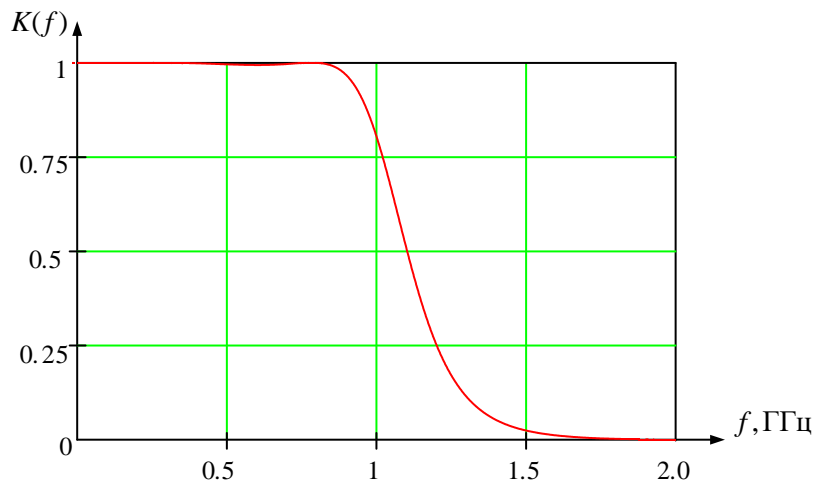


Рис. 2. Частотная характеристика фильтра СВЧ пятого порядка

Очевидно, что полученный фильтр обладает высокой линейностью частотной характеристики в полосе прозрачности и высокой избирательностью в полосе заграждения.



## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электрические фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью радиотехнических устройств различного назначения. Несмотря на многообразие методов, отсутствие в них этапа аппроксимации ведет к результату являющемуся всего лишь приближенным к требуемому.

Разработан метод синтеза электрических фильтров СВЧ, обладающий этапом аппроксимации, что позволяет исходно задавать частотную характеристику и определять структуру фильтра. Все представленные функции обладают повышенными вариативными возможностями, что позволяет синтезировать большое многообразие ранее не используемых структур. Это в свою очередь дает дополнительные возможности разработчику по улучшению качественных показателей синтезируемых фильтров. В таблице 1 представлена лишь часть потенциальных возможностей выражений (6)-(8), раскрыть в полной мере которые можно путем изменения порядков различных частей полиномов знаменателей, а так же порядков корректирующих полиномов.

Немаловажным следствием, является возможность использования функций (6)-(8) в задачах широкополосного согласования. Ведь данные выражения содержат в своем составе не только отрезки различной длины, но и нули передачи различных классов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Свириденко, А. А. Применение метода неопределенных коэффициентов для расчета фильтров с использованием модифицированных аппроксимирующих функций Лежандра / А.А. Свириденко, П.В. Бойкачев, С.И. Шакурн // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2015. – № 4. – С. 39–45.
2. Фельдштейн, А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1971. – 389 с.
3. Фуско, В. СВЧ цепи: анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско; пер. с англ. А.А. Вольман, А.Д. Муравцова; под. ред. В.И. Вольмана. – М: Радио и связь, 1990. – 288 с.
4. Yarman, B.S. Design of ultra wideband power transfer networks / B.S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2010. – 755 p.

## REFERENCES

1. Sviridenko, A. A. Application of the method of indefinite coefficients for the calculation of filters using modified Legendre approximating functions / A.A. Sviridenko, P.V. Boikachev, S.I. Schakun // Vestn. Military. acad. Rep. Belarus. – 2015. – № 4. – Pp. 39–45.
2. Feldstein, A.L. Synthesis of four-pole and eight-pole microwave devices / A.L. Feldstein, L.R. Yavich. - M.: Connection, 1971. – 389 p.
3. Fusco, V. Microwave circuits: analysis and computer-aided design / V. Fusco; translated from English by A.A. Volman, A.D. Muravtsova; edited by V.I. Volman. - Moscow: Radio and Communications, 1990. – 288 p.
4. Yarman, B.S. Design of ultra wideband power transfer networks / B.S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2010. – 755 p.

# МЕТОДИКА СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМЕЮЩИХ СВОЙСТВО РОБАСТНОСТИ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ИМПЕДАНСА НАГРУЗОК В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ

П.В. Бойкачев, С.Н. Вырко, А.Г. Хмельник, М.И. Полещук

Учреждение образование «Военная академия Республики Беларусь» (УО «ВАРБ»),  
г. Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** Для решения задачи синтеза цепей согласования нагрузок в распределенном элементном базисе, комплексное сопротивление которых имеет нестационарный характер в широкой полосе рабочих частот, разработана новая методика согласования на основе аппарата инварианта чувствительности в комбинации с преобразованием Ричардса и Куроды. Верификация методики произведена на примере согласования активного элемента с выходной и входной нагрузкой в усилителе мощности LD-MOSRD07 компании Mitsubishi.

**Ключевые слова:** синтез, метод вещественных частот, СВЧ, согласования нагрузок.

## THE METHOD OF SYNTHESIS OF BROADBAND MATCHING DEVICES HAVING THE PROPERTY OF ROBUSTNESS UNDER CONDITIONS OF UNSTEADINESS OF LOAD IMPEDANCE IN A DISTRIBUTED ELEMENT BASIS

P.V. Boykachev, S.N. Vyrko, A.G. Khmelnik, M.I. Poleschuk

Educational institutions «Military Academy of the Republic of Belarus» (EI «MARB»),  
Minsk, Republic of Belarus

**Abstract.** To solve the problem of synthesizing load matching circuits in a distributed element basis, the complex resistance of which has a non-stationary character in a wide band of operating frequencies, a new matching technique based on the sensitivity invariant apparatus in combination with the predominance of Richard and Kuroda has been developed. Verification of the methodology was carried out on the example of matching the active element with the output and input load in the Mitsubishi LD-MOSRD07 power amplifier.

**Keywords:** synthesis, method of real frequencies, microwave, load matching.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Радиотехнические устройства (РТУ) широко используются практически во всех сферах жизнедеятельности человека. Для того, чтобы РТУ обеспечивало максимальную энергетическую эффективность, а как следствие максимальную дальность радиолинии в различных условиях эксплуатации, необходимо, чтобы элементы радиотехнических трактов как передающего, так и приемного устройств, обладающие своим комплексным сопротивлением (изменяющимся во времени), были согласованы друг с другом. Для выполнения данной задачи используют широкополосные согласующие устройства (ШСУ), методы синтеза которых не учитывают непостоянство импеданса нагрузки, вызванное изменением условий эксплуатации (температура, вибрация, различные режимы работы активных элементов и т.д.). В следствии чего возникает необходимость в разработке метода синтеза ШСУ, обеспечивающего устойчивый уровень передачи

мощности в условиях изменяющегося импеданса нагрузки. Такая необходимость актуальна для РТУ как в сосредоточенном, так и в распределённом элементном базисе. В работе предложена методика синтеза согласующих устройств для распределенного элементного базиса.

## 2. МЕТОДИКА СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ С ИЗМЕНЯЮЩИМСЯ ИМПЕДАНСОМ НАГРУЗКИ

Обзор и анализ методов широкополосного согласования показали, что в качестве математического аппарата для синтеза согласующей цепи (СЦ) с изменяющимся импедансом нагрузки целесообразно использовать метод вещественных частот [1]. Предлагается разработать методику синтеза ШСУ, обеспечивающих требуемый уровень передачи мощности в условиях изменяющегося импеданса нагрузки для РТУ в распределённом элементном базисе на основе метода вещественных частот в комбинации с преобразованием Ричардса и Куроды.

Следует заметить, что разброс номиналов элементов РТУ (в распределенном элементном базисе размеры, магнитная и диэлектрическая проницаемости подложек и т.д.) и подключенной к нему нагрузки негативно сказываются на функционировании РТУ в различных условиях эксплуатации. Связь между пространством параметров цепи, анализом и оптимизацией, в том числе с регулируемыми (управляемыми) параметрами, может осуществляться с помощью функции чувствительности. Данная функция может способствовать решению широкого круга задач, связанных с анализом влияния малых изменений конструктивных параметров и внешних условий на работу РТУ.

Для синтеза ШСУ, позволяющего обеспечить уровень коэффициента передачи по мощности (КПМ) не хуже требуемого, при наличии изменяющегося импеданса нагрузки в первую очередь необходимо оценить степень влияния вариации импеданса нагрузки на уровень КПМ. Представим комплексное сопротивление нагрузки  $Z_n(f)$  в качестве ряда параметров  $\{x_i\}$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ), от которого зависит некоторая функция  $D(x_i)$  описывающая частотную характеристику ШСУ (КПМ, групповое время запаздывания и др.). Отклонение функции от номинального значения  $\Delta D = D(x_i + \Delta x_i) - D(x_i)$ , вызванное изменением параметра  $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_M$ , определяется соответствующим разложением в ряд Тейлора. Для линеаризованного случая (пренебрегаем производными второго и более высоких порядков) разложение имеет вид

$$\Delta D = \sum_{i=1}^N S_{x_i}^D \Delta x_i, \quad (1)$$

где  $S_{x_i}^D = S\{D(x_i), x_i\} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial D(x_i)}{\partial x_i}$  – чувствительность функции  $D(x)$  к изменению параметров  $x_i$ ;

$N$  – количество параметров  $x_i$ ;

$\Delta D$  – отклонение функции.

Выражение (1) используется для описания влияния малых отклонений, и оно основано на математическом анализе. Особый интерес в данном выражении представляет чувствительность характеристики ШСУ, так как уменьшение значения данного параметра приводит к уменьшению отклонения характеристики ШСУ, а при ее фиксированном (допустимом) значении увеличивает отклонение  $\Delta x_i$ , при котором сохраняется требуемые значения характеристики ШСУ.

Для обеспечения требуемого уровня КПМ при наличии изменяющегося импеданса нагрузки необходимо, чтобы синтезируемое ШСУ обладало свойством минимальной чувствительности функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки. Для этого необходимо решить систему уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{f_B}^{f_H} \left( K_{\text{треб}} - \left( 1 - |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}})|^2 \right) \right)^2 df \leq \varepsilon \\ \int_{f_H}^{f_B} \left| \text{Re} \left\{ R \left\{ S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}}) \right\} \right\} \right|^2 df \leq \min \end{array} \right. \quad (2)$$

где  $K_{\text{треб}}$  – требуемый уровень КПМ;  $Z_H(f)$  – комплексное сопротивление нагрузки;

$Z_{\text{ЦЦ}}(f)$  – комплексное сопротивление согласующей цепи;

$R \left\{ S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}}) \right\} = \frac{2 \text{Re} \left\{ Z_{\text{ЦЦ}}(f) \right\} Z_H(f)}{\left( Z_H(f) + Z_{\text{ЦЦ}}(f) \right) \left( Z_H(f) - Z_{\text{ЦЦ}}(-f) \right)}$  – инвариант

чувствительности функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки;  $S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}}) = \frac{Z_H(f) - Z_{\text{ЦЦ}}(-f)}{Z_H(f) + Z_{\text{ЦЦ}}(f)}$  – функция коэффициента отражения

(коэффициент рассогласования);  $\varepsilon$  – допустимое отклонение уровня КПМ в рабочем диапазоне частот.

Для определения минимального значения инварианта чувствительности предлагается использовать выражение 3.

$$\delta = \int_{f_B}^{f_H} \frac{\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}})|}{|S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}})|} \left| \frac{Z_H}{(\Delta \text{Re} \{ Z_H \} + i \Delta \text{Im} \{ Z_H \})} \right| df \quad (3)$$

где  $\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}})|$  – допустимое отклонение модуля функции коэффициента отражения;

$\Delta \text{Re} \{ Z_H \}, i \Delta \text{Im} \{ Z_H \}$  – допустимое отклонение реальной, мнимой части функции коэффициента отражения.

Таким образом, система уравнение преобразуется к виду

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{f_B}^{f_H} \left( K_{\text{треб}} - \left( 1 - |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}})|^2 \right) \right)^2 df \leq \varepsilon \\ \int_{f_H}^{f_B} \left| \text{Re} \left\{ R \left\{ S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{ЦЦ}}) \right\} \right\} \right|^2 df \leq \delta \end{array} \right. \quad (4)$$

где в качестве исходных данных задаётся: требуемое отклонение уровня КПМ  $\varepsilon$ , допустимые отклонение модуля функции коэффициента отражения, отклонение комплексного сопротивления нагрузки ( $\Delta \text{Re} \{ Z_H \}, \Delta \text{Im} \{ Z_H \}$ ).

Систему уравнений можно использовать в качестве целевой функции (комплексного критерия) в сочетании с одним из существующих численных методов синтеза ШСУ. В качестве метода синтеза ШСУ предлагается использовать метод вещественных частот [2]. Основное преимущество данного метода состоит в том, что он не требует аппроксимации импеданса нагрузки, а также в том, что функция КПМ представляется в виде аналитического выражения, при этом ШСУ лестничной

структуры синтезируется с помощью итеративных подходов поиска вещественной составляющей функции сопротивления ШСУ.

Таким образом сочетание комплексного критерия с методом вещественных частот вид реальной составляющей функции сопротивления позволило разработать методику синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств к изменяющемуся импедансу нагрузки в распределенном элементном базисе, которая представлена на рис. 1.

Разработанная методика состоит из семи этапов:

Для упрощения последующих расчетов выполняется нормировка входных данных (комплексного сопротивления нагрузки и частоты), представленных в виде дискретных отсчетов. Исходя из требуемого уровня КПМ и допустимого отклонения импеданса нагрузки в рабочем диапазоне частот, а также порядок электрической цепи;

Процедура формирования вида вещественной составляющей функции сопротивления СЦ и алгоритма формирования;

Формирование комплексного представления функции;

Расчет уровня КПМ с учетом функции сопротивления согласующей цепи;

Расчет инварианта чувствительности модуля функции коэффициента отражения, а также минимально возможное значение инварианта чувствительности в рабочей полосе частот;

В зависимости от типа задачи согласования рассчитывается один из критериев оптимальности, по значению которого принимается решение на пересчет коэффициентов вспомогательного полинома. В случае выполнения критерия оптимальности переходим к седьмому этапу синтеза;

Формирование функция комплексного сопротивления СЦ с последующим переносом ее в пространство Ричардса [3] и синтезом микрополосковых линий из формируемой функции;

Замена элементов физически нереализуемых на элементы Куроды [4].

Достоинство данного подхода заключается в отсутствии дифференцирования функции коэффициента отражения для поиска значения чувствительности. Достаточно лишь знать значение импеданса АУ на дискретном ряде частот, чтобы синтезировать ШСУ, обладающее минимальной чувствительностью к изменению импеданса нагрузки в распределенном элементном базисе.

### **3. АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПОЛУЧЕННОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АДАПТИВНОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА**

После разработки методики синтеза ШСУ с последующим синтезом согласующей цепи в комбинации RFPA, преобразования Ричардса и Куроды необходимо проверить работоспособность данной методики. Для верификации представленной методики предлагается на ее основе разработать широкополосный трансформатор импеданса, предназначенный для усилителя мощности LD-MOSRD07 компании Mitsubishi.

#### **3.1 Синтез СЦ для усилителя мощности LD-MOSRD07 компании Mitsubishi**

Ссылаясь на рис. 2, фильтр преобразования импеданса построен между генератором  $R_G = 12 \text{ Ом}$  (выход ВЧ усилителя мощности, который разработан с использованием LD-MOSRD07 компании Mitsubishi).

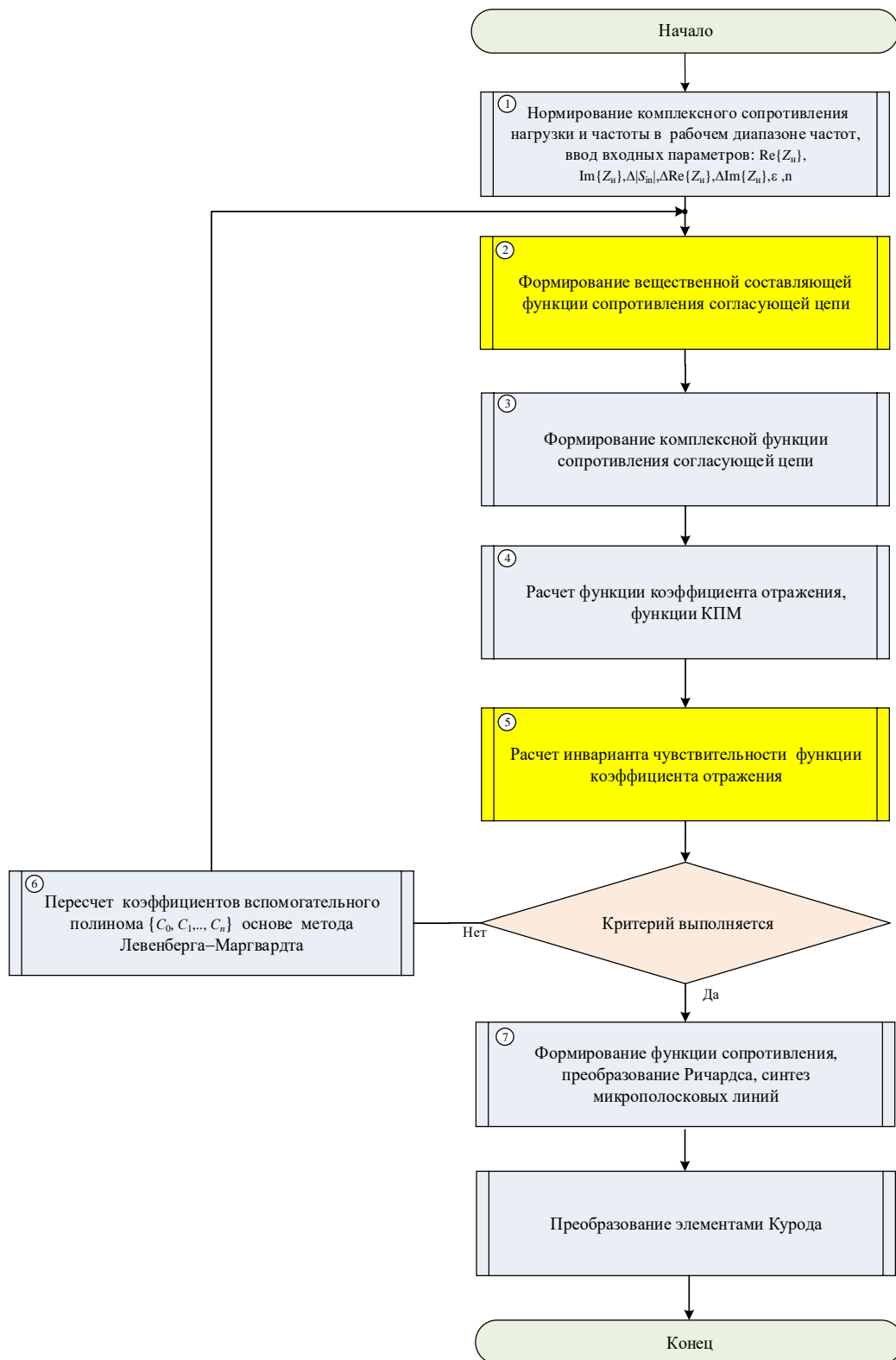


Рис. 1. Блок-схема методики синтеза согласующих цепей для широкополосных радиотехнических устройств с изменяющимся импедансом нагрузки СВЧ диапазона частот

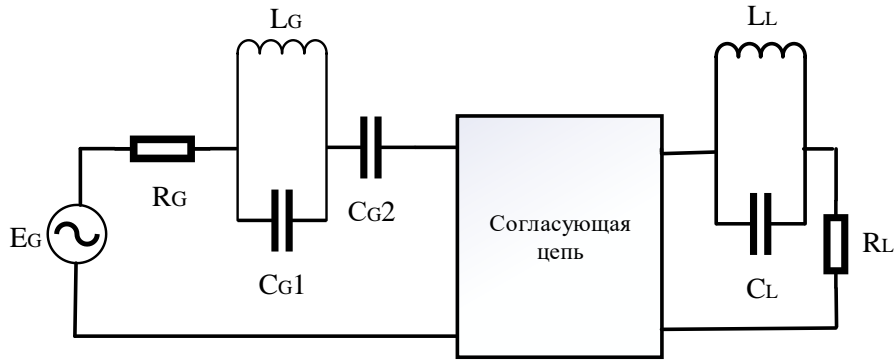


Рис. 2. Задача двойного согласования усилителя мощности LD-MOSRD07

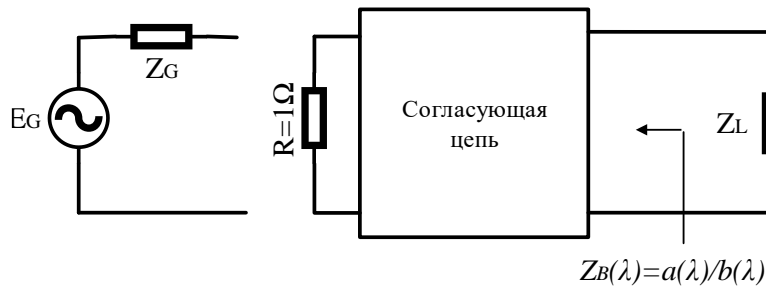


Рис. 3. Описание согласующей сети с помощью входного сопротивления со стороны  $Z_B(\lambda)$

Стандартная нагрузка  $R_L = 50$  Ом в диапазоне 850–2100 МГц. На стороне генератора (12 Ом) резонансный контур  $L_G//C_{G1}$  вводит ноль передачи на частоте 4200 ГГц, что является второй гармоникой на верхнем конце полосы пропускания. Кроме того,  $C_{G2}$  вводит ноль передачи на постоянном токе. Точно так же на стороне нагрузки колебательный контур  $L_L//C_L$  вводит нулевую передачу на третьей гармонике (6300 МГц). Таким образом, на рис. 3 показана проблема двойного согласования (с обеих сторон комплексное сопротивление). Согласующую цепь должна обеспечить согласование между комплексным генератором  $Z_G$  и комплексной нагрузкой  $Z_L$ .

Зададимся исходными параметрами нагрузок  $R_G = 12$  Ом,  $L_G = 0,947$  нГн,  $C_{G1} = 1,515$  пФ,  $C_{G2} = 3,4$  пФ,  $C_L = 1,515$  пФ,  $L_L = 0,412$  нГн,  $R_L = 50$  Ом.

Согласующая цепь синтезируется, обеспечивая согласованием сопротивления со стороны  $Z_B(\lambda)$  с использованием шести соизмеримых линий передачи ( $n = 6$ ). В ходе проектирования выбираются  $k = 4$  (общее количество каскадов) и  $q = 0$  (без нуля передачи постоянного тока), что, в свою очередь, дает  $n_\infty = k - q = 2$  нуля передачи на бесконечности.

Коэффициенты  $\{c_i; i = 1, 2, \dots, 6\}$  вспомогательного полинома  $c(\Omega)$  инициализируются. Кроме того,  $c_0$  фиксируется равным единице ( $c_0 = 1$ ), так что нормализованное оконечное сопротивление  $R$  устанавливается равным единице. Таким образом, дробно рациональная функция, описывающая сопротивление  $Z_B(\lambda)$  полученная по представленной методике будет иметь вид:

$$Z_B(\lambda) = \frac{a(\lambda)}{b(\lambda)} = \frac{0\lambda^6 + 0,62\lambda^5 + 0,7259\lambda^4 + 0,2427\lambda^3 + 0,1717\lambda^2 + 0,0169\lambda + 0,0036}{2,1530\lambda^6 + 2,5204\lambda^5 + 1,1745\lambda^4 + 0,9848\lambda^3 + 0,1634\lambda^2 + 0,0754\lambda + 0,0036} \quad (5)$$

Коэффициенты  $c(\Omega)$  получаются в результате оптимизации, а коэффициенты полинома числителя  $a(\lambda)$  и полинома знаменателя  $b(\lambda)$  получаются с использованием метода Левенберга -Марквардта [5].

Таблица 1. Результаты расчетов  $c(\Omega)$ 

№ п/п	$c(\Omega), *100$	$a(\lambda)$	$b(\lambda)$
1.	5,9257	0	2,1529
2.	6,0851	0,6200	2,5204
3.	-2,2964	0,7258	1,1744
4.	-2,3805	0,2426	0,9844
5.	0,1579	0,1717	0,1634
6.	0,1757	0,0168	0,0753
7.	0,010	0,0036	0,0036

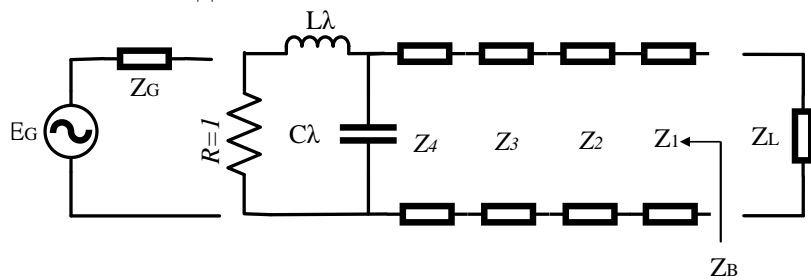
После нахождения функции  $ZB(\lambda)$  с нормализованными параметрами  $R_0 = 1$ ,  $f_0 = 1/(2\pi)$ , выполняем преобразование Ричардса [3].

Список выходных векторов показан в таблице 2, а окончательный синтез  $ZB(\lambda)$  показан на рис. 4

Таблица 2. Результаты синтеза по преобразованию Ричардса

№ п/п	$Z_{new}$	$a_{new}$	$b_{new}$	СТ	CV
1.	0.2517	0	1.0000	8	7.5637
2.	1.8721	0.1322	1.1706	1	0.8542
3.	0.1245	0.1547	0.1547	9	0.9999
4.	1.536	-	-	-	-

где  $Z_{new}$  – нормированное волновое сопротивление;  $a_{new}$ ,  $b_{new}$  – пересчитанные значения коэффициентов числителя, знаменателя функции сопротивления; СТ – тип соединения каскада СЦ и тип радиоэлемента (СТ = 1 – последовательный индуктивность Ричардса, 8 – параллельная емкость Ричардса, 9 – резистор); CV – остаток от деления.

Рис. 4. Результаты синтеза СЦ из  $Z_B(\lambda)$ 

Таким образом, волновое сопротивление на рис. 4 определяется выражением

$$Z_1 = 0,2517; Z_2 = 1,8721; Z_3 = 0,1246; Z_4 = 1,5364,$$

и компоненты Ричардса указаны как:

$$C = 7,5637; L = 0,8542.$$

При выборе числа нормализации сопротивления  $R_0 = 50$  Ом фактические значения элементов определяются как

$$Z_{new} = [12,5850 \quad 93,6052 \quad 6,2297 \quad 76,8177];$$

Конденсатор Ричардса С выполнен в виде шунтирующего открытого шлейфа с приведенным характеристическим сопротивлением  $Z_{сар} = 1/C$  или с фактическим волновым сопротивлением  $Z_{сар} = R_0/C$ . Точно так же индуктор Ричардса L реализован



в виде последовательного короткого шлейфа с нормированным характеристическим сопротивлением  $Z_{\text{Ind}} = L$  или с фактическим характеристическим сопротивлением  $Z_{\text{ind}} = R_0L$ . Таким образом, получается, что  $Z_{\text{ср}} = R_0/C = 50/7,5 = 6,6105$  Ом и  $Z_{\text{ind}} = R_0L = 42,7106$  Ом. Для рассматриваемого случая  $Z_3\text{-act} = 6,2297$  Ом и  $Z_{\text{ср-act}} = 6,6$  Ом трудно реализовать. Что касается практической реализации, мы можем предпочесть использовать микрополосковую технологию для реализации идеальных соизмеримых линий передачи. Шунтирующие конденсаторы Ричардса (т.е. открытые шлейфы в шунтирующей конфигурации) могут быть легко реализованы, но реализация последовательных катушек индуктивности Ричардса (т.е. коротких шлейфов в последовательной конфигурации) представляет серьезные трудности. Тем не менее, проблемы физической реализации можно обойти, используя тождества Куроды [4]. В связи с этим последовательное применение тождеств Куроды удаляет последовательные короткие шлейфы с шунтирующими открытыми шлейфами.

#### 4. ИДЕНТИФИКАЦИЯ КУРОДЫ 1

Согласно рис. 5, линия передачи с емкостной нагрузкой может быть заменена эквивалентной линией с индуктивной нагрузкой, используя следующий набор уравнений:

$$Z_B = \frac{Z_A}{C_A Z_A + 1}, \quad (6)$$

$$L_B = \frac{C_A Z_A^2}{C_A Z_A + 1}, \quad (7)$$

В нашем случае конденсатор Ричардса и пара линий передачи  $\{C\lambda, Z_A\} = \{C\lambda = 7,5637\lambda, Z_A = 1,5364\}$  могут быть заменены парой линий передачи и индукторов Ричардса  $\{Z_{B1}, L_{B1}\lambda\}$  так, что

$$Z_{B1} = \frac{Z_A}{C_A Z_A + 1} = 0,1217, \quad (8)$$

$$L_{B1} = \frac{C_A Z_A^2}{C_A Z_A + 1} = 1,4146, \quad (9)$$

Таким образом, на первом этапе мы воспользовались тождеством Куроды I и получили следующую топологию цепи.

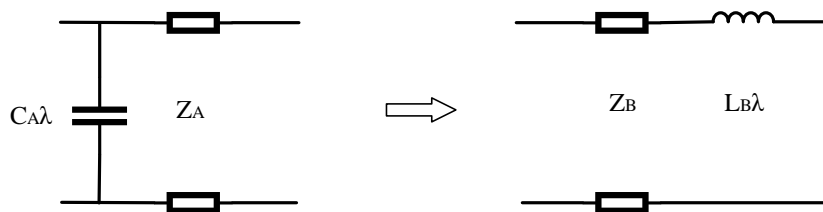


Рис. 5. Идентификация индуктивности с помощью тождеств Куроды

#### 5. ИДЕНТИФИКАЦИЯ КУРОДЫ 2

Ссылаясь на рис. 5, пары  $\{L\lambda, Z_{B1}\}$  и  $\{L_{B1}, Z_3\}$  можно заменить их идентичными парами, используя тождество Куроды II, как показано на рис. 6. Набор уравнений замены задается выражением

$$Z_B = Z_A + L_A, \quad (10)$$

$$C_B = \frac{L_A}{Z_A (Z_A + L_A)}, \quad (11)$$

На втором этапе тождество Куроды II применяется дважды. Сначала пара  $\{\lambda LB1, Z3\}$  заменяется на

$$Z_{B3} = Z_3 + L_{B1} = 1,5393, \quad (12)$$

или фактическое значение  $ZB3$  равно  $ZB3\text{-act} = 76$  Ом.

$$C_{B3} = \frac{L_{B1}}{Z_{B1} (Z_{B1} + L_{B1})} = 7,37 \quad (13)$$

Аналогично пара  $\{L\lambda, ZB1\}$  заменяется новой  $\{ZB2, CB2\}$  такой, что

$$Z_{B2} = Z_{B1} + L = 0,9759, \quad (14)$$

или фактическое значение  $ZB2$  равно  $ZB2\text{-act} = 48,7974$  Ом.

$$C_{B3} = \frac{L}{Z_{B1} (Z_{B1} + L)} = 7,1899 \quad (15)$$

Следовательно, мы получаем рис. 6 как окончательный синтез  $ZB2(\lambda)$

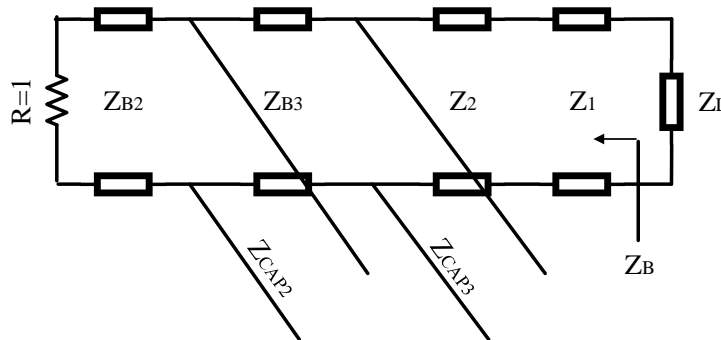


Рис. 6. Согласующая цепь для усилителя мощности LD-MOSRD07

Согласующее устройство выполнено на FR-4 с диэлектрической проницаемостью 4.3. Характеристики согласованной системы показаны на рис. 7.

В случае нестабильности параметров усилителя, вызванной различного рода дестабилизирующими факторами, приведшему к изменению параметров нагрузки до 25% от номинального значения, приводит к изменению КПМ в полосе пропускания незначительно при использовании синтезированной согласующей цепи (рис. 8 – сплошные линии), в отличие зависимости без нее (рис. 8 – штриховые линии).

Исходя из полученных результатов следует, что СУ обеспечивает не только улучшение КПМ в диапазоне частот от 0,9 до 2,1 ГГц, но так же обладает и повышенной избирательностью за полосой пропускания. Таким образом полученная методика может применяться для синтеза СУ как в сосредоточенном элементном базисе так и в СВЧ диапазоне частот.

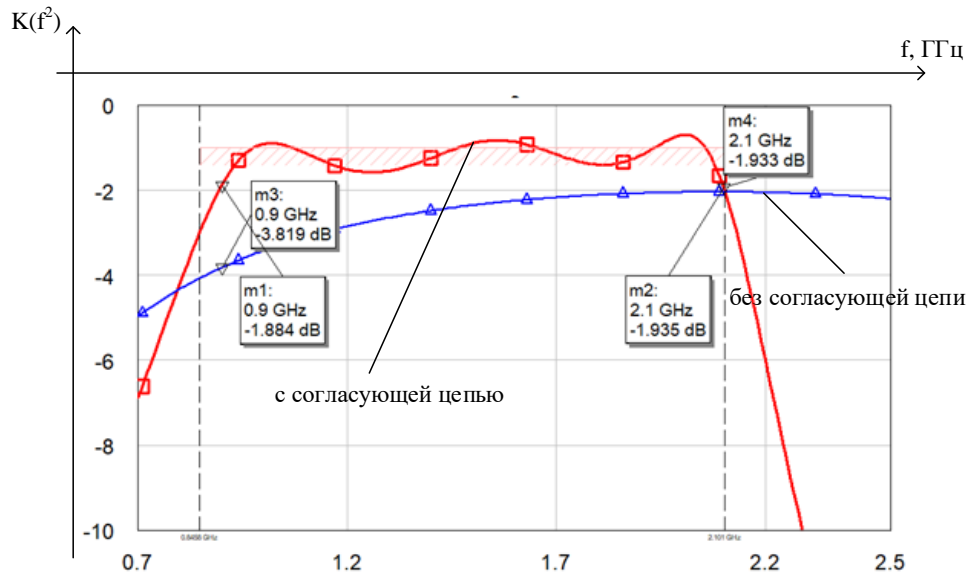


Рис. 7. Зависимость КПМ с согласующей цепью и без нее

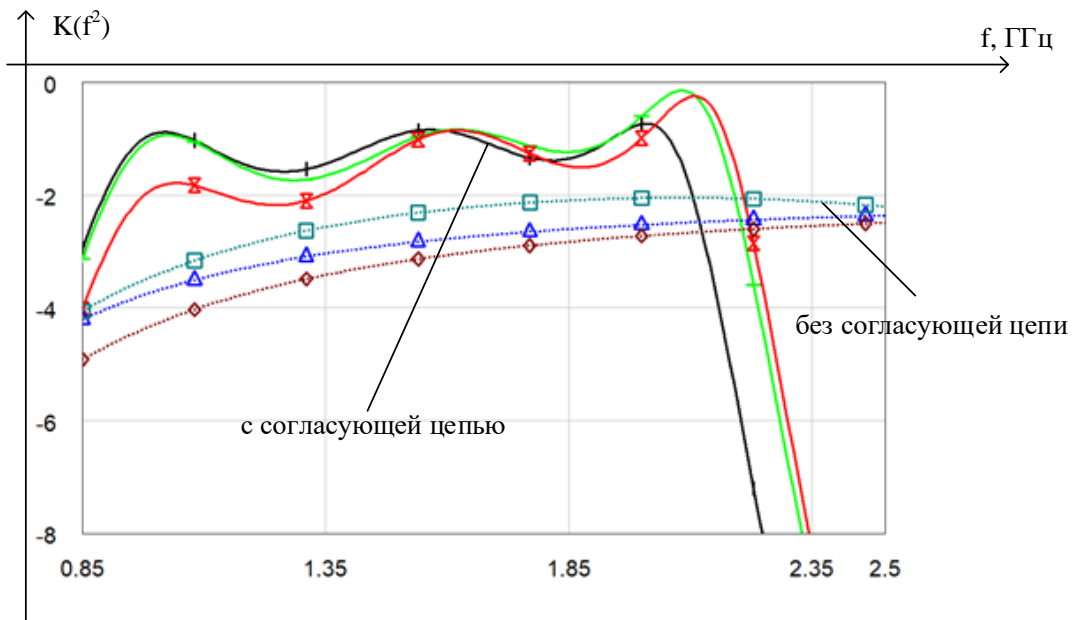


Рис. 8. Зависимость КПМ от частоты усилителя с согласующей цепью и без нее

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для решения задачи синтеза широкополосных согласующих устройств с учетом влияния изменения параметров нагрузки и согласования цепи для радиотехнических устройств СВЧ диапазона частот (с применением преобразования Ричардса в комбинации с преобразованием Куроды) целесообразным является использование метода вещественных частот. Это обусловлено тем, что в параметрических методах структура согласующей цепи известна, а использование комбинационного подхода позволяет за счет аналитического представления функции передачи обеспечивать как высокий уровень коэффициента передачи мощности, так и минимальную чувствительность.

## 7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке в рамках гранта Президента Республики Беларусь в сферах науки, образования, здравоохранения, культуры, молодежной политики. В соответствии с указом Президента Республики Беларусь от 13 сентября 2013 г. № 425

## ЛИТЕРАТУРА

1. Дубовик И.А., Методы синтеза согласующих цепей для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки / И.А. Дубовик, П.В., Бойкачев, В.О. Исаев, А.А. Дмитренко // Доклады БГУИР. 2021;19(1):С. 61-69. 14
2. B.S. Yarman, «Real frequency broadband matching using linear programming» RCA Review, December 1982., т. 43, pp. 626-654,
3. Ричардс, П.И., Схемы резистивных линий передачи, труды IRE, 1948, том 36, iss.2, С. 217-220.
4. B.S. Yarman and A. Kilinc, "High precision LC ladder synthesis part I: Lowpass ladder synthesis via parametric approach," IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2013, vol. 60, no. 8, pp. 2074-2083.
5. Гилл Ф., Практическая оптимизация / Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. // Мир.:1985.– 509 с.

## REFERENCES

1. I.A. Dubovik, «Methods of synthesis of matching circuits for broadband radio engineering devices with unstable load impedance» / I.A. Dubovik, P.V. Boykachev, V.O. Isaev, A.A. Dmitrenko // Reports BSUIR. 2021;19(1): pp. 61-69. 14
2. B. S. Yarman, «Real frequency broadband matching using linear programming» RCA Review, December 1982., т. 43, pp. 626-654,
3. P.I. Richards, «Schemes of resistive transmission lines, proceedings of IRE», 1948, т. 36, iss.2, pp. 217-220.
4. . S. Yarman and A. Kilinc, "High precision LC ladder synthesis part I: Lowpass ladder synthesis via parametric approach," IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2013, vol. 60, no. 8, pp. 2074-2083.
5. F. Gill, «Practical optimixation» / F. Gill, W. Murray, M. Wright // Mir.:1985.– 509 pp.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Н. Ю. Веретенников<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ООО «АЕДОН», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В данной работе рассмотрен метод моделирования потерь, вызванных вихревыми токами в обмотках магнитных компонентов во временной области. Предложен новый способ аппроксимации зависимости сопротивления проводника от частоты тока. Представленный алгоритм позволяет аппроксимировать эффект близости с помощью эквивалентной цепи с требуемой точностью. На основе данного алгоритма было реализовано программное обеспечение, позволяющее создавать SPICE модели магнитных обмоток. Данные модели учитывают высокочастотные эффекты и могут быть использованы для моделирования в составе схем импульсных источников питания.

**Ключевые слова:** Вихревые токи, эффект близости, скин-эффект, оптимизация магнитных компонентов, моделирование магнитных компонентов, метод эквивалентной цепи, аппроксимация вихревых токов.

## MODELING OF HIGH-FREQUENCY WINDING LOSSES IN TIME DOMAIN

N. Yu. Veretennikov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>AEDON, LLC, Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper describes an approach to modeling losses caused by eddy currents in magnetic components windings in the time domain. A new method for approximating the dependence of the conductor resistance on the current frequency is proposed. The presented algorithm makes it possible to approximate the proximity effect using an equivalent circuit with the required accuracy. Based on this algorithm, software was implemented. It makes possible to create SPICE models of magnetic windings. These models take into account high-frequency effects and can be used for simulation as part of switching power supply circuits.

**Keywords:** Eddy currents, proximity effect, skin-effect, optimization of magnetic components, modeling of magnetic components, equivalent circuit method, eddy current approximation.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

С увеличением трендов к наращиванию мощности и уменьшению массогабаритных размеров импульсных источников питания наиболее острым становится вопрос их оптимизации. В целях уменьшения габаритных размеров магнитного компонента, а также снижения пульсаций тока часто прибегают к увеличению частоты преобразования. Однако с ростом частоты работы магнитного компонента начинают существенно сказываться высокочастотные эффекты в сердечнике и обмотках. В литературе [1 – 3] показано, что в многослойных обмотках трансформаторов и дросселей эффект близости начинает играть решающую роль в формировании потерь уже на относительно низких частотах, при толщине проводника намного меньшей, чем толщина скин-слоя.

Современные системы автоматизированного проектирования, использующие метод конечных элементов позволяют достаточно точно оценить рассеиваемую

мощность в различных узлах схемы, в том числе и в магнитном компоненте. Однако, подобные симуляции занимают достаточно много времени и, как правило, дают представление лишь об одной рабочей точке и об одной конкретной топологии витков магнитного компонента. Любое изменение формы тока в преобразователе, а также оптимизация толщин проводников или порядка намотки обмоток зачастую требуют запуска нового расчета, что существенно увеличивает время разработки конечного изделия.

Аналитические способы расчета потерь имеют множество ограничений, и поэтому являются менее точными, чем метод конечных элементов. Однако они требуют намного меньшее время для расчета, что позволяет проводить расчет несколько раз с целью оптимизации топологии и получения приближенного представления о рассеиваемой мощности. При этом временные затраты будут намного меньше, чем при численном моделировании.

Существует множество аналитических методов расчета потерь, связанных с эффектом близости в обмотках, однако основным и наиболее очевидным подходом по-прежнему является метод, предложенный Доуэллом [4] для обмотки, состоящей из прямоугольных проводников с гармоническим током.

Позже был предложен метод, расширяющий возможности подхода Доуэлла [5], позволяя рассчитывать рассеиваемую мощность в проводнике с током произвольной формы. Подход, представленный Карстеном основан на разложении тока на гармонические составляющие и последующем вычислении потерь для каждой гармоники по формуле Доуэлла. Однако, при таком подходе зачастую отсекаются высокочастотные гармоники, которые могут вносить существенный вклад в формирование потерь. Описанные выше аналитические методы достаточно легко программируются для нахождения оптимальной толщины проводника, однако, они остаются тяжело применимы для анализа топологий с чередующимися обмотками.

В связи с этим был предложен метод, позволяющий устранить основные ограничения известных аналитических формул [6, 7]. Согласно предложенному подходу потери, вызываемые вихревыми токами, рассчитываются отдельно для каждого слоя обмотки, а затем суммируются. Такой способ позволяет находить оптимальную топологию трансформаторов с произвольной конфигурацией слоев обмоток, а также с поочередным протеканием тока в обмотках, как например, в обратногоходовом преобразователе [8]. Однако предложенный метод по-прежнему дает представление только об одной рабочей точке трансформатора. К тому же, поскольку теперь суммирование по гармоникам происходит для каждого слоя обмотки в отдельности, время на вычисление возрастает, по сравнению с остальными аналитическими подходами.

## 2. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

Альтернативой разложению тока в обмотках по гармоническим составляющим является моделирование эффекта близости во временной области. Для этого магнитный компонент представляется в виде эквивалентной схемы с сопротивлением, равным сопротивлению обмотки на каждой частоте (рис. 1). Подобную схему можно включить в любой SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) симулятор в составе схемы силового каскада преобразователя. При этом, при протекании через такую схему тока произвольной формы, мощность, рассеиваемая в этой схеме будет равна потерям в обмотке магнитного компонента. Таким образом, анализ потерь переносится из частотной области во временную.

К недостаткам такого метода можно отнести необходимость нахождения зависимости сопротивления по переменному току от частоты для каждой конкретной

топологии магнитного компонента. К тому же, определение номиналов компонентов схемы является нетривиальной задачей, требующей решение большого количества уравнений [9, 10]. К тому же, в силу особенностей, при добавлении в схему дополнительного звена импеданс цепи существенно меняется, что требует полный пересчет номиналов всех предыдущих компонентов схемы. Ранее для упрощения нахождения номиналов компонентов RL цепи была предложена нейронная сеть [11], позволяющая аппроксимировать сопротивление обмотки с точностью до 8,8 %. Такая точность является допустимой для первичной оценки эффективностимоточного изделия, однако для более точного моделирования магнитного компонента необходимо повысить точность его аппроксимации.

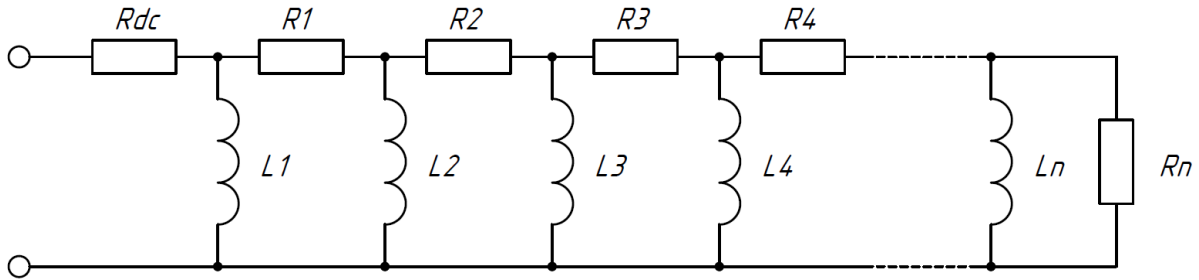


Рис. 1. Эквивалентная схема «лестничного» типа.

Предлагаемый метод предполагает использование в качестве эквивалентной цепи последовательно соединенные элементы  $R_{dc}$ , сопротивление которого равно сопротивлению обмотки по постоянному току, и цепочек из параллельных элементов  $(L_i \parallel R_i)$ , отражающих сопротивление проводника по переменному току (рис. 2). Импеданс такого звена равен

$$Z_i(j\omega) = \frac{j\omega L_i}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{0i}}}, \quad (1)$$

где

$$\omega_{0i} = \frac{R_i}{L_i} \quad (2)$$

При частоте  $\omega \ll \omega_{0i}$  формула (1) упростится и импеданс  $Z_i(j\omega)$  примет вид:

$$Z_i(j\omega) \approx j\omega L_i. \quad (3)$$

На частотах  $\omega \gg \omega_{0i}$ :

$$Z_i(j\omega) \approx \omega_{0i} L_i = R_i \quad (4)$$

Поскольку все звенья схемы соединяются между собой последовательно, то при добавлении нового звена  $(L_i \parallel R_i)$  несложно будет предсказать его влияние на импеданс всей цепи.

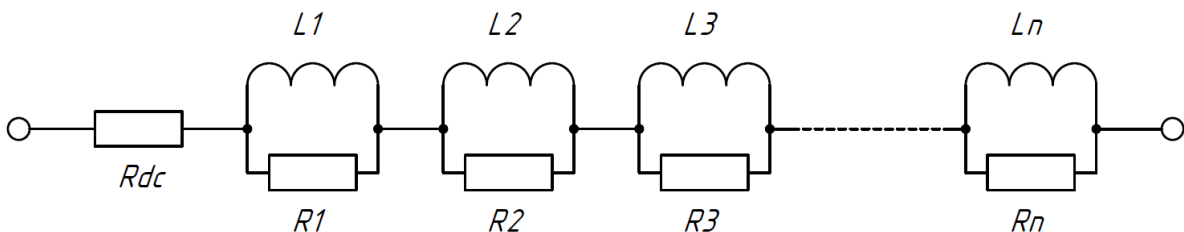


Рис. 2. Эквивалентная схема «последовательного» типа.

На рисунке 3 представлен алгоритм работы программы, генерирующей номиналы элементов  $R_i$ ,  $L_i$ . Изначально импеданс  $Z$  равен сопротивлению по постоянному току  $R_{dc}$ . Стоит отметить, что для аппроксимации нам важна только действительная часть импеданса  $Z(\omega) = \text{Re}(Z(j\omega))$ , так как именно она будет участвовать в формировании потерь. Затем для всех частот, внутри границ аппроксимации считается относительная ошибка.

$$Err = \frac{|R_{ac}(\omega) - Z(\omega)|}{R_{ac}(\omega)}. \quad (5)$$

По мере того, как относительная ошибка выходит за заданные границы погрешности, в цепь добавляются новые звенья и импеданс  $Z$  пересчитывается.

Если в ходе расчетов в цепи генерируются два звена с одинаковыми частотами  $\omega_{0i} = \omega_{0j} = \omega_0$ , то их суммарный импеданс может быть пересчитан как:

$$Z_{ij}(j\omega) = Z_i(j\omega) + Z_j(j\omega) = \frac{j\omega(L_i + L_j)}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}}, \quad (6)$$

Следовательно эти звенья могут быть заменены на одно эквивалентное звено следующим образом:

$$\begin{aligned} L_{ij} &= L_i + L_j, \\ R_{ij} &= \omega_0 L_{ij}. \end{aligned} \quad (7)$$

Новые узлы добавляются до тех пор, пока относительная ошибка (4) не будет укладываться в заданный интервал на всех частотах.

Подобный алгоритм позволяет аппроксимировать сопротивление по переменному току с помощью эквивалентной цепи с любой заданной точностью.

### 3. ПРОВЕРКА РАБОТЫ АЛГОРИТМА

Для проверки работы алгоритма вычислим рассеиваемую мощность в обмотке дросселя для разных частот с помощью пакета FEMM. Зная величину пропускаемого через обмотку тока, получим зависимость сопротивления  $R_{ac}$  от частоты для двадцати точек. С помощью предложенного ранее алгоритма, реализованного на языке Python, аппроксимируем значения  $R_{ac}(\omega)$  задавшись максимальным отклонением в 1%. Сгенерируем эквивалентную цепь и вычислим её импеданс  $Z(\omega)$  для каждой заданной частоты.

При сравнении значений исходных данных с аппроксимированной кривой видно, что относительная ошибка (4) не превышает значения 1% в заданных точках (рис. 4).

С помощью режима AC Analysis, встроенного в симулятор LTspice измерим сопротивление элемента U1 в диапазоне частот от 10 Гц до 1 ГГц (рис. 5). Полученные данные должны соответствовать  $Z(j\omega)$ . Сравним действительную часть измеренного импеданса с исходными данными  $R_{ac}(\omega)$  (рис. 6).

Из рисунка видно, что зависимость сопротивления от частоты, измеренная в LTspice совпадает с исходными значениями в точках, по которым производилась аппроксимация.



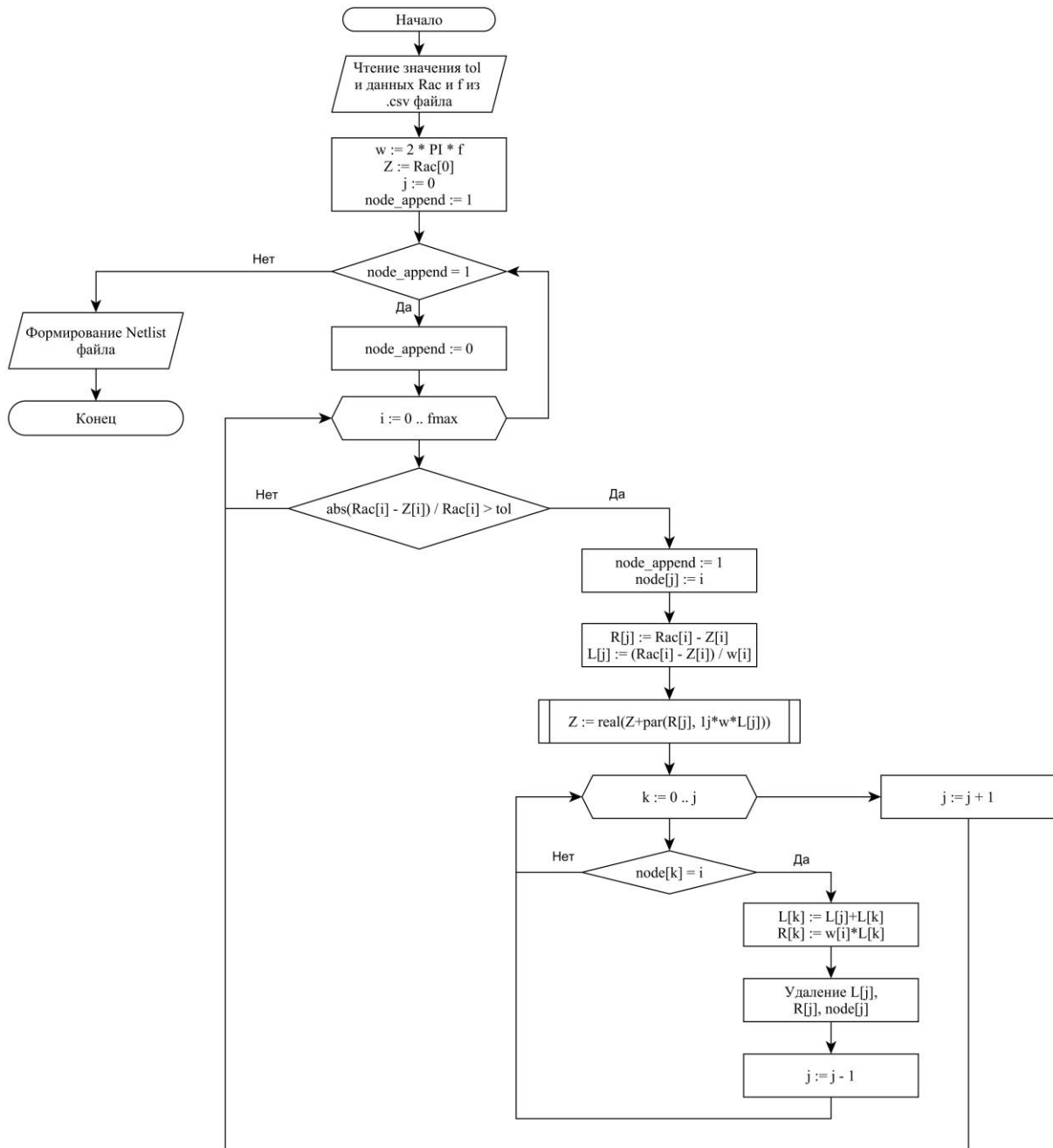


Рис. 3. Алгоритм работы программы.

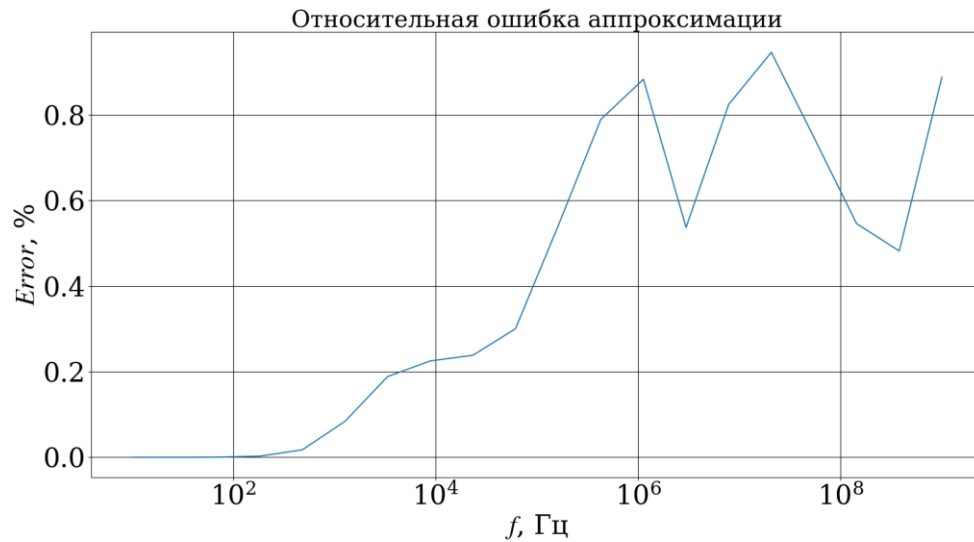


Рис. 4. Относительная ошибка аппроксимации.

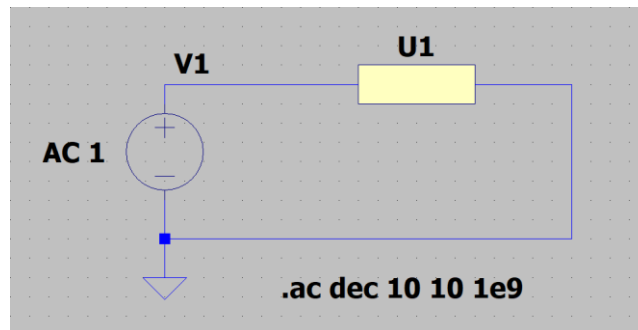


Рис. 5. Проверка работы программы с помощью SPICE-модели.

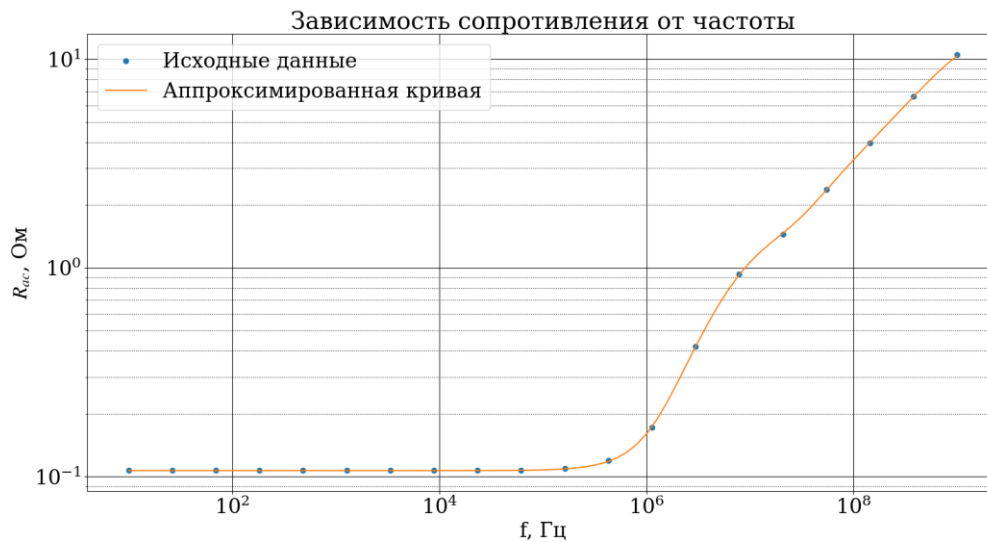


Рис. 6. Аппроксимация сопротивления по переменному току с помощью эквивалентной схемы.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе был рассмотрен способ аппроксимации сопротивления проводника по переменному току с помощью эквивалентной RL-цепи «последовательного» типа. Предложенный алгоритм аппроксимации делает возможным

добавление нелинейного компонента с требуемой частотной характеристикой в spice симулятор для последующего анализа во временной области.

Благодаря переходу из частотной области во временную пропадает необходимость разложения тока обмотки по гармоникам, что заметно упрощает расчет высокочастотных потерь в магнитном компоненте.

При анализе модели во временной области появляется возможность вычислить потери для произвольной формы тока в различных рабочих точках магнитного компонента, включая переходные процессы. К тому же, при подобном расчете автоматически учитываются высокочастотные составляющие, что заметно повышает точность моделирования по сравнению с «частотными» методами без существенных временных затрат.

К недостаткам подобного метода можно отнести невозможность оптимизации топологии преобразователя. В связи с этим, разумным решением будет предварительный выбор оптимального диаметра провода и топологии обмоток с помощью аналитического метода [6, 7]. Затем, для уже выбранной топологии с помощью того же аналитического метода или численного пакета FEMM можно найти зависимость сопротивления обмоток от частоты для последующего анализа во временной области.

На основе данного алгоритма было реализовано программное обеспечение, позволяющее создавать SPICE модели обмоток магнитных компонентов, для их последующего моделирования в составе схемы импульсного источника питания и оценке высокочастотных потерь.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Kazimierczuk, M. High-Frequency Magnetic Components. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2009 — 508 p.
2. Dixon, L. H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring // Texas Instruments. — 2003.
3. Bennett, E. Effective Resistance to Alternating Currents of Multilayer Windings / E. Bennett, S. C. Larson // Electrical Engineering. — 1940. — Vol. 59. — pp 1010 — 1016.
4. Dowell, P. L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings // IEE Proc., 1966. — pp 1387 – 1394.
5. Carsten, B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics // HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986 — pp 155 – 176.
6. Bashkirov A. V. Analysis of methods and means for estimating losses in magnetic components caused by proximity effect and skin effect / A. V. Bashkirov, V. V. Glotov, N. Yu. Veretennikov, V. M. Pitolin, A. S. Demikhova // Journal of Physics: Conference Series 2032, 012001
7. Веретенников Н. Ю., Моисеенко А. А. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах // Радиолокация, Навигация, Связь: Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова: 4 т. — Воронеж, 2021. — стр. 185–193
8. Веретенников Н. Ю. Оптимизация высокочастотных потерь в медных проводниках при уменьшении габаритных размеров трансформаторов в обратноходовых преобразователях электроэнергии / Н.Ю. Веретенников, А.В. Турецкий, В.М. Питолин, К.Д. Ципина // Радиотехника. — 2022. — Т. 86., № 7. — стр. 20–24.

9. V. Vorperian, "A fractal model of anomalous losses in ferromagnetic materials" / V. Vorperian // 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1277-1283, 1992.
10. Ridley, R. Proximity Loss in Magnetics Windings / Dr. R. Ridley // Switching Power Magazine. — 2005.
11. Моисеенко А. А., Веретенников Н. Ю. Моделирование высокочастотных потерь в магнитных компонентах с использованием нейросетевых алгоритмов // Радиолокация, Навигация, Связь: Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова: 6 т. — Воронеж, 2022 — стр. 96–105.

#### REFERENCES

1. Kazimierczuk, M. High-Frequency Magnetic Components. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2009 — 508 p.
2. Dixon, L. H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring // Texas Instruments. — 2003.
3. Bennett, E. Effective Resistance to Alternating Currents of Multilayer Windings / E. Bennett, S. C. Larson // Electrical Engineering. — 1940. — Vol. 59. — pp 1010 — 1016.
4. Dowell, P. L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings // IEE Proc., 1966. — pp 1387 – 1394.
5. Carsten, B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics // HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986 — pp 155 – 176.
6. Bashkirov A. V. Analysis of methods and means for estimating losses in magnetic components caused by proximity effect and skin effect / A. V. Bashkirov, V. V. Glotov, N. Yu. Veretennikov, V. M. Pitolin, A. S. Demikhova // Journal of Physics: Conference Series 2032, 012001
7. Veretennikov N. Yu., Moiseenko A. A. Methodology for calculating and optimizing high-frequency losses in magnetic components // Radiolocation, Navigation, Communication: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of Yu.A. Gagarin and G.S. Titov: Vol. 4 — Voronezh, 2021. — pp. 185–193
8. Veretennikov N. Yu. The problem of optimizing high-frequency losses in copper conductors when reducing transformer dimensions in flyback converters / N. Yu. Veretennikov, A. V. Turetsky, V. M. Pitolin, K. D. Tsipina // Radiotekhnika. — 2022. — Vol. 86., № 7. — pp. 20–24.
9. V. Vorperian, "A fractal model of anomalous losses in ferromagnetic materials" / V. Vorperian // 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1277-1283, 1992.
10. Ridley, R. Proximity Loss in Magnetics Windings / Dr. R. Ridley // Switching Power Magazine. — 2005.
11. Moiseenko A. A., Veretennikov N. Yu., Modeling of high-frequency losses in magnetic components using neural network algorithms // Radiolocation, Navigation, Communication: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to memory of B. Ya. Osipov: Vol. 6 — Voronezh, 2022 — pp. 96–105.

## ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044

Д.Н. Рахманин<sup>1</sup>, А.В. Гречишкин<sup>1</sup>, С.А. Ермаков<sup>1</sup>, А.А. Чиликин<sup>1</sup>

<sup>1</sup> АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Настоящая работа посвящена проверке на соответствие заявляемым параметрам отечественного ЦАП 1273НА044 в части спектральной плотности мощности фазового шума. Был проведен предварительный расчет спектральной плотности мощности побочных излучений формирователя сигнала на 10% отстройке. Описано рабочее место для проведения измерений. Результаты расчета подтверждены на практике в ходе включения микросхемы на тестовом стенде.

**Ключевые слова:** цифро-аналоговый преобразователь, импортозамещение, спектральная плотность мощности побочных излучений.

## ПРОВЕРКИ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044

D.N Rakhmanin<sup>1</sup>, A.V. Grechishkin<sup>1</sup>, S.A. Ermakov<sup>1</sup>, A.A. Chilikin<sup>1</sup>

<sup>1</sup> JSC «Concern «Sozvezdie» (Voronez, Russia)

**Abstract.** This work is devoted to checking for compliance with the declared parameters of the domestic DAC 1273НА044 in terms of the noise spectral power density. A preliminary calculation of the power spectral density of spurious radiations of the signal shaper at a 10% detuning was carried out. The workplace for measurements is described. The results of the calculation were confirmed in practice during the inclusion of the microcircuit on the test bench.

**Keywords:** digital-to-analog converter, import substitution, noise spectral power density.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Ключевым функциональным узлом цифро-аналогового тракта современных программно-определяемых радиостанций (в том числе специализированных) является ЦАП (цифро-аналоговый преобразователь), от параметров которого зависит ряд характеристик передающего устройства: ограничительные линии спектра полезного сигнала, уровень побочных излучения, уровень паразитных спектральных составляющих и т.п. К основным параметрам ЦАП можно отнести: R – разрядность входных данных, бит; количество каналов обработки;  $f_{clk}$  – максимальная тактовая частота, МГц; SNR – отношение сигнал-шум, дБ; SFDR – свободный от паразитных спектральных составляющих динамический диапазон, дБ; DNL – дифференциальная нелинейность, минимально-значащих разрядов (МЗР); INL – интегральная нелинейность, МЗР; P – потребляемая мощность, мВт;  $t_{раб}$  – диапазон рабочих температур, °С; входной интерфейс для сопряжения с устройством ЦОС; тип корпуса.

К важным особенностям ЦАП отечественного производства для применения при создании специализированных радиосредств также необходимо отнести:

- наличие категории качества военная приемка (ВП);
- включение в актуальный «Перечень электронной компонентной базы, разрешенной для применения при разработке, модернизации, производстве и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники» Министерства

промышленности и торговли Российской Федерации (далее по тексту «Перечень...» Минпромторга или «Перечень...»).

Высокочастотные быстродействующие ЦАП отечественного производства изготавливает преимущественно АО «НИИЭТ» [1,2]. Встречаются также упоминания об ОКР по разработке таких ЦАП в АО «СКТБ ЭС».

## **2. РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛА НА 10% ОТСТРОЙКЕ**

Спектральная плотность мощности (СПМ) побочных излучений формирователя сигнала (в данном случае ЦАП) в отсутствие выходных селективных цепей (не рассматриваемых в рамках данного анализа) определяет такую характеристику электромагнитной совместимости (ЭМС) как уровень побочных излучений на 10% отстройке. Принимая допущение, что выходной шум ЦАП имеет равномерную спектральную плотность мощности во всей полосе Найквиста, а также исключая из рассмотрения СПМ фазового шума сигнала тактирования, можно определить СПМ побочных излучений формирователя сигнала на 10% отстройке выражением (1) [3]:

$$NSD_{DAC} = -SNR - 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{f_{clk}}{2} \right) \text{ дБмш/Гц}, \quad (1)$$

## **3. ПРОВЕРКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВОГО ШУМА ДЕМОНСТРАЦИОННОГО КОМПЛЕКТА МИКРОСХЕМЫ 1273НА044, ПРИ НАСТРОЙКАХ ПО УМОЛЧАНИЮ С ЧАСТОТОЙ ТАКТОВОГО СИГНАЛА 100 МГц и ЧАСТОТОЙ ТАКТОВОГО СИГНАЛА 160 МГц**

На прямую такой параметр как СПМ ФШ в документации не используется, но приведены значения SNR. СПМ ФШ и SNR связаны по формуле 1, соответственно, зная один из параметров мы можем получить второй.

Для оценки СПМ ФШ в качестве входного воздействия для ЦАП формируется direct digital synthesizer – цифровой вычислительный синтезатор (DDS), реализованной в ПЛИС CycloneV. DDS имеет 16-ти битный аккумулятор фазы и таблицу отсчетов синусоидального сигнала, содержащей 16384 16-ти битных отсчета.

В DDS формировались немодулированные сигналы с частотами 11, 13, 15, 20, 31 и 39 МГц при настройках ЦАП по умолчанию с частотой тактового сигнала 100 МГц и немодулированные сигналы с частотами 39, 61, 78 МГц при включенном режиме интерполяции с коэффициентом 2 и тактовой частоте 160 МГц. После выхода ЦАП дополнительно устанавливается усилитель и фильтр нижних частот с полосой пропускания 48 МГц для снижения уровня продуктов преобразования высших порядков. Измерение СПМ ФШ при тактовой частоте 160 МГц проводилось без ФНЧ. Тактовые частоты и частоты для измерения были взяты из расчета дальнейшего применения в аппаратуре.

На анализаторе сигналов E5052 устанавливается полоса обзора в соответствии с измеряемым сигналом, IF Gain = 20 дБ, усреднение 16. Значение измерялось на отстройке 100 кГц. Схема измерений показана на рисунке 1.

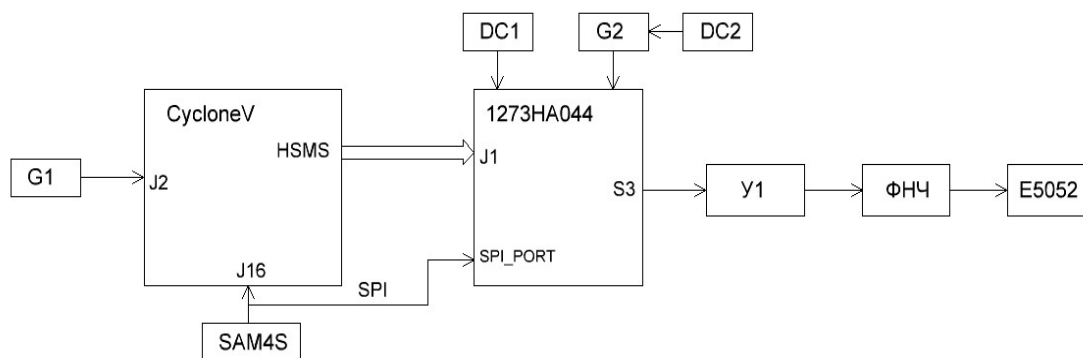


Рис. 1. Схема подключения изделия для проведения измерений спектральной плотности мощности фазовых шумов

На рисунке 1 приняты следующие обозначения CycloneV – плата демонстрационная с ПЛИС; 1273HA044 – плата демонстрационная с ЦАП 1273HA044; DC1 – источник питания +3,3 В; G1 – внешний генератор для тактирования ПЛИС частотой 100-160 МГц; G2 – внешний генератор для тактирования ЦАП частотой 100 МГц; SPI – SPI-интерфейс для конфигурации АЦП и ПЛИС; У1 – усилитель 1324УВ9У1; ФНЧ – фильтр нижних частот 48 МГц; E5052 – анализатор сигналов E5052;

Результаты измерений представлены в таблице 1 и 2. На рисунках 2-9 представлены графики измерений.

Используя формулу (1) NSDDAC при тактовой частоте 100 МГц должна быть не хуже -152 дБпш/Гц и не хуже -154 дБпш/Гц при тактовой частоте 160 МГц. Расчетные значения удалось получить в КВ диапазоне при настройках ЦАП по умолчанию и тактовой частоте 100 МГц. При тактовой частоте 160 МГц и включенной интерполяции на 2 значения получились хуже расчетных из-за недостаточного уровня собственных шумов генератора на 160 МГц.

Таблица 1. СПМ ФШ при тактовой частоте 100 МГц

Частота настройки, МГц	11	13	15	20	31	39
СПМ ФШ, дБпш/Гц	-153	-158	-155	-150	-150	-148

Таблица 2. СПМ ФШ при тактовой частоте 160 МГц

Частота настройки, МГц	39	61	78
СПМ ФШ, дБпш/Гц	-138	-132	-132

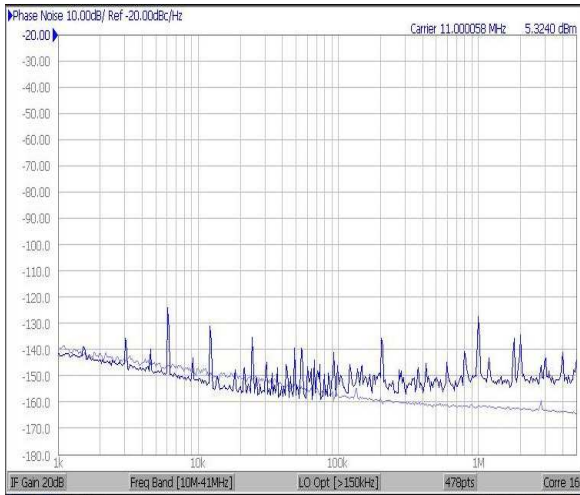


Рис. 2. Измерение СПМ ФШ на частоте 11 МГц при тактовой частоте 100 МГц

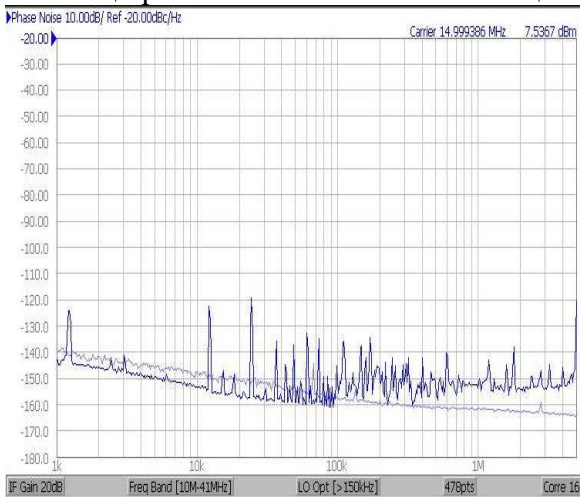


Рис. 4. Измерение СПМ ФШ на частоте 15 МГц при тактовой частоте 100 МГц

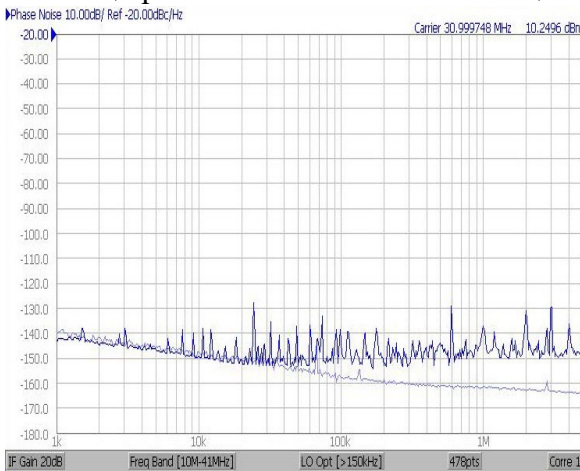


Рис. 6. Измерение СПМ ФШ на частоте 31 МГц при тактовой частоте 100 МГц

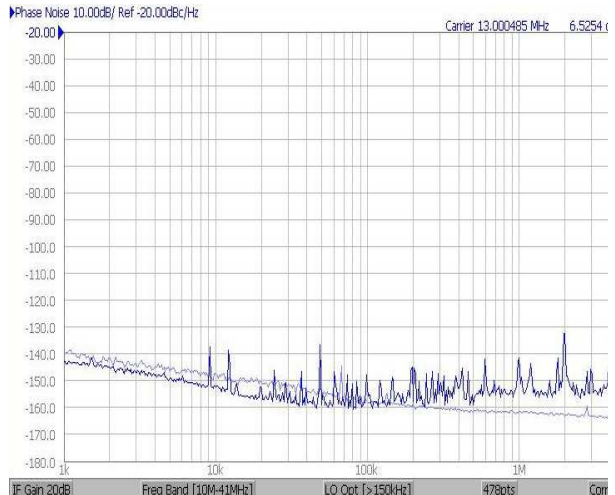


Рис. 3. Измерение СПМ ФШ на частоте 13 МГц при тактовой частоте 100 МГц

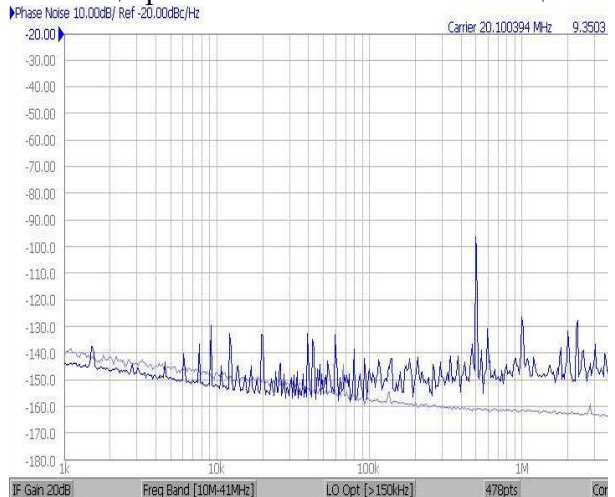


Рис. 5. Измерение СПМ ФШ на частоте 20 МГц при тактовой частоте 100 МГц

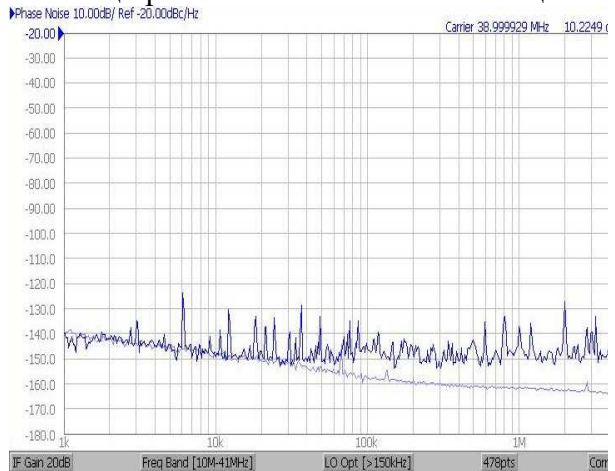


Рис. 7. Измерение СПМ ФШ на частоте 39 МГц при тактовой частоте 100 МГц



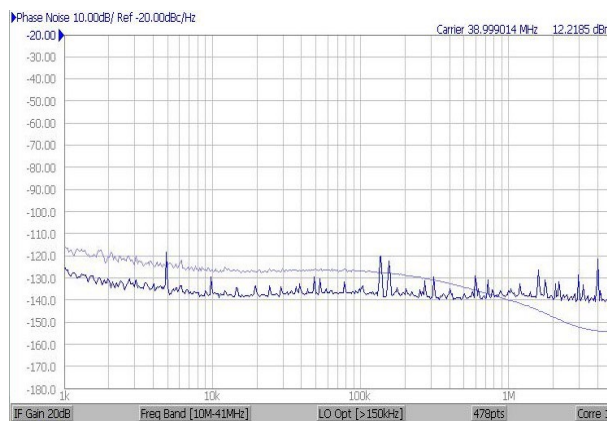


Рис. 8. Измерение СПМ ФШ на частоте 39 МГц при тактовой частоте 160 МГц

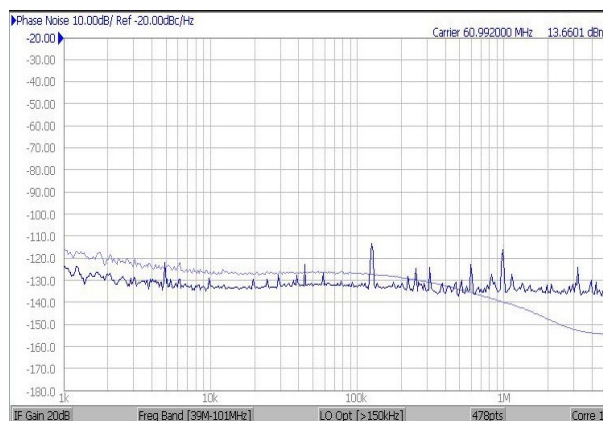


Рис. 9. Измерение СПМ ФШ на частоте 61 МГц при тактовой частоте 160 МГц

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных измерений установлено, что спектральная плотность мощности соответствует заявленным производителем. При использовании микросхемы особое внимание нужно обратить на источник тактового сигнала, потому что выбор источника с ФШ хуже применяемого ЦАП будет ограничивать ФШ всей системы.

Для реализации программы импортозамещения данную микросхему возможно применить для построения на ее основе цифро-аналоговых трактов для формирования сигналов в диапазоне КВ и СВ. Перед применением в изделиях следует рассмотреть ее доступность и сроки поставки.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр В. Быстродействующие 14-разрядные ЦАП с токовым выходом серии 1273 / В. Скляр, В. Горохов, Ю. Борисов, Д. Горбунов, С. Битюцких // Электронные компоненты. – 2009. – №2. – С.21-24.
2. Микросхемы интегральные 1273НА044. Руководство пользователя [Электронный ресурс] // URL: [https://niiet.ru/wp-content/uploads/2020/10/4.4.5.0\\_1273НА044\\_Преобразователь-И23.pdf](https://niiet.ru/wp-content/uploads/2020/10/4.4.5.0_1273НА044_Преобразователь-И23.pdf) (дата обращения: 09.03.2023).
3. Understanding Key Parameters for RF-Sampling Data Converters [Электронный ресурс] // URL: [https://www.xilinx.com/support/documentation/white\\_papers/wp509-rfsampling-data-converters.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/white_papers/wp509-rfsampling-data-converters.pdf) (дата обращения: 09.03.2023).

#### REFERENCES

1. Sklyar V. Bystrodeystvuyushchiye 14-razryadnyye TSAP s tokovym vykhodom serii 1273 / V. Sklyar, V. Gorokhov, YU. Borisov, D. Gorbunov, S. Bityutskikh // Elektronnyye komponenty. – 2009. – №2. – S.21-24
2. Mikroskhemy integral'nyye 1273NA044. Rukovodstvo pol'zovatelya [Elektronnyy resurs] // URL: [https://niiet.ru/wp-content/uploads/2020/10/4.4.5.0\\_1273NA044\\_Preobrazovatel'-I23.pdf](https://niiet.ru/wp-content/uploads/2020/10/4.4.5.0_1273NA044_Preobrazovatel'-I23.pdf) (data obrashcheniya: 09.03.2023)
3. Understanding Key Parameters for RF-Sampling Data Converters [Электронный ресурс] // URL: [https://www.xilinx.com/support/documentation/white\\_papers/wp509-rfsampling-data-converters.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/white_papers/wp509-rfsampling-data-converters.pdf) (дата обращения: 09.03.2023).

## ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ

Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

**Аннотация.** Рассматриваются поляризационные характеристики отражающей активной метаповерхности, формирующей рассеянные сигналы линейной и круговой поляризации в X-диапазоне. Описана отражающая ячейка, способная изменять поляризацию рассеянных сигналов с помощью переключающих диодов. Приведена конструкция группового радиолокационного отражателя, задающая фазовый сдвиг рассеянных волн с ортогональными состояниями круговой поляризации при облучении волнами линейной поляризации.

**Ключевые слова:** метаповерхность, отражающая ячейка, киральная структура, СВЧ диод.

## APPLICATION OF AN ACTIVE METASURFACE WITH POLARIZATION TRANSFORMATION IN THE CONSTRUCTION OF A RADAR REFLECTOR

E.L. Shoshin

Surgut state University of KХMAO-Yugra, Surgut, Russia

**Abstract.** The polarization characteristics of the reflecting active metasurface forming scattered signals of linear and circular polarization in the X-band are considered. A reflecting cell capable of changing the polarization of scattered signals using switching diodes is described. The design of a group radar reflector is given, which sets the phase shift of scattered waves with orthogonal states of circular polarization when irradiated with linear polarization waves.

**Keywords:** metasurface, reflecting cell, chiral structure, microwave diode.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологии формирования метаповерхностей, как искусственных объектов субволнового размера, позволяет достигнуть физические свойства, превосходящие свойства натуральных материалов [1-2]. При СВЧ облучении метаповерхности состояние поляризации рассеянной волны будет связано с физическими свойствами отражающих ячеек, а также их положением, размером, структурой и материалом, поэтому метаповерхность можно рассматривать как преобразователь поляризации [3]. Метаповерхности, реализованные с активными компонентами, способны выполнять функции рассеяния и пропускания [4-5]. В качестве активных компонентов используют СВЧ диоды, MEMS, графен, материалы с фазовым переходом [6-7]. Активные метаповерхности с преобразованием поляризации (АМПП) могут использоваться для настройки поляризованных антенн и преобразования поляризации падающих волн [8-9].

Целью исследования является анализ активной метаповерхности с преобразованием поляризации и её применение в составе радиолокационного отражателя.

## 2. АКТИВНАЯ ОТРАЖАЮЩАЯ МЕТАПОВЕРХНОСТЬ X-ДИАПАЗОНА

Рассмотрим отражающую АМПП, использующую управляющие СВЧ диоды при рассеянии в X-диапазоне. Будем полагать, что падающая электромагнитная волна падает вдоль направления Z на АМПП, оптические оси которой расположены вдоль направлений X и Y (рис.1). Управление состоянием p-i-n диодов и киральная структура отражающей ячейки метаповерхности позволяют получить преобразование линейной поляризации облучающей волны в круговую или линейную поляризацию отражённой волны.

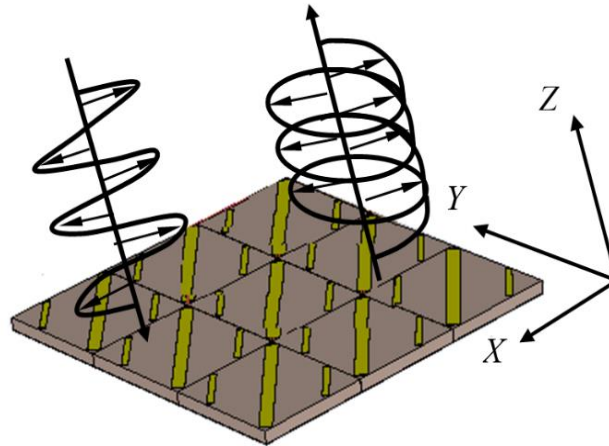


Рис. 1. Преобразование поляризации АМПП

При облучении метаповерхности вектор напряженности рассеянного сигнала  $E_p$  связан с падающим  $E_n$  при помощи матрицы коэффициентов

$$E_p = S \cdot E_n, \quad (1)$$

$$S = \begin{vmatrix} R_{xx} & R_{xy} \\ R_{yx} & R_{yy} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где  $R_{xx}$  и  $R_{yy}$  - коэффициенты согласованного поляризованного отражения x- и y-поляризованных волн;  $R_{xy}$  и  $R_{yx}$  - коэффициенты отражения волн с перекрестной поляризацией. Анизотропия метаповерхности по осям X и Y при рассеянии приводит к разному фазовому сдвигу компонент x и y. Когда  $\arg R_{xx} - \arg R_{yy} = \pm 90^\circ$  и  $|R_{xx}| = |R_{yy}|$  рассеянная волна имеет круговую поляризацию, а когда  $\arg R_{xx} - \arg R_{yy} = 0$  и  $|R_{xx}| \neq |R_{yx}|, |R_{xy}|$ , рассеянная волна имеет линейную поляризацию такую же, что и облучающего сигнала.

На рис.2 приведена структура отражающей ячейки, включающая в себя подложку F4B ( $\epsilon=2.65$ ,  $\text{tg}\delta=0.001$ ), металлизированную с одной стороны и киральную структуру в форме полосок и 4 p-i-n диодов. Управляющие диоды используются для замыкания полосок и перераспределения поверхностного тока для управления состоянием преобразования поляризации.

Структура отражающая ячейки АМПП было исследована с использованием CST Microwave Studio. Плоскость поляризации падающей волны задавалась равной направлениям X и Y. Диапазон частот при моделировании составил от 9 до 12 ГГц. Состояния включения-выключения диодов были заданы резисторами. На рис.3 показаны

частотные зависимости коэффициентов отражения ячейки при включенном и выключенном состоянии управляющих диодов и различной толщины подложки.

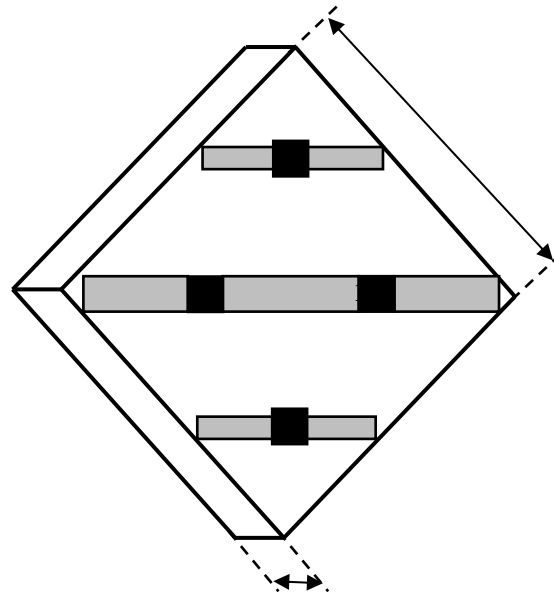
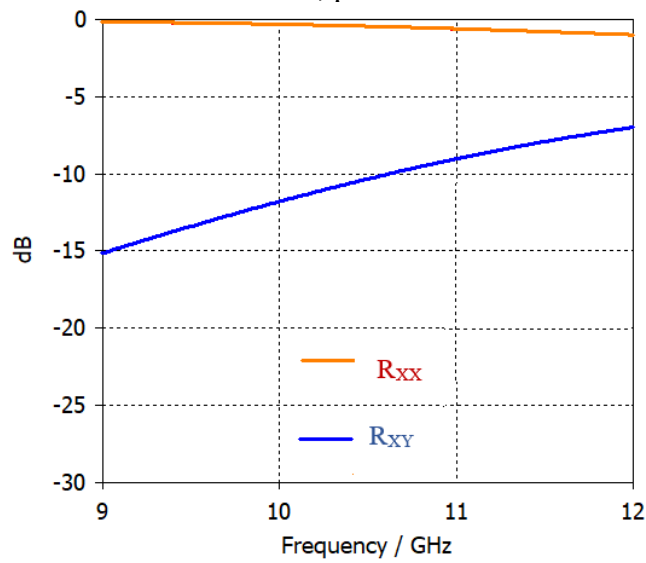


Рис. 2. Отражающая ячейка:  
 $L=9.6$  мм,  $w=3$  мм и 6 мм, ширина 1-й полоски=1 мм,  
 ширина 2-й полоски=0.6 мм, длина 1-й полоски=13.5 мм,  
 длина 2-й полоски=5.6 мм, р-і-n – СВЧ диоды ВА585.



a)

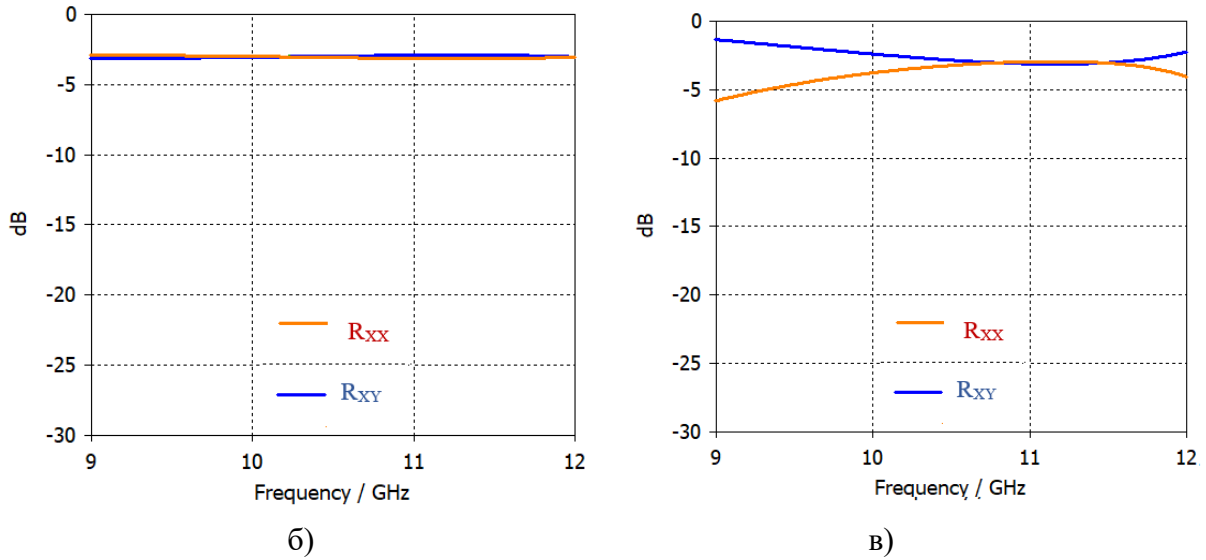


Рис.3. Частотные зависимости коэффициентов отражения  $R_{xx}$  и  $R_{xy}$ :

а) диоды выключены; б) диоды включены и  $w=3$  мм,

в) диоды включены и  $w=6$  мм.

На рис.4 показана фаза отражения  $x$  и  $y$  компоненты отражённого сигнала и разность фаз между ними, полученные в результате моделирования.

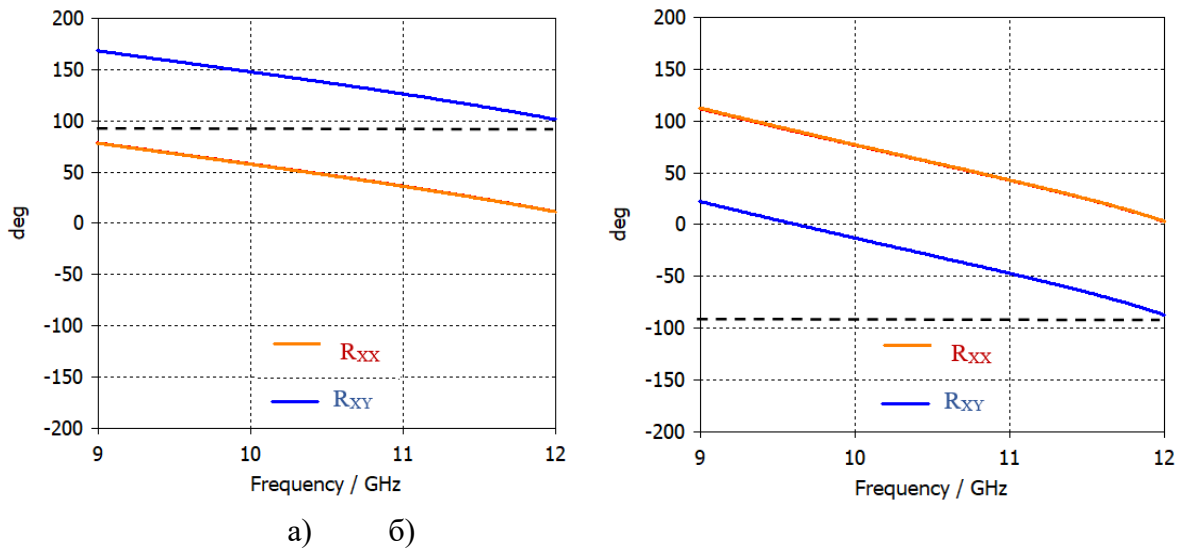


Рис. 4. Зависимости фаз отражённых сигналов и их разности от частоты:

а) диоды включены и  $w=3$  мм, б) диоды включены и  $w=6$  мм.

При поляризационном анализе будем использовать коэффициент поляризационной трансформации линейной поляризации

$$PCR = \frac{R_{xy}^2}{R_{xy}^2 + R_{xx}^2}, \quad (3)$$

и осевое отношение

$$AE = \operatorname{tg}\left(0.5 \arcsin\left(\frac{2|E_x||E_y|\sin \Delta\varphi}{E_x^2 + E_y^2}\right)\right). \quad (4)$$

На рис.5 приведены частотные зависимости параметров АЕ и PCR, свидетельствующие, что PCR в полосе рабочих частот не превышает 20%, при этом падающая волна линейной поляризации трансформируется в рассеянную волну той же

поляризации. По своим свойствам АМПП при выключенных СВЧ диодах близка к поляризационно-изотропной цели. При включенных СВЧ диодах поляризация рассеянного сигнала становится круговой (АЕ < 3 дБ). При толщине подложки 3 мм падающая радиоволна трансформируется в волну круговой поляризации правого направления вращения:  $\arg R_{xx} - \arg R_{yy} = 90^\circ$  (рис.4а), а при толщине подложки 6 мм трансформируется в волну левой круговой поляризации  $\arg R_{xx} - \arg R_{yy} = -90^\circ$  (рис.4б). Таким образом, отражающая АМПП позволяет её использовать в составе электрически управляемого радиолокационного отражателя.

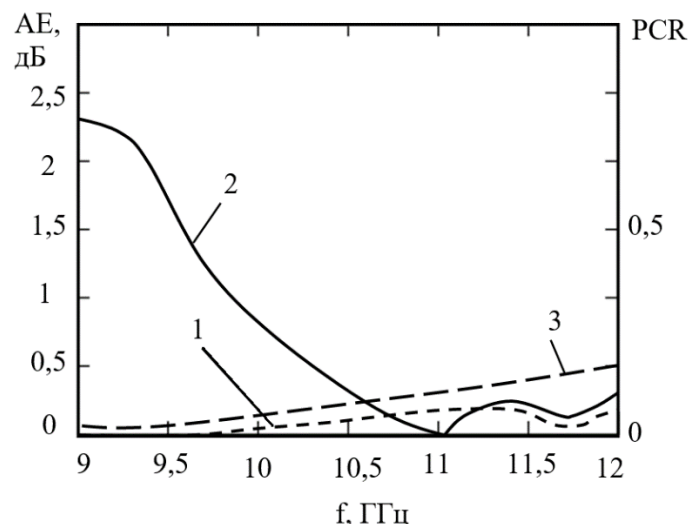


Рис. 5. Частотные зависимости АЕ и PCR:

- 1-АЕ, диоды включены при  $w=3$  мм; 2- АЕ, диоды включены при  $w=6$  мм;  
3-PCR, диоды выключены

### 3. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОТРАЖАТЕЛЬ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

На рис.6. приведена конструкция радиолокационного отражателя на основе линзы Люнеберга. При падении на отражатель плоские электромагнитные волны претерпевают концентрацию и фокусировку, что связано с выбранным законом изменения диэлектрической проницаемости линзы в радиальном направлении:

$$\varepsilon(r) = 2 - \left(\frac{r}{a}\right)^2, \quad (5)$$

где  $r$  – радиальная координата в сферической системе координат,  $a$  – радиус линзы. С целью упрощения технологии изготовления отражателя структуру линзы целесообразно разбивать на однородные слои со значениями диэлектрической проницаемости, позволяющими заменить непрерывный закон (5) ступенчатым.

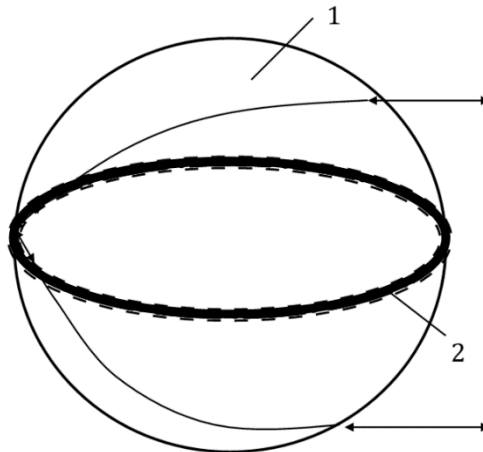


Рис. 6. Конструкция линзового отражателя с управляемыми поляризационными свойствами:  
1 – линза; 2 – АМПП.

Обратное рассеяние осуществляет АМПП, рассмотренная выше и отличающаяся тем, что её отражающие ячейки размещены вдоль экваториальной линии сферы. Рассеивающие свойства отражающей ячейки приведены на рис.7. и ограничены сектором углов рассеяния  $120^\circ$  по уровню  $-3$  дБ.

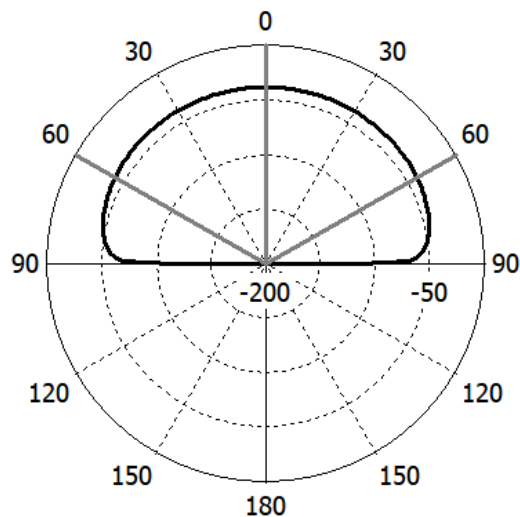


Рис. 7. Угловая диаграмма рассеяния отражающей ячейки

Управляя состоянием р-і-п диодов АМПП можно формировать линейную либо круговую поляризацию отражённой линзовым отражателем волны при облучении волной линейной поляризации. Поляризация рассеянных сигналов зависит от разбиения линзы отражателя на однородные диэлектрические слои. Согласно результатам моделирования линза из 6 слоев ( $\epsilon=1.16; 1.31; 1.46; 1.6; 1.77; 1.93$ ) при формировании волны круговой поляризации в диапазоне частот 9...12 ГГц вносит рассогласование  $\delta A_E \approx 0,5$  дБ. Использование подложки большей толщиной отражающей ячейки (3,2-3,5 мм) позволяет устранить рассогласование параметра  $A_E$ . При обратном рассеянии важное значение имеют омические потери, влияющие на эффективную поверхность рассеяния линзы [10]. Пенополистирол характеризуется малым весом, высокой коррозионной стойкостью, низкими омическими потерями, что позволяет его использовать при реализации линзового отражателя.

На рис.8 изображена конструкция группового отражателя, составленного из двух линзовых отражателей с ортогональными поляризациями рассеянных сигналов, фазовые

центры которых разнесены в азимутальной плоскости на расстояние  $d$ . Один из отражателей с АМПП формирует рассеянный сигнал правой круговой поляризации (П), а другой – левой круговой поляризации (Л) при облучении волной линейной поляризации. На частоте 10.75 ГГц (рис.5) осевое отношение рассеянных волн правой и левой круговой поляризации составляет  $\approx 0.1$  дБ.

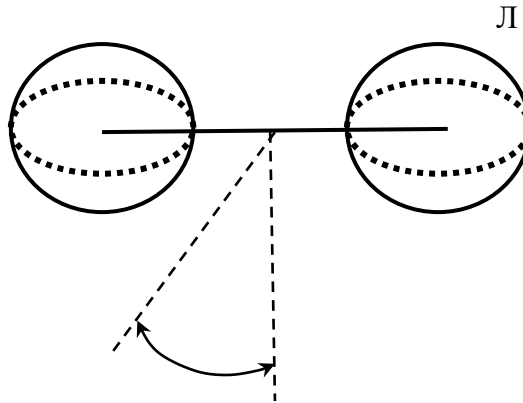


Рис. 8. Групповой радиолокационный отражатель

В силу линейности процесса рассеяния, суммарная матрица рассеяния двух отражателей в произвольном направлении зондирования может быть представлена в виде:

$$S = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\Delta\varphi} \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где  $\Delta\varphi$  - фазовый сдвиг между ортогональными кругополяризованными компонентами поля, отражённых линзовыми отражателями. В свою очередь фазовый сдвиг определяется:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \gamma, \quad (7)$$

где  $\gamma$  - угол, задающий направление радиолокационного зондирования.

Групповой радиолокационный отражатель (рис.8) может использоваться для калибровки поляриметра по параметру  $\Delta\varphi$  при радиолокационном зондировании под разными углами  $\gamma$ . Фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  согласно (7) периодически меняется в диапазоне  $0-360^\circ$ , а его крутизна изменения определяется расстоянием  $d$ .

В отличие от известной конструкции группового отражателя из двух уголкового отражателей с ортогональными линейными собственными поляризациями [11], групповой отражатель (рис.8) формирует рассеянное поле для любого из направлений радиолокационного зондирования в азимутальной плоскости. С тем, чтобы избежать затенения одного из отражателей, высоты подвеса линзовых отражателей следует выбрать разными при развёртывании на местности.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конструкция АМПП позволяет формировать в X-диапазоне рассеянные сигналы линейной и круговой поляризации при облучении волнами линейной поляризации. Управление киральной структурой АМПП при помощи СВЧ диодов приводит к переключению поляризации рассеянных сигналов.

Применение АМПП в составе линзовых радиолокационных отражателей позволяет управлять фазовым сдвигом рассеянных сигналов левой и правой круговой поляризации.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Han X., Xiaodong M., Huaiqing Z. Wave-thermal effect of a temperature-tunable terahertz absorber. *Opt. Express* 2021. No.29. Pp.38557-38566.
2. Ding F., Wang, Z., He S., Shalaev V.M., Kildishev A.V. Broadband high-efficiency half-wave plate: A supercell-based plasmonic metasurface approach. *ACS Nan.* 2015. No.9. Pp. 4111–4119.
3. Yamaguchi Y., Sato A., Boerner W.M., Sato R. Yamada H. Four-Component Scattering Power Decomposition With Rotation of Coherency Matrix. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 2011. No.49. Pp.2251–2258.
4. Bakshi S.C., Mitra D., Ghosh S. A Frequency Selective Surface Based Reconfigurable Resorber With Switchable Transmission/ Reflection Band. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2019. No18. Pp. 29–33.
5. Bakshi S.C., Mitra D., Teixeira F.L. Multifunctional Frequency Selective Resorber With Dual Mode and Continuous Tunability. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2021. No.69. Pp.5704–5715.
6. Zhang Y., Feng Y., Zhao J. Graphene-enabled tunable multifunctional metamaterial for dynamical polarization manipulation of broadband terahertz wave. *Carbon* 2020. No163. Pp.244–252.
7. Song Z., Zhang J. Achieving broadband absorption and polarization conversion with a vanadium dioxide metasurface in the same terahertz frequencies. *Opt. Express* 2020. No.28. Pp.12487–12497.
8. Li W., Xia S., He B., Chen J., Shi H., Zhang A., Li Z., Xu Z. A Reconfigurable Polarization Converter Using Active Metasurface and Its Application in Horn Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. No.64. Pp.5281–5290.
9. Barati Sedeh H., Salary M.M., Mosallaei H. Active Multiple Access Secure Communication Enabled by Graphene-Base Time-Modulated Metasurfaces. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2022. No.70. Pp.664–679.
10. Шошин Е.Л. Радиооптический линзовый отражатель-излучатель. *Известия вузов. Приборостроение.* 2021. Т.64. №3. С.226-233.
11. Бадулин Н.Н., Гулько В.Л., Масалов Е.В. Внешняя калибровка радиолокационных поляриметров с использованием пассивных отражателей. *Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника.* Т.29. №11. С.81-82.

## REFERENCES

1. Han X., Xiaodong M., Huaiqing Z. Wave-thermal effect of a temperature-tunable terahertz absorber. *Opt. Express* 2021. No.29. Pp.38557-38566.
2. Ding F., Wang, Z., He S., Shalaev V.M., Kildishev A.V. Broadband high-efficiency half-wave plate: A supercell-based plasmonic metasurface approach. *ACS Nan.* 2015. No.9. Pp. 4111–4119.
3. Yamaguchi Y., Sato A., Boerner W.M., Sato R. Yamada H. Four-Component Scattering Power Decomposition With Rotation of Coherency Matrix. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 2011. No.49. Pp.2251–2258.
4. Bakshi S.C., Mitra D., Ghosh S. A Frequency Selective Surface Based Reconfigurable Resorber With Switchable Transmission/ Reflection Band. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2019. No18. Pp. 29–33.
5. Bakshi S.C., Mitra D., Teixeira F.L. Multifunctional Frequency Selective Resorber With Dual Mode and Continuous Tunability. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2021. No.69. Pp.5704–5715.

6. Zhang Y., Feng Y., Zhao J. Graphene-enabled tunable multifunctional metamaterial for dynamical polarization manipulation of broadband terahertz wave. *Carbon* 2020. No.163. Pp.244–252.
7. Song Z., Zhang J. Achieving broadband absorption and polarization conversion with a vanadium dioxide metasurface in the same terahertz frequencies. *Opt. Express* 2020. No.28. Pp.12487–12497.
8. Li W., Xia S., He B., Chen J., Shi H., Zhang A., Li Z., Xu Z. A Reconfigurable Polarization Converter Using Active Metasurface and Its Application in Horn Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. No.64. Pp.5281–5290.
9. Barati Sedeh H., Salary M.M., Mosallaei H. Active Multiple Access Secure Communication Enabled by Graphene-Base Time-Modulated Metasurfaces. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2022. No.70. Pp.664–679.
10. Shoshin E.L. Radio-optical lens reflector-emitter. *Izvestia Vyzov. Priborostroenie.* 2021. Vol.64. No. 3. Pp.226-233.
11. Badulin N.N., Gulko V.L., Masalov E.V. External calibration of radar polarimeters using passive reflectors. *Izv. vyzov of MV and SSO of the USSR. Radioelectronics.* Vol.29. No. 11. Pp.81-82.

## ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Д. А. Куан<sup>1</sup>, А.В. Долматов<sup>2</sup>, Н. В. Туан<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Университет Хунг Вуонг, Фу-Тхо, Вьетнам

<sup>2</sup>МИРЭА Российский технологический университет, Москва, Россия

**Аннотация.** В статье представлен метод электрической диагностики, позволяющий определить катастрофические дефекты (обрыв, короткое замыкание) в электрических схемах радиоэлектронных устройств. Данный метод основан на моделировании электрических процессов и использовании алгоритма машинного обучения при обработке данных. Для распознавания дефектов используются искусственные нейронные сети (ИНС), причем обучение ИНС осуществляется еще на этапах схемотехнического моделирования с применением программ анализа электрических процессов. В данной работе представлен результат применения разработанного метода для диагностирования электрической аналоговой схемы стабилизатора напряжения.

**Ключевые слова:** радиоэлектронное устройство, алгоритм Кохонена, электрическая схема, вход-выходная характеристика, контрольная точка, база данных неисправностей.

## APPLICATION OF THE KOHONEN METHOD IN SOLVING THE PROBLEM OF ELECTRICAL DIAGNOSTICS OF PRINTED ASSEMBLIES

Dao Anh Quan<sup>1</sup>, A.V. Dolmatov<sup>2</sup>, N. V. Tuan<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Hung Vuong University, Fu-Tho, Vietnam

<sup>2</sup>MIREA Russian Technological University, Moscow, Russia

**Abstract.** The article presents a method of electrical diagnostics that allows to determine catastrophic defects (breakage, short circuit) in the electrical circuits of radio-electronic devices. This method is based on the modeling of electrical processes and the use of a machine learning algorithm in data processing. Artificial neural networks (ANNs) are used to recognize defects, and ANNs training is carried out even at the stages of circuit modeling using electrical process analysis programs. This paper presents the result of the application of the developed method for diagnosing the electrical circuit of a voltage stabilizer.

**Keywords:** printed circuit board, Kohonen's algorithm, electrical circuit, input-output characteristic, control point, fault databases.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Радиоэлектронные устройства (РТУ) являются сложным объектом диагностирования, как с точки зрения схемотехнической реализации, так и с точки зрения конструктивного исполнения. Постоянная микроминиатюризация, повышение функциональной насыщенности и конструктивной сложности приводят к увеличению вероятности возникновения таких катастрофических дефектов, как обрывы и короткие замыкания, которые не всегда удается выявить с использованием имеющихся методов и средств. Распознавание таких дефектов играет ключевую роль в обеспечении высоких показателей надежности РТУ.

Для решения задачи диагностирования РТУ на наличие катастрофических дефектов разработан метод электрической диагностики, основанный на анализе электрических характеристик РТУ и использовании искусственных нейронных сетей (ИНС). Анализ электрических характеристик проводится в статическом или частотном и динамическом режиме (в зависимости от функций РТУ и используемой элементной базы). В данной работе для диагностирования схемы стабилизатора напряжения было проведено исследование ее в статическом режиме. Процесс обработки расчетных данных осуществляется на основе применения алгоритма машинного обучения Кохонена. В результате получена диагностическая модель рассматриваемой схемы.

## 2. МЕТОД ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ

Графическая интерпретация предполагаемого метода электрической диагностики РТУ представлена в виде IDEF0-нотации на рисунке 1. Реализация данного метода диагностики предполагает три этапа:

1. Построение схмотехнической модели РТУ и моделирование электрических процессов в различных технических состояниях РТУ;
2. Создание базы данных неисправностей, построение и обучение ИНС;
3. Проведение физических испытаний РТУ для оценки их технического состояния.

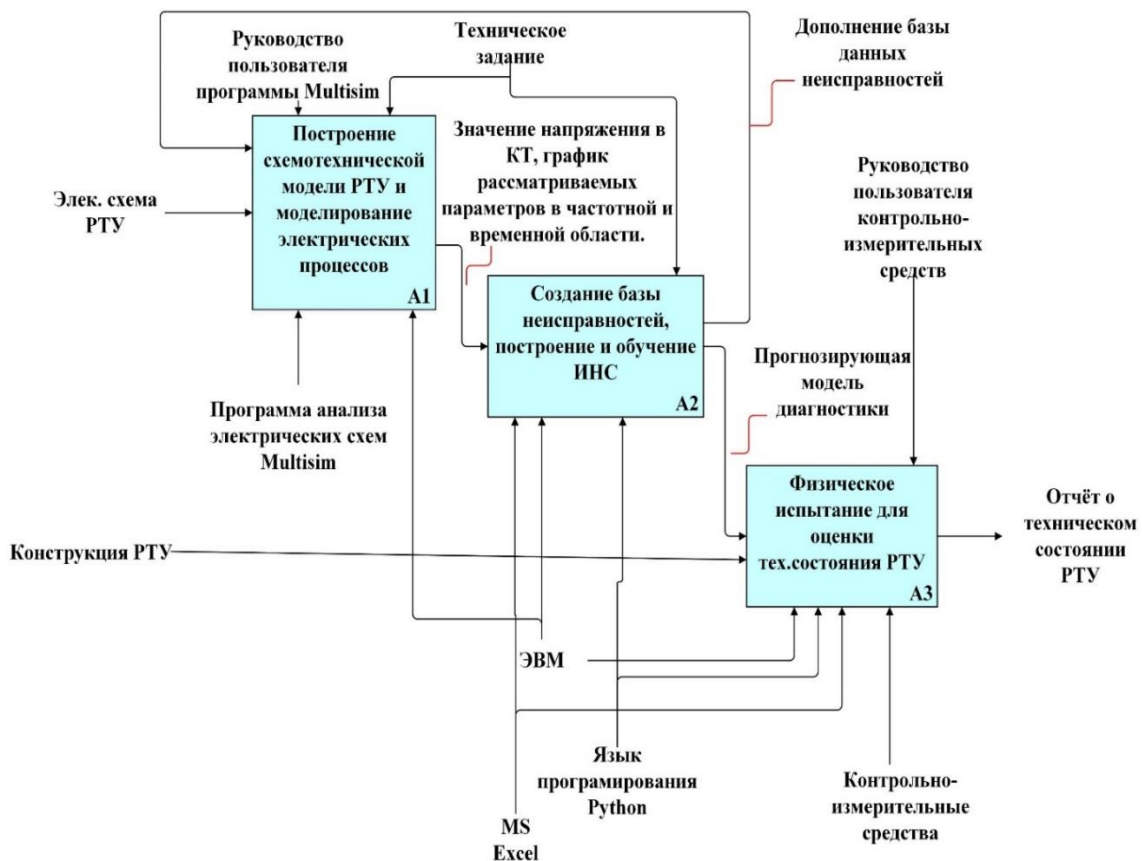


Рис. 1. Структура разработанного метода электрической диагностики.

Модель электрической схемы объекта исследования создаётся с помощью программного обеспечения схмотехнического моделирования NI Multisim [4]. В результате моделирования рассчитываются значения напряжения в выбранных контрольных точках (КТ) при различных технических состояниях (в исправном состоянии и в неисправных состояниях при внесении в модель электрической схемы заранее определенных видов дефектов).

На втором этапе моделируемые значения напряжения в контрольных точках при различных технических состояниях используются для формирования базы неисправностей РТУ. При этом применяется метод анализа Монте-Карло для формирования диапазона допустимых значений характеристик электрических схем с учетом технологических разбросов параметров реальных электрических схем РТУ по закону нормального распределения [3].

Обработка информации в базе данных неисправностей осуществляется с применением алгоритм Кохонена (самоорганизующаяся карта Кохонена) [1, 2]. Для реализации данного алгоритма применяется язык программирования Python.

В результате формируется диагностическая модель, которая используется для распознавания технического состояния РТУ.

### 3. ДИАГНОСТИРОВАНИЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ

Разработанный метод был применен для диагностирования электрической схемы стабилизатора напряжения, модель которого в среде NI Multisim представлена на рисунке 2.

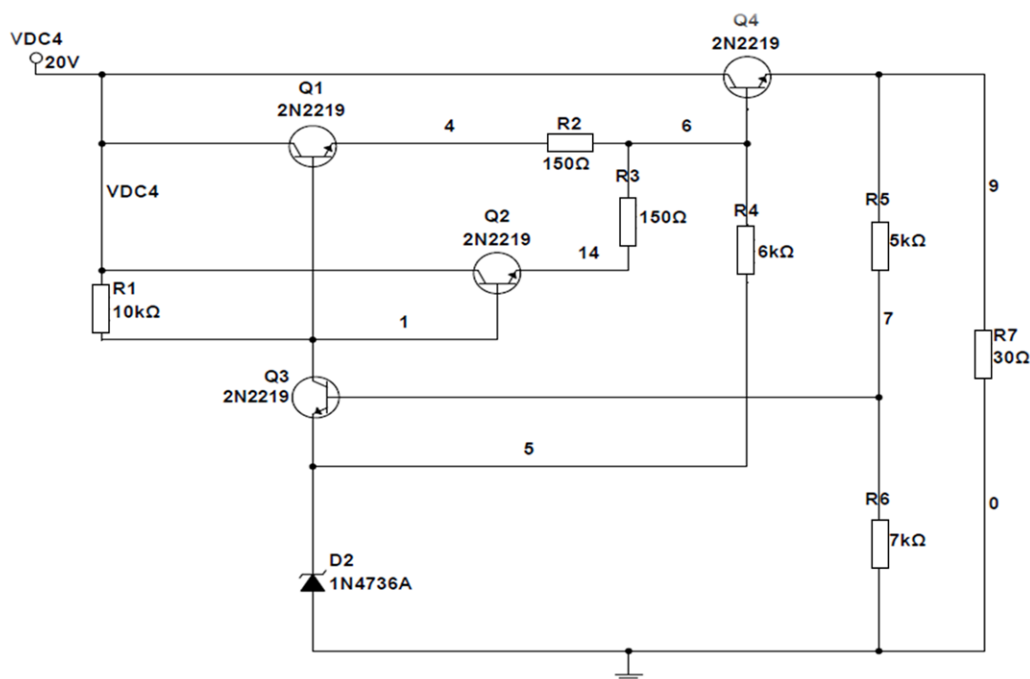


Рис. 2. Схемотехническая модель стабилизатора напряжения в среде NI Multisim.

Определение входных воздействий в статическом режиме осуществляется путем анализа вход-выходной характеристики схемы. Для схемы стабилизатора напряжения результат анализа показан на рисунке 3.

Для данной работы в качестве входных воздействий было выбрано значение входного напряжения 20 В. Моделирование электрических процессов проведено в шести технических состояниях:

- 1) исправное состояние,
- 2) обрыв R1,
- 3) короткое замыкание R1,
- 4) короткое замыкание R4,
- 5) короткое замыкание базы-эмиттера Q2,
- 6) короткое замыкание база-коллектора Q2.

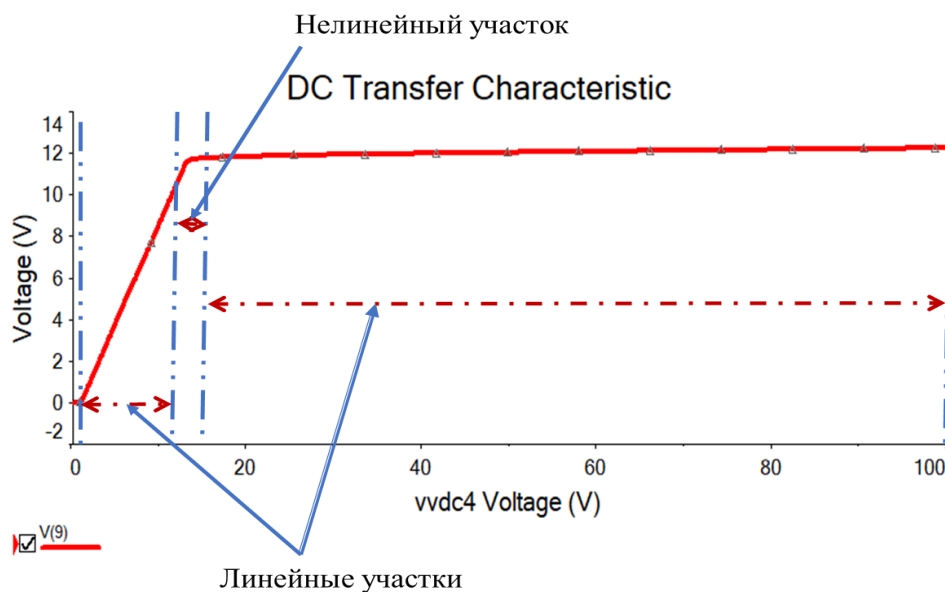


Рис. 3. Вход-выходная характеристика стабилизатора

Фрагмент базы данных неисправностей со значениями электрических напряжений в контрольных точках представлен в таблице 1. Размер базы данных неисправностей составляет в  $600 \times 7$ , где 600 – число векторов данных, а 7 – число контрольных точек.

Таблица 1. Фрагмент базы данных неисправностей

Контрольные точки № п/п	1	2	3	4	5	6	7
1	13,14	12,53	6,28	12,46	6,89	11,84	12,53
2	13,04	12,31	6,28	12,35	6,89	12,05	12,56
3	0,02	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,01
4	0,02	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,01
5	13,33	13,23	6,28	12,43	6,89	12,06	12,67
...	...	...	...	...	...	...	...
595	14,21	13,31	6,38	6,38	3,33	5,78	13,41
596	13,19	12,62	6,28	12,48	6,89	11,47	12,59
597	12,60	12,25	6,28	12,19	6,89	11,71	12,90
598	13,41	12,79	6,27	12,59	6,85	11,76	12,18
599	13,45	12,71	6,27	12,49	6,86	11,40	12,72
600	11,37	11,16	6,26	11,24	6,46	10,80	11,48

Для обработки данных в базе неисправностей по разработанному методу предполагается применение алгоритма машинного обучения Кохонена. Результат его применения представлен на рисунке 4.

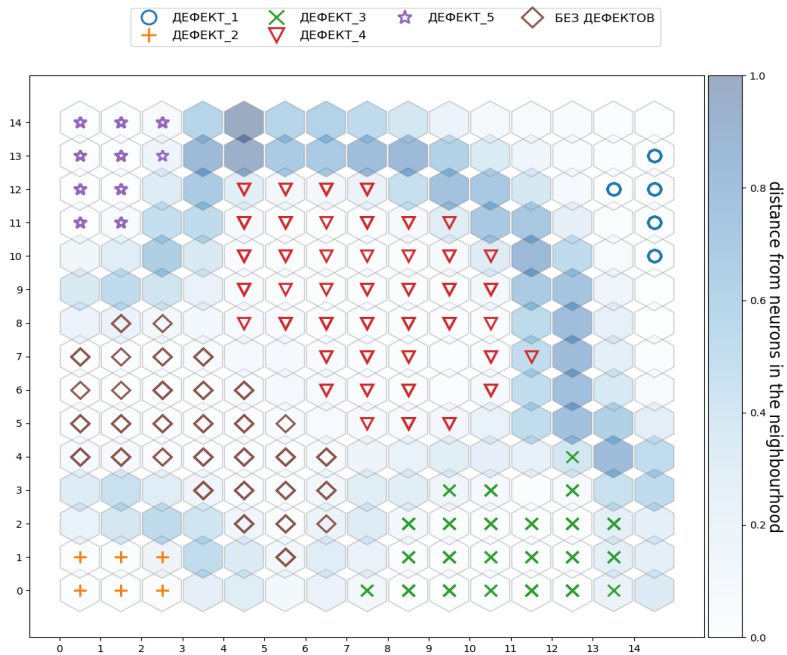


Рис. 4. Результат кластеризации на основе карты Кохонена.

После обучения ИНС полученная диагностическая модель используется для определения технического состояния реального РТУ по измеренным значениям электрических характеристик в текущий момент времени. При проведении измерений (рисунок 5) были получены значения напряжений в контрольных точках реальной схемы РТУ, которые используются в качестве входных векторов сети Кохонена. Тестовые векторы, соответствующие пяти техническим состояниям, показаны в таблице 2.



Рис. 5. Экспериментальное исследование схемы стабилизатора.



Таблица 2. Тестовые векторы для определения технического состояния стабилизатора напряжения в статическом режиме

x_test_1	13,20	12,52	6,28	12,67	6,89	11,82	12,52
x_test_2	0,02	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,01
x_test_3	14,22	13,32	6,38	6,38	3,43	5,79	13,42
x_test_4	12,97	12,79	6,27	12,23	6,86	11,94	12,36
x_test_5	6,32	20,00	6,31	20,00	6,98	19,34	20,00

Результаты распознавания технического состояния стабилизатора напряжения по характерным входным векторам представлены на рис. 6.

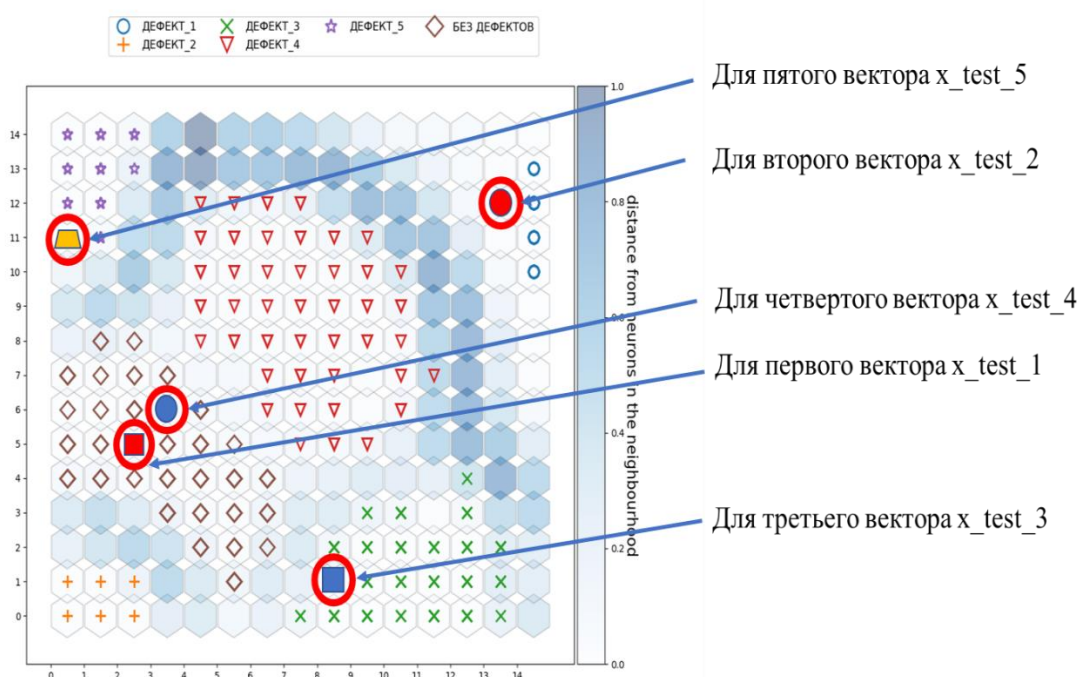


Рис. 6. Результат распознавания технического состояния по характерным векторам.

Из результатов классификации видно, что все тестовые векторы однозначно идентифицируются. В данном случае достоверность работы полученной модели составляет 90%.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описано применение электрического метода диагностирования РТУ на примере электрической схемы стабилизатора напряжения. Результаты исследования показали, что применение алгоритма Кохонена при обработке данных позволяет успешно решать задачу определения технического состояния РТУ. В данном случае достоверность полученной модели составляет 90%.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Валяев Е.А. Нейросетевой каскад на основе самоорганизующихся карт Кохонена. // Сборник избранных статей по материалам научных конференций ГНИИ «НАЦРАЗВИТИЕ». – СПб.: ГНИИ «Нацразвитие», 2019, ч.2. – с. 192-204.
2. Хайкин С. Нейронные сети – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с.



3. Увайсов. С. У, Черноверская. В. В, Ань Куан Дао, Ван Туан Нгуен. Алгоритм Кохонена в задачах классификации конструктивных дефектов печатных узлов // Российский технологический журнал, том 9, номер 4 (2021). – с. 98-112.
4. Шестеркин. А. Н. Графическая среда проектирования электронных схем Multisim. Описание системы. – Рязань: РГРТУ, 2012.– 192 с.

#### REFERENCES

1. Valyaev E.A. Neural network cascade based on self-organizing Kohonen maps. // A collection of selected articles based on the materials of scientific conferences of the GNI "NATIONAL DEVELOPMENT." – St. Petersburg: GNI "National Development", 2019, part 2 – Pp. 192-204.
2. Haikin S. Neural Networks: Full Course. M.: Williams; 2006. 1104 p.
3. Uvaysov S.U., Chernoverskaya V.V., Dao An Kuan, Nguyen Van Tuan. Kohonen' s algorithm in problems of classification of defects in printed circuit assemblies // Russian Technological Journal, 2021, Vol. 9, No. 4/ – Pp. 98-112.
4. Shesterkin. A.N. Multisim Electronic Design Graphics Environment. System description: reference book: textbook - Ryazan: RGRTU, 2012. – 192 p.

## ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СШП- ИМПУЛЬСОВ

А. С. Величкина, А.Е. Елфимов, Г. К. Усков

Воронежский Государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе предложено использовать для изучения параметров сверхширокополосных импульсов программно-аппаратный комплекс, созданный по принципам объектно-ориентированного программирования и написанным на ПО, находящимся в свободном доступе. Исследована зависимость амплитуд и длительностей импульсов квазигауссовской формы от напряжений питания в схеме формирования на основе диодов с накоплением заряда.

**Ключевые слова:** программно-аппаратный комплекс, СШП-импульсы, автоматизированные измерения.

## SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX FOR AUTOMATED MEASUREMENT OF UWB PULSES PARAMETERS

A.S. Velichkina, A. E. Elfomov, G. K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper proposes to use to study the parameters ultra-wideband pulses software and hardware complex created by principles of object-oriented programming and written in software, freely available. The dependence of the amplitudes and durations of quasi-Gaussian pulses on the supply voltages in the circuit formations based on diodes with charge accumulation.

**Keywords:** software and hardware complex, UWB pulses, automated measurements.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Известным в литературе методом формирования сверхширокополосных (СШП) импульсов является использование схем с диодами с накоплением заряда (ДНЗ) [1-3]. Параметры генерируемых такими устройствами импульсов зависят от запускающего прямоугольного импульса и напряжений питания: накачки заряда и его рассасывания.

Моделирование параметров результирующего импульса по параметрам генератора и напряжениям питания не всегда дает точный результат. Поэтому является интересным экспериментальное исследование выходных параметров генераторов в большом диапазоне питающих напряжений с небольшим шагом изменения этих напряжений. Из-за большого количества однотипных измерений сделать их без автоматизированных средств является проблематичным. Поэтому в работе предложен программный комплекс, позволяющий проводить большое количество измерений и представлять их результаты в графическом виде.

Измерительный комплекс позволяет получить данные об амплитудах и длительностях СКИ на выходе измеряемого генератора при всевозможных напряжениях накачки и рассасывания. Эти данные позволяют программно задать необходимую амплитуду или длительности для генератора и получить импульс с заданными характеристиками на выходе, не производя ручной подстройки напряжений.

## 2. УСТРОЙСТВО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА

Принцип работы программно-аппаратного комплекса заключается в следующем. Управляемый блок питания (БП) Rigol DP832A подает напряжения от 5 В до 28 В по двум каналам БП: первый отвечает за напряжения положительной полярности, а второй за напряжения отрицательной полярности. Они изменяются от 5 В до 28 В с шагом 0.25 В. Эти напряжения отвечают за накопление и рассасывание заряда в схеме формирователя СКИ на ДНЗ. Параметры импульса измеряются с помощью стробоскопического осциллографа DCA-X 8600D и анализируются на ЭВМ. В качестве генератора прямоугольных запускающих импульсов используется Agilent 81104A. Все управляемые устройства были объединены в локальную сеть с помощью switch-маршрутизатора D-Link DES-1005D. Управление устройствами осуществлялось по протоколу VISA с помощью SCPI-команд. Блок-схема с архитектурой аппаратно-программного комплекса показана на рис. 1.

Консольное приложение для автоматизированных измерений разработано на языке программирования Python (v 3.10) с использованием библиотек PyVISA (v.1.12.0) [4], NumPy (v.1.23) [5] и Matplotlib (v3.6.3) [6]. Все указанные инструменты распространяются свободно, что позволяет избежать зависимости от закрытых архитектур и возможного санкционного блокирования доступа к ним.

Программная архитектура комплекса разрабатывалась в соответствии с принципами объектно-ориентированного программирования (ООП). Данный подход позволяет масштабировать систему и добавлять новые функции и методы без изменения общей архитектуры ПО. Структура классов приведена на рис. 2.

Использование такой архитектуры ПО позволяет сделать комплекс перестраиваемым для работы с другими формами импульсов, такими как моноциклы или дуплеты Гаусса. Такие сигналы могут быть сформированы с использованием генераторов СКИ на ДНЗ и сумматоров конструкции Уилкинсона [7].

## 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

После проведения нескольких экспериментальных циклов, содержащих порядка 17 тысяч измерений были получены двумерные диаграммы зависимостей амплитуд и длительностей импульсов различных полярностей от напряжений накачки и рассасывания. Они приведены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

Полученные результаты можно использовать для автоматизированной настройки генератора для формирования импульсов с нужной амплитудой и длительностью.

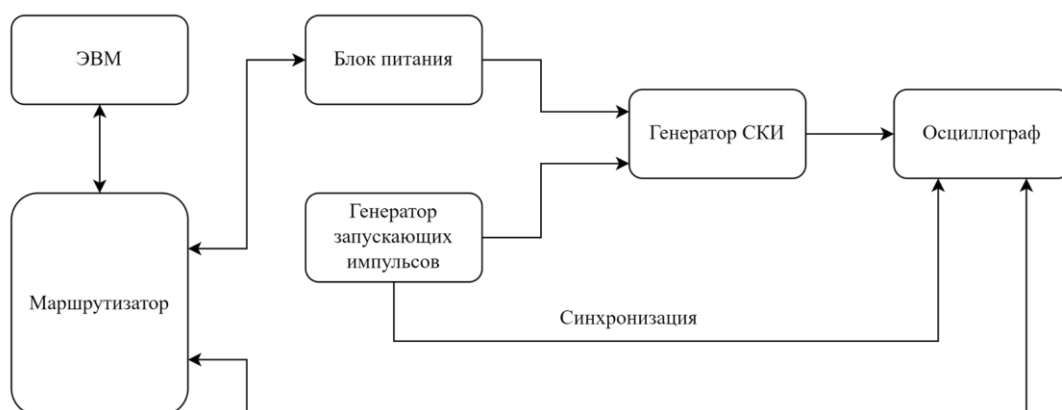


Рис. 1. Архитектура программно-аппаратного комплекса.

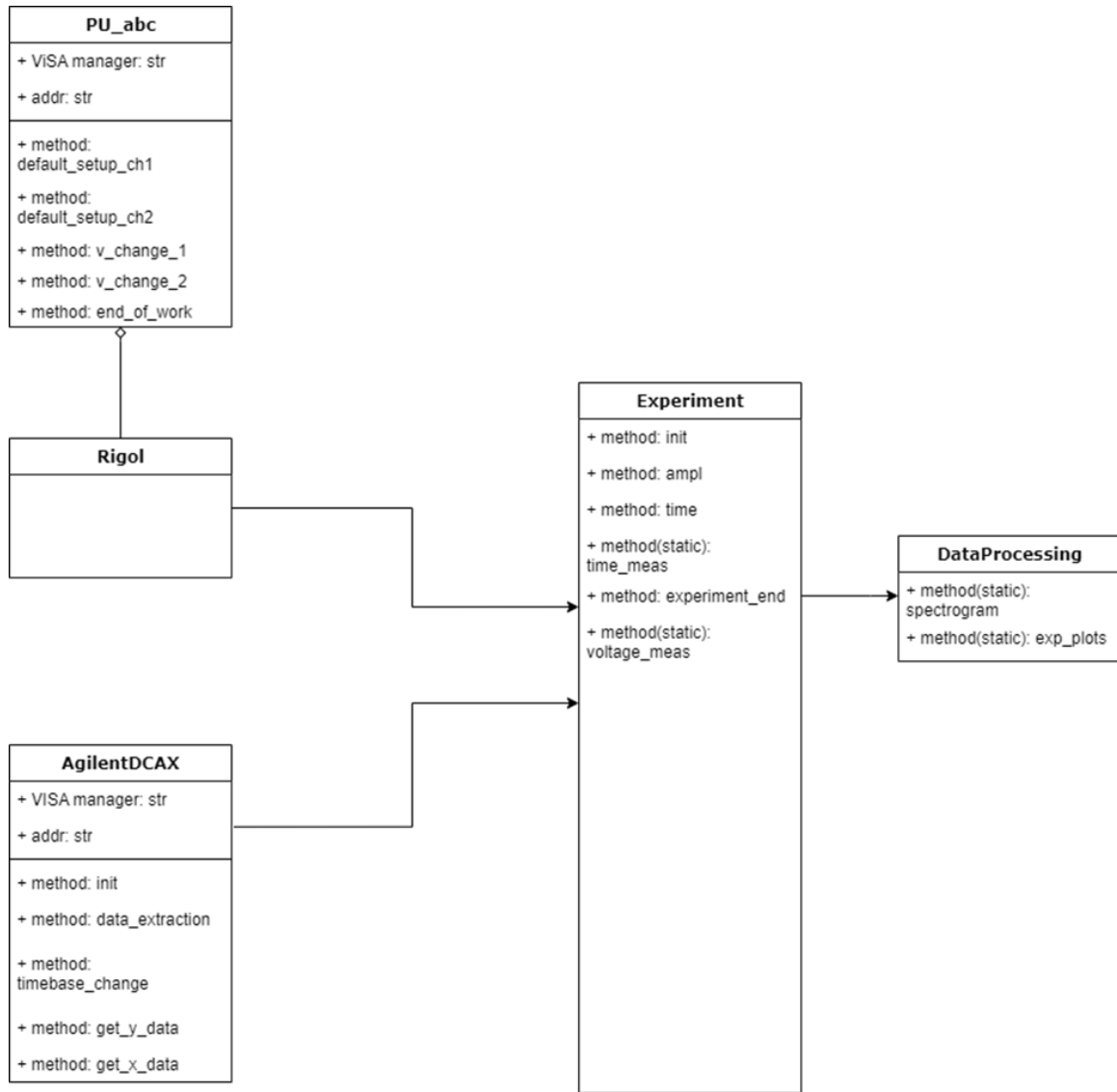
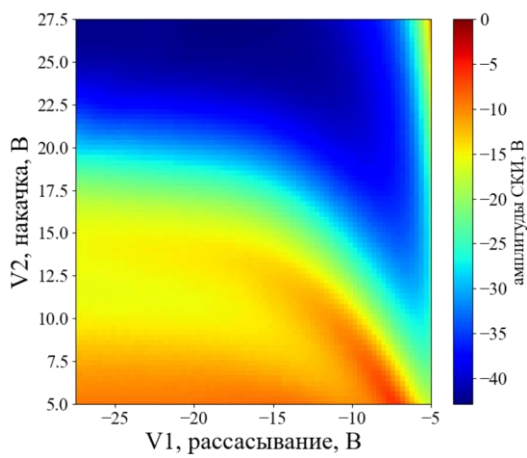
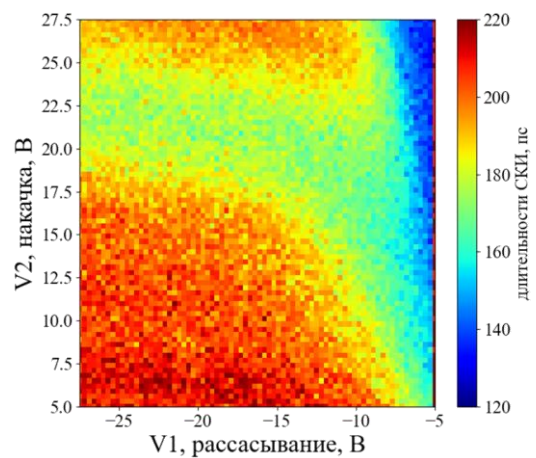


Рис. 2. Архитектура классов разработанного приложения.



(а)



(б)

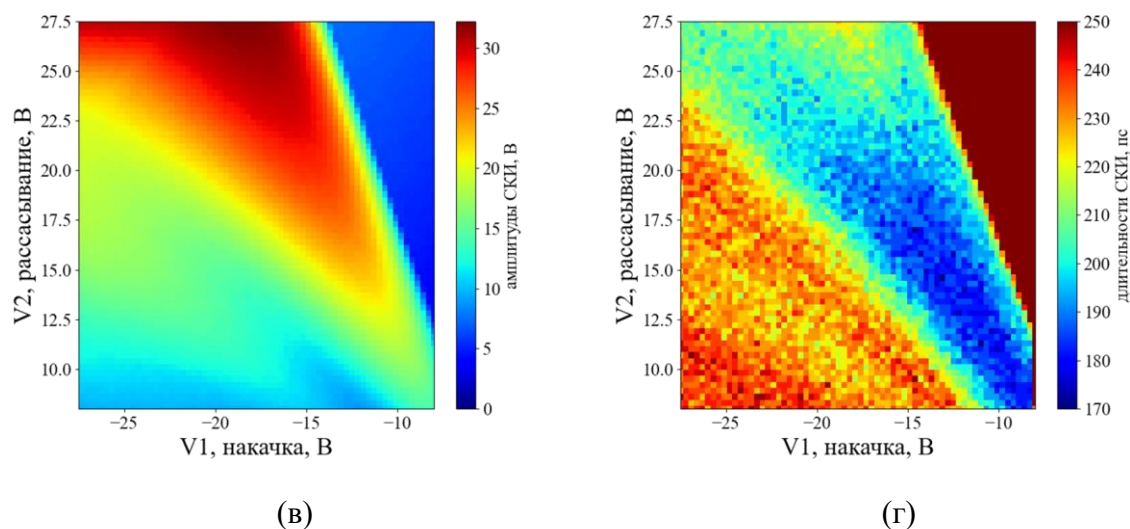


Рис. 3. Зависимость параметров СКИ от напряжений накачки и рассасывания: амплитуд (а) и длительностей (б) для отрицательного импульса, амплитуд (в) и длительностей (г) для положительного импульса.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе был разработан программно-аппаратный комплекс, позволяющий проводить автоматизированные измерения параметров импульсов на выходе генераторов СКИ различных полярностей. С полученными результатами можно осуществлять автоматическую настройку генераторов для формирования импульсов с нужными параметрами, а перестраиваемая архитектура комплекса позволяет использовать его для измерения сигналов других форм.

#### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>

#### ЛИТЕРАТУРА

1. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 1013-1015, Nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750085.
2. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, A. D. Ryazantsev, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 31, no. 2, pp. 204-206, Feb. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3046925.
3. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Ultra-short Pulse Generator with Back Edge Shaper," 2019 *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, Divnomorskoe, Russia, 2019, pp. 204-207, doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792783.
4. PyVISA: Control your instruments with Python –URL: <https://pyvisa.readthedocs.io/en/latest/> (дата обращения: 16.01.2023).

5. NumPy documentation – URL: <https://numpy.org/doc/1.24> (дата обращения: 16.01.2023).
6. Matplotlib 3.6.3 documentation – URL: <https://matplotlib.org/stable/index.html>
7. E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, no. 1, pp. 116-118, January 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124668.

#### REFERENCES

1. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 11, pp. 1013-1015, Nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750085.
2. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, A. D. Ryazantsev, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 31, no. 2, pp. 204-206, Feb. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3046925.
3. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Ultra-short Pulse Generator with Back Edge Shaper," 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 2019, pp. 204-207, doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792783.
4. PyVISA: Control your instruments with Python –URL: <https://pyvisa.readthedocs.io/en/latest/> (дата обращения: 16.01.2023).
5. NumPy documentation – URL: <https://numpy.org/doc/1.24> (дата обращения: 16.01.2023).
6. Matplotlib 3.6.3 documentation – URL: <https://matplotlib.org/stable/index.html>
7. E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, no. 1, pp. 116-118, January 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124668.

## ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОМ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Е.А. Попов, Е.В. Богатиков, А.Н. Шебанов, Е.Н. Бормонтов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Разработан программный комплекс для работы с измерителем иммитанса GW Instek 76100, позволяющий проводить исследования методом импедансной спектроскопии в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц.

**Ключевые слова:** импедансная спектроскопия; мультисенсорные структуры; нанопористые материалы; измеритель иммитанса.

## SOFTWARE COMPLEX FOR INVESTIGATIONS BY THE METHOD OF IMPEDANCE SPECTROSCOPY

E.A. Popov, E.V. Bogatikov, A.N. Shebanov, E.N. Bormontov

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** A software package has been developed for working with the GW Instek 76100 immitance meter, which makes it possible to conduct research using the impedance spectroscopy method in the range from 10 Hz to 100 kHz.

**Keywords:** impedance spectroscopy; multisensory structures; nanoporous materials; immittance meter.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Метод импедансной спектроскопии широко применяется в различных областях науки и техники, включая электрохимию, материаловедение, биофизику и другие. Он позволяет изучать процессы, происходящие в системах на молекулярном уровне, а также определять их электрохимические и физико-химические свойства. Особенно интересен данный метод при исследовании нанопористых материалов, в задачах адсорбции, катализа, фильтрации и разделения смесей. В частности, актуально применение импедансной спектроскопии при разработке газочувствительных сенсоров и мультисенсорных структур.

Обработка и анализ отклика мультисенсорных структур на основе нанопористых материалов, таких как цеолиты, углеродные нанотрубки или пористый кремний, требует разработки специализированного программного обеспечения. Оно должно включать в себя возможность получения данных с прибора измерения импеданса, настройку его параметров, полный цикл проведения эксперимента, а также возможность анализа результатов с построением и аппроксимацией различных моделей годографа Найквиста, позволяющего идентифицировать эквивалентную схему наиболее точно описывающую экспериментальные данные.

Разработка специализированного программного обеспечения такого типа будет полезна при изучении сорбционных процессов в пористых и нанопористых системах методом импедансной спектроскопии.

Для проведения экспериментов методом импедансной спектроскопии лучше всего подходят измерители иммитанса. В нашей работе был использован измеритель иммитанса GWinstek LCR-76100. Его параметры хорошо подходят для изучения процессов переноса в микро- и нанопористых материалах, например, в цеолитах.

Нижний предел частоты в 10 Гц позволяет анализировать процессы не только в объеме нанопористых веществ, но и на границах раздела фаз. Одновременно с этим достаточно большая величина доступного постоянного смещения (до  $\pm 2.5\text{В}$ ) позволяет активировать процессы переноса в нанопорах даже при достаточно сильной связи сорбента со стенками пор.

Стандартное программное обеспечение прибора LCR-76100 имеет ряд недостатков. Один из самых главных недостатков заключается в прекращении сбора данных при возникновении недопустимого значения. Также официальное программное обеспечение не позволяет задать логарифмический шаг изменения частоты при проведении эксперимента. Еще одним недостатком является формат выходного файла с результатами проведенного эксперимента, который требует дополнительной обработки для построения графиков. Подобные недостатки определили необходимость разработки собственного программного обеспечения для проведения исследований с использованием метода импедансной спектроскопии.

## 2. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Разработка программы проводилась с помощью языка Python. Для создания графического интерфейса была использована среда разработки графических интерфейсов Qt Designer.

Разработанная программа обеспечивает выполнение следующих действий:

1) Подключение прибора. Для обмена данными прибора с персональным компьютером используется интерфейс UART. Реализован документированный набор команд прибора LCR-76100.

2) Задание параметров эксперимента. Для проведения эксперимента необходимо указать начальную частоту сигнала, подаваемого на образец, конечную частоту, количество шагов изменения частоты, уровень сигнала и режим изменения частоты (линейный или логарифмический).

3) Управление ходом эксперимента. Данный метод вызывается при нажатии на кнопку «Старт» и может быть остановлен кнопкой «Прервать». При нажатии на кнопку «Старт» рассчитываются необходимые условия проведения эксперимента, в зависимости от выбранных значений и режима. Для расчета списка частот используется математическая библиотека numpy, а конкретно ее методы linspace для линейного шага и geomspase для логарифмического. После расчета значений частот производится передача данных на прибор и чтение ответа от него. На прибор передается команда с параметром значения частоты, и через 1 секунду производится считывание ответа прибора. После получения ответа проводится парсинг строк с выделением значений активного и реактивного сопротивлений.

4) Построение графиков по результатам эксперимента. После проведения эксперимента имеется возможность построить графики полученных значений - годограф импеданса и график зависимости импеданса от частоты. Для построения графиков использована библиотека PyQtGraph.

5) Построение модели. В программе реализована возможность построения различных моделей эквивалентной схемы, используемых при исследовании электрофизических процессов в пористых материалах (таких как цепь Варбурга, ячейка Рэндлса и т.д.). Данный метод можно использовать как для сравнения практических результатов с теоретическими, так и для подбора элементов схемы.

6) Сохранение результатов. После проведения эксперимента необходимо сохранить результаты, так как они хранятся только во время работы программного комплекса и до следующего запуска эксперимента. В программе реализована возможность сохранения результатов в текстовый файл.



7) Прямая передача произвольной команды. Дополнительно в программе реализована возможность передать команду прибору напрямую. Для этого ее необходимо вписать в соответствующее поле и нажать кнопку «Отправить».

8) Запрос ответа от устройства. Также присутствует возможность прямого опроса прибора. При нажатии на кнопку «Ответ» на прибор отправляется необходимая команда, далее считывается ответ прибора и выводится в соответствующее поле.

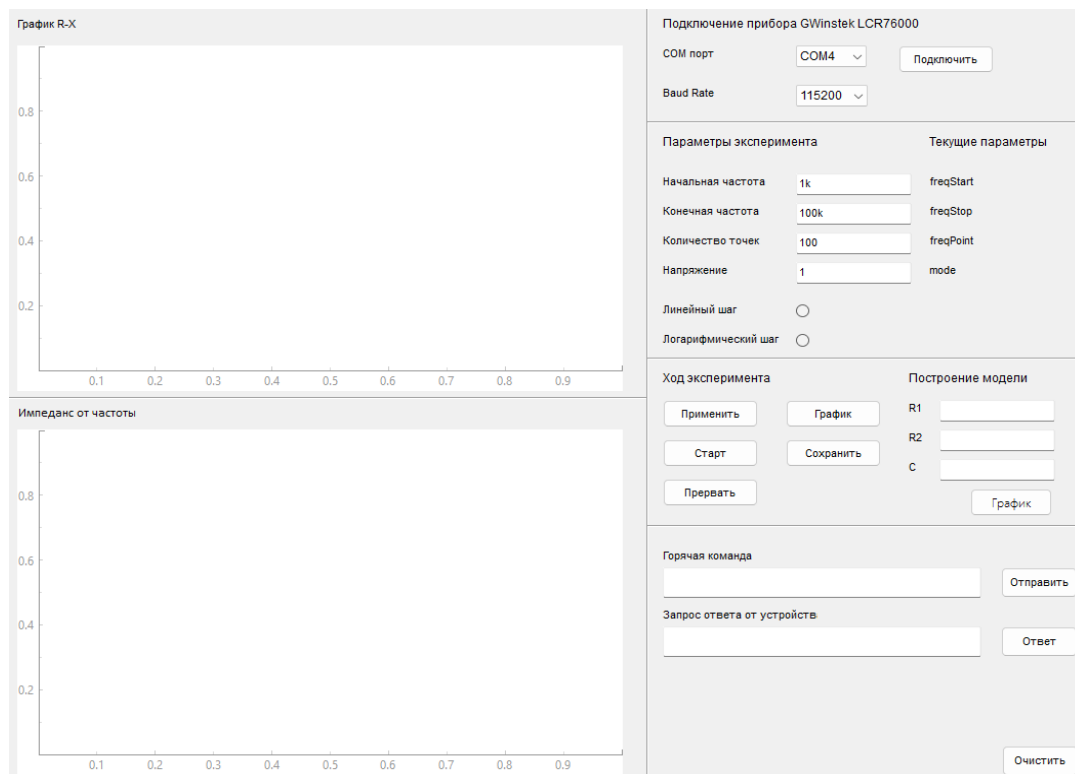


Рис. 1. Интерфейс программного комплекса.

Рассмотренные функции реализованы с помощью графического интерфейса, приведенного на рис.1.

### 3. ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

В качестве примера практического применения данного программного комплекса была собрана схема, реализующая упрощенную ячейку Рэндлса (рис. 2).

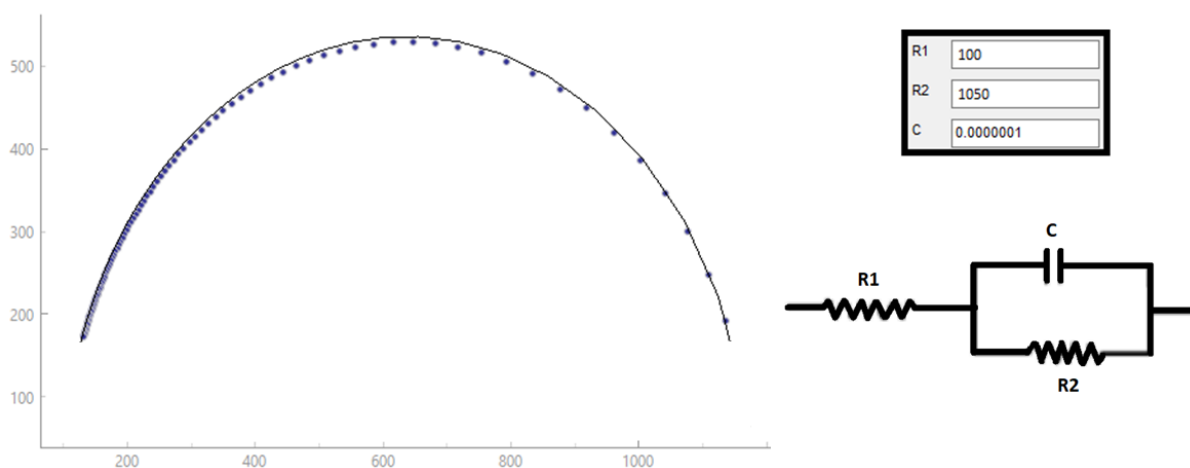


Рис. 2. Сопоставление экспериментально полученного и рассчитанного годографа Найквиста для упрощенной ячейки Рэндлса.

Приведенные на рис.2 результаты соответствуют следующим номиналам элементов:  $R_1 = 100 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 1050 \text{ Ом}$ ,  $C = 1 \text{ нФ}$ . Программа позволяет отображать на графике не только экспериментально полученные точки, но и расчетную кривую, соответствующую выбранной модели.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная программа существенно расширяет функционал оригинального программного обеспечения измерителя LCR-76100, что позволяет эффективно использовать его в задачах импедансной спектроскопии. Реализованная функция построения годографов Найквиста для популярных моделей, применяемых в задачах анализа процессов ионного переноса в пористых средах, позволяет быстро подбирать наиболее подходящие к экспериментальным данным модели и, тем самым, определять физические механизмы процессов ионного транспорта.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Емельянова, Ю.В. Импедансная спектроскопия: теория и применение. Учебное пособие / Ю.В. Емельянова, М.В. Морозова, З.А. Михайловская, Е.С. Буянова. – Екатеринбург: УрФУ, 2017. – 156 с.
2. Magar, H.S.; Hassan, R.Y.A.; Mulchandani, A. Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS): Principles, Construction, and Biosensing Applications. *Sensors* 2021, 21, 6578. – 21 p.

#### REFERENCES

1. Emelyanova, Yu.V. Impedance spectroscopy: theory and application. Textbook / Yu.V. Emelyanova, M.V. Morozova, Z.A. Mikhailovskaya, E.S. Buyanov. - Yekaterinburg: UrFU, 2017. - 156 p.
2. Magar, H.S.; Hassan, R.Y.A.; Mulchandani, A. Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS): Principles, Construction, and Biosensing Applications. *Sensors* 2021, 21, 6578. – 21 p.

## РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. А. Байгутлина<sup>1</sup>, Е. Ф. Гетманская<sup>2</sup>, А. В. Грознов<sup>2</sup>, А. Ю. Дыбля<sup>2</sup>, П. А. Замятин<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ООО «ДЮСО-Системс», Москва, Россия

<sup>2</sup>ООО «Инновационные технологии и решения», Москва, Россия

<sup>3</sup>ООО «НПК «ТИМ», Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Рассматриваются основные аспекты радиотехнического обеспечения беспилотных авиационных систем при реализации аэромобильности. Кратко описаны существующие проекты и технологии. Определены роль и место радиотехнического обеспечения.

**Ключевые слова:** радиотехническое обеспечение; аэромобильность; беспилотное воздушное судно; БАС; БВС

## RADIO TECHNICAL SUPPORT FOR AIRMOBILITY OF UNMANNED AIRCRAFT SYSTEMS

I. A. Baygutlina<sup>1</sup>, E. F. Getmanskaya<sup>2</sup>, A. V. Groznov<sup>2</sup>, A. J. Dyblya<sup>2</sup>, P. A. Zamyatin<sup>3</sup>

<sup>1</sup>DUSO-Systems Ltd, Moscow, Russia

<sup>2</sup>«Innovative technologies and solutions» Ltd., Moscow, Russia

<sup>3</sup>NPK «TIM» Ltd, Saint-Petersburg, Russia

**Abstract.** The main aspects of radio engineering support of unmanned aircraft systems in the implementation of air mobility are considered. The existing projects and technologies are briefly described. The role and place of radio engineering support are determined.

**Keywords:** radio engineering support; air mobility; unmanned aircraft; UAS; UAV.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире активно развиваются проекты в сфере городской аэромобильности (ГАМ) [1–3]. Во многих крупных мегаполисах ведутся пилотные тестирования. В России планомерная работа ведется, прежде всего, в Москве, в том числе, по созданию необходимой инфраструктуры (рисунок 1).



Рис. 1. Развитие и перспективы московской аэромобильности

Эксперты индустрии уже несколько лет отслеживают ситуацию с регулированием беспилотных коммерческих полетов в разных странах мира, составляя специальный Индекс готовности к беспилотным полетам (Drone Readiness Index, DRI). Индекс рассчитывается по шести ключевым параметрам: актуальность применения, практическая готовность, человеческие ресурсы, административная инфраструктура, сертификация, интеграция воздушного пространства.

В индексе 2023 года верхние позиции заняли такие страны, как Великобритания и Австралия, показавшие уровень готовности по 72 %. Сообщается, что в этих странах отмечен максимальный уровень готовности административной инфраструктуры и интеграции авиационного пространства к полетам коммерческих БВС. Третье место занял Тайвань, где началась разработка правил по эксплуатации БВС за пределами прямой видимости, аналогичных тем, что уже приняты в США Федеральным управлением гражданской авиации (FAA). Кроме того, на Тайване уже в июле этого года пройдут тестовые полеты БВС по доставке грузов за пределами прямой видимости.

По оценкам экспертов, наиболее развитая правовая база для эксплуатации коммерческих БВС существует в таких странах, как США, Канада, Австралия, Великобритания, Япония, Швейцария, Германия, Франция, Италия и Китай (таблица 1).

Таблица 1. Уровень развития правовой базы для использования коммерческих БВС в разных странах мира

Страна	Операционные ограничения			Организация правил передвижения в воздушном пространстве			
	Разработанные исключения для полетов ВППВ	Стандартные сценарии для полетов ВППВ	Полеты ВППВ как стандартное правило	СУДБВС существует	Внедрение базовых принципов СУДБВС	Пилотные проекты СУДБВС	Тестовые запуски СУДБВС поставщиками аэронавигационных услуг
Австралия	V	V	X	X	V	V	V
Канада	V	X	X	X	V	V	V
КНР	V	X	X	X	V	V	X
Франция	V	V	X	V	V	V	V
Германия	V	V	X	V	V	V	X
Италия	V	V	X	V	V	V	X
Япония	V	X	V	X	X	V	X
Швейцария	V	V	X	V	V	V	X
Великобритания	V	V	X	V	V	V	X
США	V	X	X	V	V	V	V

Примечание. ВППВ – вне пределов прямой видимости;

СУДБВС – система управления движением БВС.

## 2. МИРОВОЙ И РОССИЙСКИЙ РЫНКИ ГОРОДСКОЙ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ

Ожидается, что в 2025-2035 годах мировой и российский рынок ГАМ будут расти высокими темпами (рисунок 2).

Ключевыми верхнеуровневыми драйверами мирового и российского рынка ГАМ выступают [4]:

- рост урбанизации населения (до 60 % к 2030 году);
- рост среднего класса (более 1 млрд человек), особенно в развивающихся странах (Азия, Южная Америка и т.д.) и, как следствие, рост платежеспособности потребителей услуг ГАМ;
- развитие технологий обеспечивает не только повышение функциональности БВС и ЛА, но и существенное снижение себестоимости, что приводит к минимизации стоимости услуг для пользователя.);
- прогресс в регулировании рынка во многих стран (снижение барьеров) и развитие бортовых технологий обеспечили рост инвестиций;
- взаимоувязка рынка с ключевыми городскими трендами – «умный город» и цифровизация, улучшение экологической ситуации, рост комфортности городской среды и т.д.

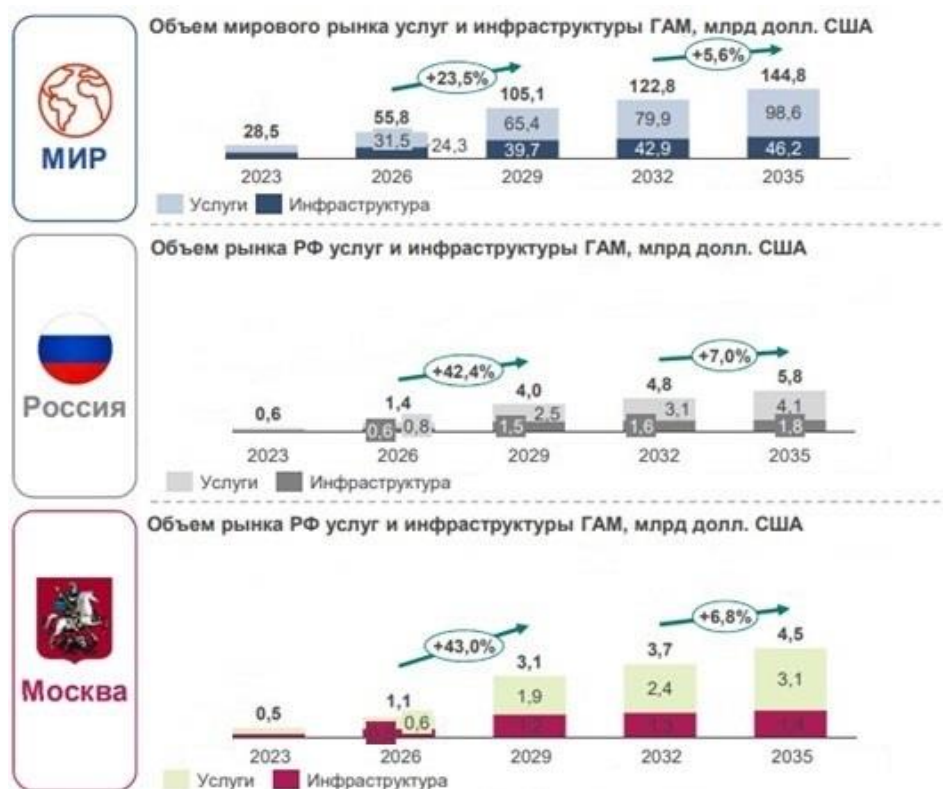


Рис. 2. Рост мирового и российского рынков ГАМ (2020-2035 годы)

Несколько лет назад в США была запущена концепция городской аэромобильности (UAM, urban air mobility). В 2019 году проект трансформировался в так называемую «новую аэромобильность» (AAM, Advanced Air Mobility). Аналогичные проекты стали появляться и в других странах. В Китае создана система UTMISSE. В ходе пилотного проекта на Хайнане за два месяца весной 2021 года совершено около

250 тысяч полетов БВС. В 2020 году запущена Израильская национальная программа развития БАС (Israel's National Drone Initiative). Сейчас реализуется четвертый этап из восьми запланированных.

В Европе также параллельно ведутся несколько десятков проектов НИОКР, связанных с новой аэромобильностью. Некоторые из них: USPACE4UAM, CORUS-XUAM, MoNifly, AiRMOUR, LABYRINTH, UTM, UTM-UAS и др. [5–7]. Согласно ожиданиям специалистов, коммерческие пассажирские перевозки с помощью аэротакси в Европе, вероятнее всего, начнутся уже в 2025–2027 годах.

В настоящий момент Европейское агентство по авиационной безопасности (European Aviation Safety Agency drone categories – EASA) находится в процессе разработки новых правил, касающихся негосударственного использования БВС, и базируется на подходе, основанном на оценке риска, который разбивает БВС на три основные категории:

– открытая: это категория с наименьшим риском, сертифицированные по этой категории БВС будут работать в соответствии с определёнными принципами без необходимости получения разрешения от контролирующего органа для выполнения данной операции.

– специфическая: категория повышенного риска, требующая авторизации для развёртывания БВС / типа развёртывания. Это означает, что должна проводиться оценка риска с учётом возможностей БВС, оператора, окружающей среды и конкретной задачи.

– сертифицированная: категория наивысшего риска, предусматривающая, что БВС и оператор должны быть сертифицированы соответствующим контролирующим органом.

Различные варианты использования БВС могут включать все три категории. Часть задачи включает в себя интеграцию различных профилей риска для БВС, выполняющих миссии различных типов.

### **3. НАИБОЛЕЕ ИЗВЕСТНЫЕ КОНЦЕПЦИИ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ ЗА РУБЕЖОМ**

В мире сегодня существует несколько наиболее технически зрелых и показавших хорошие результаты в ходе испытаний концепций. К числу наиболее известных следует отнести европейскую U-Space (USPACE4UAM), американскую UTM и сингапурскую UTM-UAS.

#### *U-Space*

Наиболее значимой программой интеграции БВС, осуществляемой в настоящее время в Европе, считается инициатива U-Space, являющаяся частью совместного проекта исследований «Единого европейского неба» (SESAR).

U-Space – масштабный проект, к которому привлечены множество организаций, исследовательские институты и университеты, операторы БВС, поставщики услуг, аэропорты, местные и городские власти, правоохранительные органы и органы гражданской авиации.

U-Space представляет собой набор сервисов и процедур, предназначенных для поддержки безопасного и эффективного доступа к воздушному пространству большого количества беспилотных воздушных судов. Обеспечение безопасности совместных полетов пилотируемых воздушных судов (ПВС) и БВС должно базироваться на использовании современных цифровых средств наблюдения, связи и планирования, а также на высокую степень ситуационной осведомленности и современные системы обработки данных.

Концепция U-Space включает в себя электронную регистрацию, идентификацию и геозоны; начальные службы для управления БВС, включая планирование и утверждение полетов, отслеживание и взаимодействие с традиционными органами управления воздушным движением; расширенные сервисы, поддерживающие более сложные операции в областях с высокой плотностью воздушного движения; полный спектр услуг, обеспечивающий высокий уровень автоматизации как БВС, так и самой системы U-Space.

В настоящее время в Европе регулярно проводятся демонстрационные полеты в рамках реализации концепции интеграции БАС. Демонстрации прошли на территориях Бельгии, Эстонии, Финляндии, Франции, Греции, Италии, Нидерландов и Испании. В ходе первых полетов уже удалось продемонстрированы такие возможности U-Space, как анализ геоданных, отслеживание перемещения, управление планированием, управление аэронавигационной информацией, информирование о воздушном движении.

В марте 2023 года в Амстердаме состоялась ежегодная выставка-конференция, посвященная беспилотному воздушному транспорту Amsterdam Drone Week (ADM). На ней участники рынка обсудили последние тенденции развития индустрии и проблемы регулирования, были перечислены причины, по которым государствам-членам ЕС потребуются месяцы, а может быть, и годы, чтобы внедрить U-Space. Основными среди них можно выделить следующие:

- отсутствие четкого указания и разделения ролей поставщиков услуг U-Space (USSP) и поставщиков общих информационных услуг (CISP);

- интеграция воздушного пространства UTM с воздушным пространством ATM, особенно в динамических конфигурациях, технически сложна, а детали такой интеграции не проработаны;

- у регулирующих органов недостаточно ресурсов с точки зрения персонала и знаний для определения критериев сертификации USSP и утверждений SORA 2.5 (specific operations risk assessment);

- U-Space наряду с самими БВС должны быть интегрированы средства и методы противодействия, идентификации БВС и меры по смягчению последствий возможного негативного опыта использования БВС. Европейское агентство по авиационной безопасности (EASA) еще только планирует принять пакет мер по борьбе с БВС;

- принятыми документами не определено, будут ли некоторые услуги U-Space доступны за пределами U-Space.

На Амстердамской конференции было объявлено, что Париж станет первым городом мира, где будет запущена коммерческая перевозка людей на беспилотных аэротакси. Произойдет это в ходе Олимпиады-2024, которая состоится во французской столице. Проект будет реализован оператором парижских аэропортов Groupe ADP и британской компанией Skyports Ltd, которая занимается развитием инфраструктуры для коммерческих БВС.

На Amsterdam Drone Week было также объявлено, что в следующем году власти Японии начнут проводить тестовые полеты пассажирских коптеров. Целью испытаний является запуск перевозки посетителей международной выставки технологий Osaka Expo, которая пройдет с 13 апреля по 13 октября 2025 года.

#### *NASA Unmanned Aircraft System Traffic Management (UTM)*

NASA сотрудничает в программе Unmanned Aircraft System Traffic Management с Федеральным авиационным управлением США. Цель программы – разработка систем управления движением гражданских БВС для обеспечения полетов в воздушном пространстве на небольшой высоте. В проекте используется поэтапный подход, который предусматривает четыре последовательных уровня технологических

возможностей. Предыдущие демонстрации в рамках программы включали полёты в малонаселённых районах и в умеренно населённых районах. Заключительный этап программы позволит осуществлять операции в густонаселённых (т. е. городских) районах и справляться с большими объёмами трафика.

#### *Urban Traffic Management of Unmanned Aircraft System (UTM-UAS).*

Исследователи из Наньянского технологического университета (Nanyang Technological University – NTU) работают над созданием СУДБВС для того, чтобы БВС могли эффективно и безопасно летать в воздушном пространстве Сингапура. Программа сфокусирована на таких областях, как интеллектуальная и безопасная маршрутизация, системы обнаружения и предотвращения и управления движением для координации воздушного движения.

Проект возглавляется Научно-исследовательским институтом управления воздушным движением (ATMRI), объединённым исследовательским центром NTU и Управлением гражданской авиации Сингапура (CAAS). Руководителем исследовательской программы является профессор NTU Лоу Кин Хуат (Low Kin Huat), эксперт в области робототехники и БВС из Школы машиностроения и аэрокосмической техники.

#### **4. КОНЦЕПЦИЯ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ В РФ**

Руководство России отмечает растущий спрос на воздушные системы мониторинга и пассажирские перевозки по воздуху. Основными преимуществами беспилотного авиационного транспорта являются экономия времени и лучшая экология. Для рационального использования беспилотного воздушного транспорта в мегаполисах необходимо решить комплекс вопросов, в которые входят законодательное регулирование, создание новой инфраструктуры, технологическая готовность.

В 2022 году в России разработана концепция, отражающий замысел метапроекта новой аэромобильности (RuAM/RyAM) в РФ. Концепция в первую очередь концентрируется на проблематике организации воздушного движения RuAM как одной из основных мер смягчения авиационных рисков. Предполагается, что документ может быть использован для будущей более широкой концепции новой аэромобильности РФ, которая даст старт множеству проектов в разных областях науки и техники, объединённых единым замыслом.

Возможности, которые это направление предоставит населению, бизнесу и государству, окажут существенное влияние на социальные, образовательные, научные аспекты жизни.

В первую очередь, кратно сократится время пассажирских перевозок внутри городов, между городами и пригородами, между городом и загородными поселениями/владениями.

Новая аэромобильность повысит качество и безопасность проживания в сельской местности, доступность товаров, услуг в отдалённых поселениях наравне с городом.

Реализация концепции городской аэромобильности в значительной степени зависит от создания цифровых сервисов, обеспечивающих доступность полетов, от ликвидации барьеров, связанных с правовым регулированием, с сертификацией авиационной техники [8], подходами к управлению воздушным движением и к подготовке кадров, в том числе операторов таких аппаратов. Чтобы интегрировать новые БВС в воздушное пространство, необходимо разработать специальный порядок сертификации и летных испытаний для обеспечения высокого уровня безопасности [9]. Далее последует запуск пилотных проектов с целью отработки технологий и различных моделей применения такой техники. Только после этого возможно постепенное



внедрение беспилотных систем в отдельные регионы и города с последующим масштабированием по всей стране.

Уровень развития технологий сегодня достаточен для того, чтобы обеспечить создание самых сложных беспилотных авиакомплексов. Их экономическую эффективность будут определять скорость внедрения и регуляторные требования к использованию беспилотной техники для перевозки людей, в том числе внутри крупных агломераций. Кроме того, широкое внедрение беспилотных авиационных технологий подразумевает формирование тесной кооперации компаний-партнеров для совместного решения потенциальных задач на новом рынке.

## 5. РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ

Радиотехническое обеспечение полетов и организация авиационной электросвязи предусматривают:

- оснащение органов организации воздушного движения (ОВД) необходимыми радиотехническими средствами наблюдения за движением ВС и средствами электросвязи;
- содержание средств радиотехнического обеспечения полетов и авиационной связи, а также их техническое обслуживание;
- учет, анализ отказов и неисправностей радиотехнических средств и средств связи, разработку и проведение мероприятий по повышению надежности их работы;
- планирование использования радиотехнических средств и средств связи, а также их технического обслуживания; подготовку и допуск инженерно-технического состава к их эксплуатации.

Перечень основных средств радиотехнического обеспечения полетов (РТОП) и авиационной электросвязи определен параграфом 1.1 Федеральных авиационных правил (рисунок 3):



Рис. 3. Классификация средств радиотехнического обеспечения полетов

Основу для организации и осуществления РТОП составляют средства наблюдения, радионавигации и посадки, используемые для обслуживания и контроля воздушного движения.

Технические средства обслуживания и контроля воздушного движения подразделяются на бортовые и наземные.

Одним из главных требований к выполнению полетов является обеспечение безопасности при управлении воздушным судном как в воздухе, так и на земле.

Обеспечение безопасности полетов воздушных судов выполняется комплексом организационных и технических мер и средств, выполняемые соответствующими Федеральными органами исполнительной власти в целом и конкретными должностными лицами. Средствами управления самолетов на земле являются средства радиотехнического обеспечения полетов и авиационная электросвязь. Таким образом, необходимо выполнение всех требований к составу, размещению, функционированию и

периодическому контролю технических характеристик радиотехнических средств и авиационной электросвязи.

Радиотехническое оборудование аэропортов и воздушных трасс представляют собой наземные средства радиотехнического обеспечения полетов и связи. Оно используется с бортовыми средствами РТОП и АЭС. Указанное взаимодействие с целью обеспечения полетов воздушных судов ГА называют технологическим процессом радиотехнического обеспечения производственной деятельности авиапредприятия.

Рост интенсивности воздушного движения обуславливает необходимость координации перемещения ВС в воздушном пространстве. Основным источником информации о быстропротекающих разнообразных динамических процессах в системе воздушного транспорта (СВТ), средством ее обработки для формирования решений по управлению ими служит комплекс радиотехнических средств навигации, посадки, УВД и электросвязи.

РТОП представляет собой важную составляющую часть процесса функционирования СВТ и предполагает создание развернутой сети радиотехнических средств различного назначения, обеспечение их функционирования и эксплуатацию (т. е. применение по целевому назначению) для решения задач по сбору, обработке, транспортировке и отображению информации, необходимой для управления производственными процессами в СВТ.

Все БВС, которые преодолевают большие расстояния, требуют СУДБВС, системы радаров, маяков, служб управления полетом, систем связи и серверов, которые координируют, организуют и управляют всем трафиком БАС в воздушном пространстве.

Для БАС, которые не летают на высоте более 100 метров над уровнем земли, СУДБВС выполняет задачу, аналогичную системе управления воздушным движением для традиционной авиации. Он направляет траекторией полета и предотвращает столкновения между БАС и препятствиями, такими как здания, другие БВС и самолеты (интерактивные). Другие важные функции включают предоставление информации в режиме реального времени (или близкого к нему), чтобы помочь избежать суровой погоды, заторов и запретного воздушного пространства.

Для функционирования СУДБВС воздушно-транспортные средства должны быть оснащены критически важными технологиями, такими как системы обнаружения и предотвращения столкновений в воздухе и навигационные инструменты для сред, где GPS не работает – все это потребует значительных инвестиций и тестирования. Соблюдение нормативных требований также будет создавать препятствия, потому что, отрасль должна быть готова решать проблемы безопасности как пассажиров, так и людей, находящихся на земле, под траекторией полетов БВС.

Некоторые воздушно-транспортные средства, в том числе БВС для доставки грузов и самолёты вертикального взлёта и посадки (СВВП) для пассажирских перевозок, должны летать в воздушном пространстве, обычно используемом на пилотируемых коммерческих рейсах и самолетах общего назначения. Это означает, что заинтересованные стороны не могут создавать СУДБВС в изоляции; вместо этого они должны разработать интегрированную систему управления воздушным пространством, которая может помочь воздушным средствам избегать препятствий в любом воздушном пространстве и которая может соответствовать множеству систем, регулирующих правила полета. Такие соединения могут быть технически сложными, поскольку современное воздушное пространство опирается на надежные системы управления движением, а также на высококвалифицированных пилотов и авиадиспетчеров, которые осуществляют навигацию на разных уровнях национального воздушного пространства и устраняют любые конфликты в этих зонах. Напротив, большинство будущих решений

СУДБВС будут автоматизировать многие задачи с вмешательством человека, ограниченными чрезвычайными ситуациями.

Особо следует отметить, что в России уже разработана цифровая платформа для организации полетов БВС, полноценная система СУДБВС – «Небосвод», использующая данные навигации и наблюдения, метеорологическую информацию, аэронавигационную информацию, геопространственные данные. Инновационная IT-разработка представляет собой распределенное облачное решение. Предотвращая возможные столкновения летательных аппаратов в небе, «Небосвод» обеспечивает бесконфликтное воздушное движение и информационную безопасность полетов (защиту каналов связи, устойчивость к кибератакам). Основная цель проекта обеспечить безопасные и эффективные полеты БВС, в том числе – в городских условиях.

С марта 2021 года «Небосвод» работает на всей территории Российской Федерации и взаимодействует со всеми центрами Единой системы организации воздушного движения (ЕС ОрВД).

Система отображает в графическом виде информацию, необходимую для предполетной подготовки, планирования и выполнения полетов БВС. Также в «Небосводе» реализована функция страхования гражданской ответственности перед третьими лицами, что является одним из необходимых условий получения разрешения на полет.

В настоящее время разработка СУДБВС является совместной задачей государственного и частного секторов. Однако в будущем некоторые частные компании могут попытаться получить преимущество, создавая решения СУДБВС для конкретных географических областей. Если это осуществится, решения для воздушной мобильности, включая небольшие БАС и СВВП, должны будут взаимодействовать не с одной системой, а с различными конкурирующими решениями СУДБВС при перемещении БВС в разные области.

Заинтересованные стороны должны будут обеспечить совместимость всех систем СУДБВС и возможность взаимодействия друг с другом, а также с системой управления воздушным движением.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие аэромобильности и беспилотных технологий влечёт необходимость создания развитой системы радиотехнического обеспечения БАС, максимально адаптированной под условия текущего применения воздушных судов с максимальным учётом возможных направлений расширения технических средств и сервисов.

Учитывая, что ожидается применение БВС различной ценовой категории, необходимо иметь соответствующую линейку решений для бортового и наземного оснащения.

Важными аспектами обеспечения аэромобильности являются сертификация и кибербезопасность БАС.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонова С. В. Обеспечение аэромобильности в городских мегаполисах с помощью беспилотных летательных аппаратов // Московский экономический журнал. – 2021. – № 10. – С. 674–682.
2. Рахманов А. Б. Беспилотная городская аэромобильность: технологии ближайшего будущего // Вестник Томского государственного университета. Философия. Социология. Политология. – 2022. – № 65. – С. 73–78.

3. Антонов А. А. Вероятные направления развития аэромобильного компонента вооруженных сил Российской Федерации // Научный резерв. – 2019. – № 4 (8). – С. 25–32.
4. Назин К. Н, Чжао Я., Глобальное общество и его крылья: аэромобильность, территориальная дифференциация плотности пассажиропотоков и связность ведущих стран мира // Вестник Брянского государственного технического университета. – 2021. – № 11 (108). – С. 73–78.
5. Швецова С. В. Анализ международных программ управления движением гражданских беспилотных летательных аппаратов // Научно-техническое и экономическое сотрудничество стран АТР в XXI веке. – 2020. – Т.1. – С. 58–61.
6. Acceptable Means of Compliance and Guidance Material to Regulation (EU) 2021/664 on a regulatory framework for U-space. – European Union Aviation Safety Agency, 2021. – 144 p.
7. Unmanned Aircraft Systems Traffic Management (UTM) – A Common Framework with Core Principles for Global Harmonization. Edition 3. – ICAO. – 45 p.
8. Безъязычный В. Ф. Авиадвигателестроение. Качество, сертификация и лицензирование / В. Ф. Безъязычный, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин [и др.] – М. : Машиностроение, 2003. – 840 с.
9. Иванова И. В., Замятин А. Ю., Киселев Э. В. Интегрированные системы менеджмента. Построение, функционирование, оценка локальных интегрированных систем менеджмента. – Рыбинск: РГАТУ имени П. А. Соловьева, 2020. – 76 с.

#### REFERENCES

1. Tikhonova S. V. Ensuring air mobility in urban megacities using unmanned aerial vehicles // Moscow Economic Journal. – 2021. – No. 10. – P. 674–682.
2. Rakhmanov A. B. Unmanned urban air mobility: technologies for the near future // Bulletin of the Tomsk State University. Philosophy. Sociology. Political science. – 2022. – No. 65. – P. 73–78.
3. Antonov A. A. Probable directions of development of the airmobile component of the armed forces of the Russian Federation. // Scientific reserve. – 2019. – No. 4 (8). – P. 25–32.
4. Nazin K. N., Zhao Ya. Global society and its wings: air mobility, territorial differentiation of passenger traffic density and connectivity of the world's leading countries // Bulletin of the Bryansk State Technical University. – 2021. – No. 11 (108). – P. 73–78.
5. Shvetsova S. V. Analysis of international traffic control programs for civil unmanned aerial vehicles. // Scientific, technical and economic cooperation of the Asia-Pacific countries in the XXI century. – 2020. – Vol.1. – P. 58–61.
6. Acceptable Means of Compliance and Guidance Material to Regulation (EU) 2021/664 on a regulatory framework for U-space. – European Union Aviation Safety Agency, 2021. – 144 p.
7. Unmanned Aircraft Systems Traffic Management (UTM) - A Common Framework with Core Principles for Global Harmonization. Edition 3. – ICAO. – 45p.
8. Bezyazyachny V. F. Aircraft Engine Building. Quality, certification and licensing / V. F. Bezyazyachny, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin [and others]. – М. : Mashinostroyeniye, 2003. – 840 p.
9. Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Kiselev E. V. Integrated management systems. Construction, functioning, evaluation of local integrated management systems. – Rybinsk: RGATU named after P. A. Solovyov, 2020. – 76 p.

## РАЗРАБОТКА ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Б. М. Кац<sup>1</sup>, Е. А. Сигитов<sup>1</sup>, К. В. Арав<sup>1</sup>, К. А. Саяпин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ООО «НПК ПО», г. Саратов, Россия

**Аннотация.** Исследованы волноводные ключи на основе pin-диодов. Основой конструкции управляемого волноводного ключа (УВК) является структура полосно-пропускающего волноводного фильтра СВЧ, выполненного в виде соединения волноводных и полосковых резонаторов. Проведены численное моделирование и параметрическая оптимизация устройств. Получены результаты экспериментального исследования макета волноводного ключа в X-диапазоне частот. Результаты исследования позволяют сделать выводы о преимуществах рассмотренной конструкции по сравнению с известными включая хорошие условия теплоотвода и работоспособность ключа при высоких значениях падающей мощности, уменьшенное количество управляемых диодов и мощность для управления состоянием ключа. Технология сборки УВК не требует специальных условий и оборудования, все необходимые операции могут быть выполнены в лабораторных условиях.

**Ключевые слова:** волноводные ключи высокой мощности, pin-диоды, радиолокационные системы.

## DESIGN OF ONE-DIODE WAVEGUIDE SWITCH FOR X BAND

B. M. Kats<sup>1</sup>, E. A. Sigitov<sup>1</sup>, K. V. Arav<sup>1</sup>, K. A. Sayapin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>NPK PO, Ltd., Saratov, Russia

**Abstract.** Waveguide switches based on pin diodes have been studied. The basis for the design of a controlled waveguide switch is the structure of a microwave bandpass waveguide filter, made in the form of a combination of waveguide and stripline resonators. Numerical modeling and parametric optimization of devices have been carried out. The results of an experimental study of the layout of the waveguide switch in the X-band are obtained. The results of the study allow us to draw conclusions about the advantages of the considered design compared to the known ones, including good heat dissipation conditions and key performance at high incident power values, a reduced number of controlled diodes and power to control the state of the key. The technology for assembling a controlled waveguide switch does not require special conditions and equipment; all the necessary operations can be performed in the laboratory.

**Keywords:** high power waveguide switches; PIN diode; radar systems.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Важным элементом антенно-фидерных трактов основных типов радиолокационных систем (РЛС) сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн являются управляемые волноводные ключи (переключатели) (УВК). В первом состоянии (состояние высокого ослабления) устройства блокируют поступление импульсов СВЧ-мощности на вход приемного тракта в момент излучения антенной РЛС зондирующих сигналов высокой мощности. Наличие таких импульсов может приводить к уменьшению чувствительности приемного тракта либо его отказу. Во втором состоянии, в момент приема сигналов, отраженных от зондируемых целей, мощность из антенно-фидерного тракта РЛС попадает на вход приемного тракта с

минимальными потерями. Электрические параметры УВК в значительной степени определяют как ТТХ радиолокационных систем, так и их надежность.

УВК для комплектования антенно-фидерных трактов РЛС являются изделиями двойного применения, и в настоящее время возможность покупки импортных образцов устройств ограничена. В радиолокационных системах, производимых в РФ, в настоящее время используются УВК первого поколения, реализованные на основе управляемых ферритовых устройств, либо рin-диодов, встроенных в систему резонансных щелей. По своим техническим параметрам, надежности и трудоемкости производства такие УВК не в полной мере удовлетворяют требованиям к СВЧ элементам для современных типов РЛС. С учетом изложенного, задача разработки нового поколения УВК на отечественной элементной и технологической базе является актуальной, технически целесообразной и необходимой в современных условиях.

В настоящей работе теоретически и экспериментально исследована конструкция волноводного ключа X-диапазона. Устройство реализовано на основе соединения волноводных и коаксиальных СВЧ резонаторов. В состав последних входят рin-диоды, изменение электрических параметров которых позволяет управлять состоянием ключа.

## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА

Основой конструкции УВК является структура полосно-пропускающего волноводного фильтра СВЧ, выполненного на основе соединения резонаторов различных типов. Управляемые элементы могут быть включены в состав одного либо нескольких резонаторов. Упрощенная схема замещения однодиодного волноводного ключа показана на рисунке 1. Основными элементами являются резонаторы WG2, WG3 на основе отрезков прямоугольного волновода шириной  $a$ , высотой  $b_1$  и длиной  $L_{wr}$ , отрезок полосковой линии передачи TL2 с волновым сопротивлением  $Z_{cr}$  и длиной  $L_{cr}$ , управляемый рin-диод Dpin, цепь управления диодом на основе конденсатора C4 и индуктивности L3. Отрезок полосковой линии с рin-диодом Dpin образуют резонатор, параметры которого (резонансная частота, добротность) можно изменять подачей напряжения управления  $U_{vc}$  через порт P3. Волноводные порты P1 и P2, образованные отрезками прямоугольных волноводов шириной  $a$  и высотой  $b$  с частотозависимыми импедансами  $Z_w$ , формируют СВЧ вход и выход волноводного ключа.

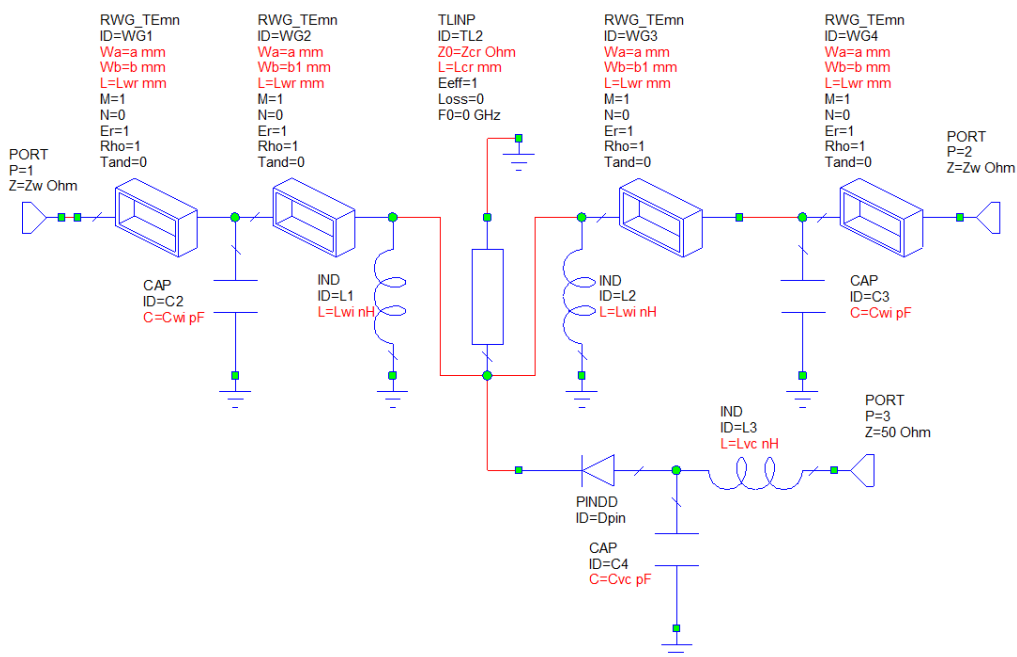


Рис. 1. Схема замещения однодиодного УВК.

В рассматриваемой схеме ключа предполагается применение  $\text{pin}$ -диода в бескорпусном исполнении. Будем полагать также, что условия его использования позволяют представить диод цепью замещения на основе линейных сосредоточенных элементов [2]. Схемы замещения для двух рабочих состояний диода показаны на рисунке 2, а, б.

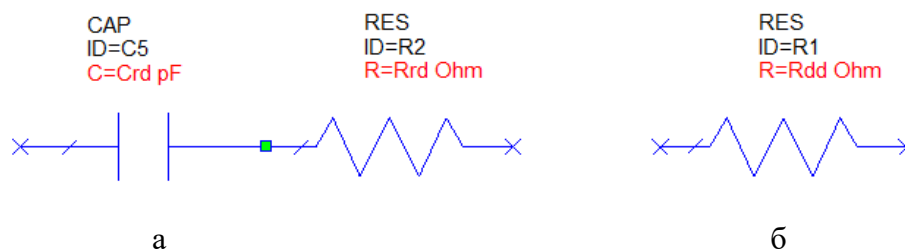


Рис. 2. Схемы замещения  $\text{pin}$ -диода: а – состояние высокого импеданса, б – состояние низкого импеданса.

На рисунке 2 приняты обозначения:  $Crd$  – емкость  $i$ -слоя,  $Rrd$  – сумма сопротивлений  $p$  и  $n$  областей и омических сопротивлений контактов в режиме обратного смещения  $\text{pin}$ -диодной структуры,  $Rdd$  – общее сопротивление между контактами диода в режиме прямого смещения.

На рисунке 3 показана внутренняя полость 3D-модели волноводного ключа, использованная в процессе электродинамического анализа и параметрической оптимизации.

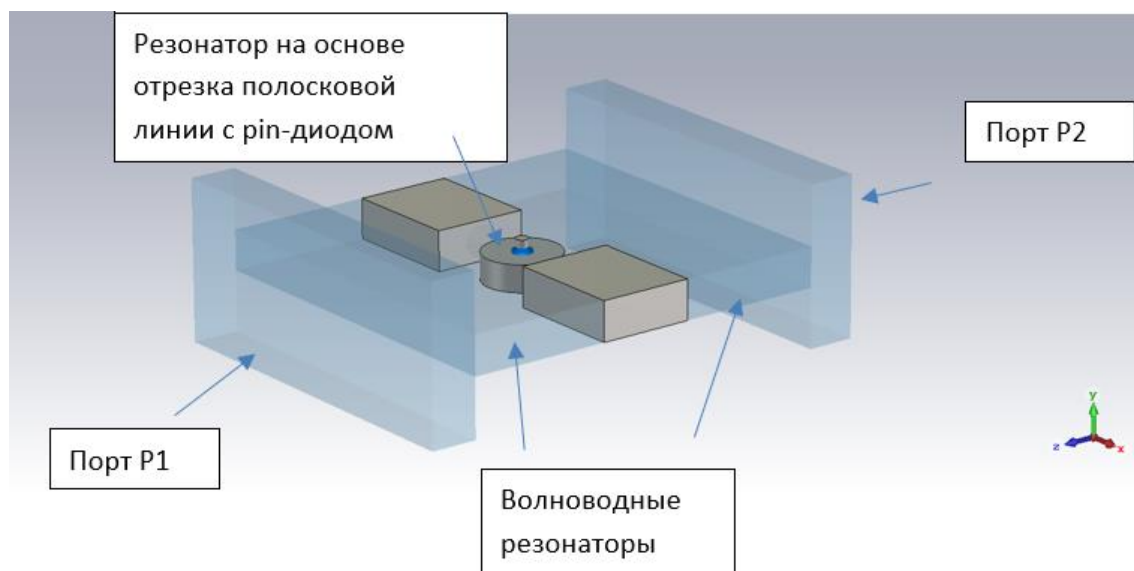


Рис. 3. Модель волноводного ключа.

В качестве примера был исследован однодиодный УВК для волноводного тракта сечением  $23 \times 10$  мм на основе бескорпусного  $\text{pin}$ -диода 2A543A-5. Параметры  $\text{pin}$ -диода полагались равными следующим значениям:  $Crd=0,16$  пФ,  $Rrd=1,5$  Ом,  $Rdd=1,5$  Ом. Габаритные размеры диода:  $0,5 \times 0,5 \times 0,2$  мм.

Частотные характеристики прямых потерь для двух состояний волноводного ключа, полученные по результатам оптимизации в диапазоне частот от 9 до 10,1 ГГц, показаны на рисунке 4.

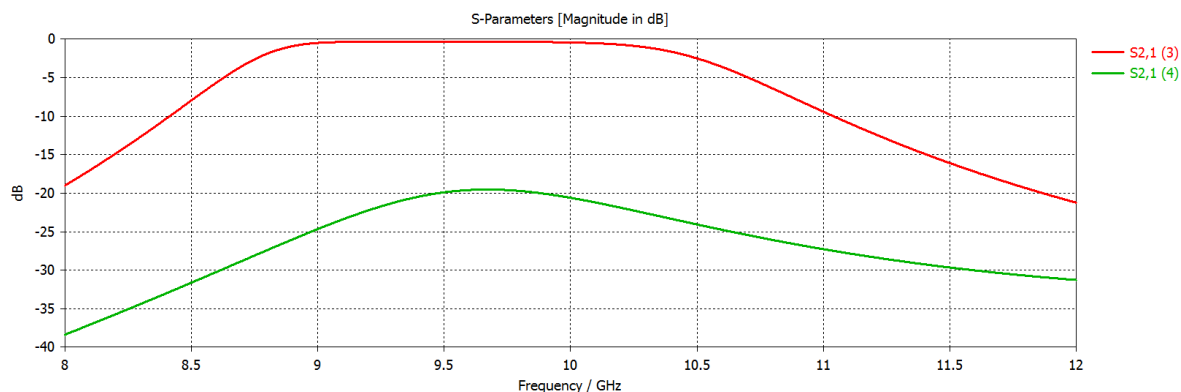


Рис. 4. Частотные характеристики УВК в состоянии «включено» и «выключено».

Для состояния «включено» в диапазоне частот от 8,9 до 10,2 ГГц прямые потери S21 не менее -0,7 дБ. Обратные потери S11, S22 не менее -20 дБ.

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА

Внешний вид макета УВК показан на рисунке 5. Катод диода 2A543A-5 припаян в центре круглого проводника полосковой линии легкоплавким припоем ПОИН52. Анод диода подключен к источнику сигнала управления с помощью скользящего пружинного контакта.

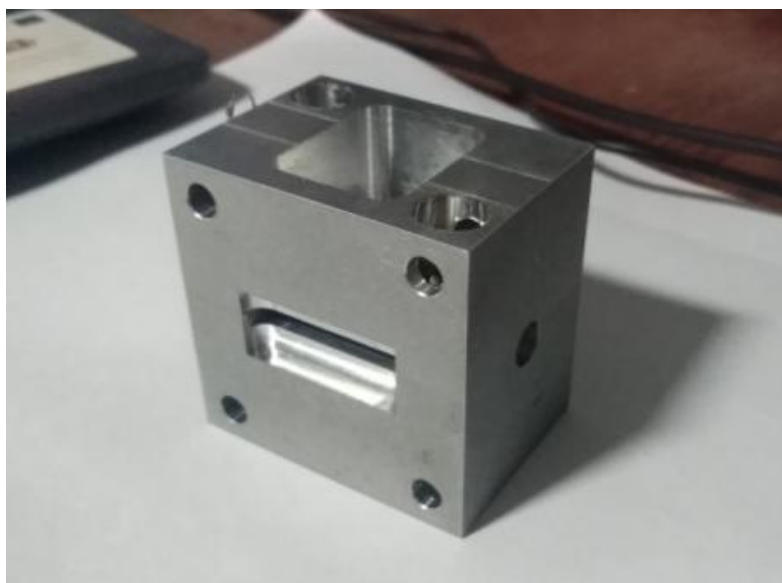
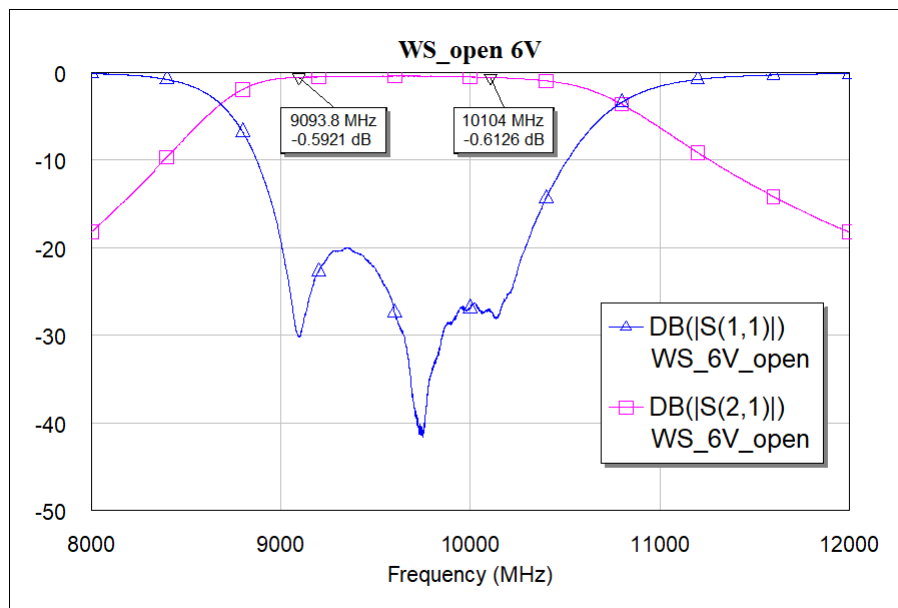


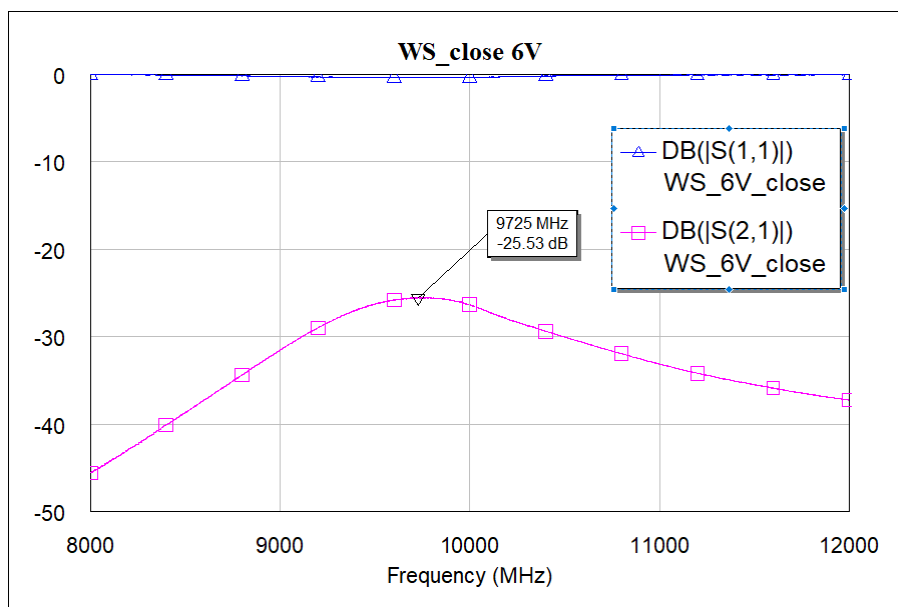
Рис. 5. Макет однодиодного управляемого волноводного ключа.

Для настройки УВК и «холодных» измерений его параметров использован векторный анализатор цепей ZVA-40 (производитель фирма R&S). Калибровка анализатора типа TOSM выполнена с помощью стандартного набора мер. Погрешность измерения ослабления не более 0.08 дБ. Измеренные частотные характеристики УВК в состоянии «включено» и «выключено» показаны на рисунке 6, а, б. Результаты измерений соответствуют обратному напряжению смещения диода  $U_{vc}=6$  В и прямому току 6 мА.





a



б

Рис. 6. Частотные характеристики УВК в состояниях «включено» (а) и «выключено» (б).

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании анализа полученных результатов могут быть сделаны следующие выводы:

- результаты экспериментального исследования макета однодиодного УВК демонстрируют удовлетворительное совпадение с данными моделирования и могут быть признаны успешными. В диапазоне частот от 9,1 до 10,1 ГГц прямые потери в состоянии «включено» не менее -0,6 дБ, КСВН не более 1,22. В состоянии «выключено» прямые потери не более -25 дБ;

- имеется возможность уменьшения потерь в состоянии «включено» за счет нанесения соответствующих гальванических покрытий на внутренние металлические поверхности устройства;

- реализация контакта катода рiп-диода с помощью его пайки к поверхности внутреннего массивного проводника обеспечивает хорошие условия теплоотвода и гарантирует работоспособность при высоких значениях падающей мощности;

- уменьшенное по сравнению с аналогами количество управляемых диодов позволяет в несколько раз уменьшить мощность для управления состоянием ключа;

- технология сборки УВК не требует специальных условий и оборудования, все необходимые операции могут быть выполнены в лабораторных условиях,

- использованные и подтвержденные экспериментом схемотехнические и конструкторские решения могут применены для разработки более широкополосных многодиодных УВК с рабочими диапазонами до мм диапазона длин волн.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Marcuvitz N. Waveguide Handbook, 1986. – P. 448.
2. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение. Под. ред. Г. Уотсона. М.: МИР, 1972. – 662 с.

#### REFERENCES

1. Marcuvitz, N. Waveguide Handbook, 1986. – P. 448.
2. SVCH poluprovodnikovye pribory i ih primeneniye. Pod. red. G. Uotsona. M.: MIR, 1972. – P.662.

## РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ

Э.Э. Каграманов<sup>1</sup>, И.С. Бобылкин<sup>1</sup>, А.М. Безрукавый<sup>1</sup>, В.А. Ванин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Воронежский Государственный Технический Университет, Воронеж, Россия

**Аннотация.** В ходе проводимой работы разработан программно-аппаратный комплекс для проведения процедуры образмеривания конечности человека с последующим построением трехмерной модели. Синтезирована методика кольцевого многолучевого лазерного сканирования, формирования матрицы значений и принципы программной обработки значений для последующего построения трехмерной модели в формате STEP. Сформирована система подвижного сканирования, элементная база, интерфейс программного комплекса по формированию трехмерной модели на компьютере оператора. Представлена концепция полноценного аппаратного комплекса.

**Ключевые слова:** лазер; трехмерное моделирование; лазерная дальнометрия; программно-аппаратный комплекс, ортопедия.

## DEVELOPMENT OF SOFTWARE AND HARDWARE AUTOMATED MEASURING COMPLEX OF HUMAN LIMBNESS USING LASER TECHNOLOGY

E.E. Kagramanov<sup>1</sup>, I.S. Bobylkin<sup>1</sup>, A.M. Bezrukavyy<sup>1</sup>, V.A. Vanin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract.** In the course of the work carried out, a software and hardware complex were developed for carrying out the procedure for measuring a human limb with the subsequent construction of a three-dimensional model. The technique of ring multibeam laser scanning, the formation of a matrix of values and the principles of software processing of values for the subsequent construction of a three-dimensional model in the STEP format are synthesized. A mobile scanning system, an element base, an interface for a software complex for the formation of a three-dimensional model on the operator's computer has been formed. The concept of a full-fledged hardware complex is presented.

**Keywords:** laser; three-dimensional modeling; laser ranging; software and hardware complex, orthopedics.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время 3х-мерное сканирование находит все больше сфер применения в жизни человека. Одной из главных сфер является медицина, а именно ортопедия и травматология. На сегодняшний день существуют удачные эксперименты с 3D печатью фиксирующих конструкций и протезов. Этот опыт показал перспективу аддитивных технологий в медицине. Применение 3D технологий при протезировании, создании поддерживающих конструкций, получение точных размеров становится все актуальней.

Одной из главных проблем в этой сфере является получение точных размеров человеческих конечностей. Процесс образмеривания выполняемый ручным методом занимает огромное количество времени, а существующие автоматизированные комплексы не способны обеспечить высокую точность. Это тормозит развитие аддитивных технологий в медицинской области.

Для решения этой проблемы при сканировании конечностей предлагается использовать лазерную систему сканирования кольцевого типа.

## 2. ПРЕДЛАГАЕМАЯ МЕТОДИКА

Для снятия точных размеров предлагается использовать лазерную дальнометрию.

Импульсный лазерный дальномер активного типа работает по принципу, представленному на рис. 1. Излучатель через окружающую среду выпускает лазерный луч, который отражается от поверхности и попадает на приемник лазерного модуля. На модуле формируется уровень напряжения, в зависимости от интервала времени между отправкой оптического импульса и получением его на элементе приемника.

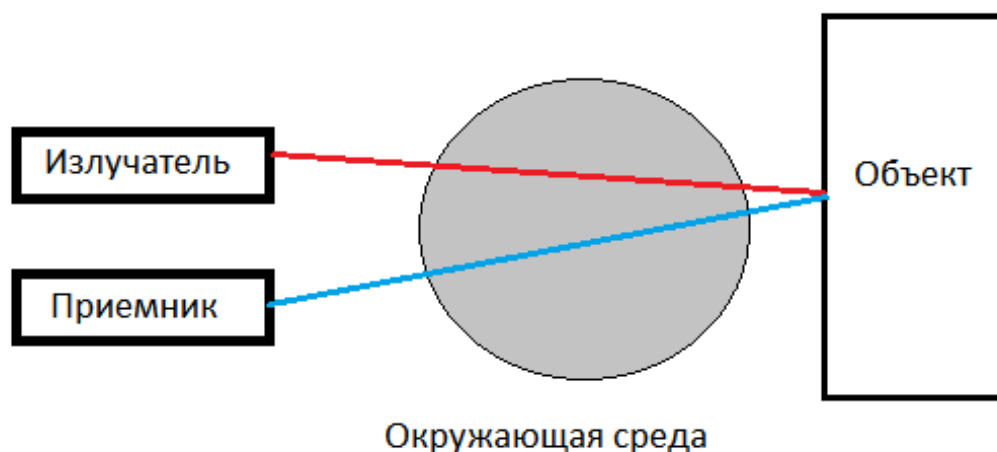


Рис. 1. Принцип работы импульсного лазерного модуля

Предлагается для проведения образмеривания конечности использовать кольцевую платформу для установки лазерных модулей. На платформу будет установлено N-ое количество лазерных модулей (количество модулей пропорционально точности проводимого измерения). Платформа будет передвигаться по одной из оси на шаг, равный N-миллиметров (размер шага пропорционален точности измерения). При каждом шаге лазерные модули проводят сканирование и вычисляют расстояние до объекта образмеривания после чего отправляют на микроконтроллерный обработчик значения. Формируется матрица значений, после чего по этой матрице на компьютере оператора формируется 3D модель конечности.

Используемая методика довольно проста и позволит проводить процедуру образмеривания конечности с минимальными затратами времени. Погрешность лазерных модулей при дистанции менее 100 мм составляет менее 3х процентов, что дает необходимую для этой процедуры точность. Качество 3D модели конечности также достигается при помощи программной обработки, количества образмеривающих лазерных модулей и размере шага двигающейся платформы.

## 3. КОНЦЕПЦИЯ КОНСТРУКЦИИ УСТРОЙСТВА

Предлагаемая концепция устройства основана на использование микроконтроллера семейства ATmega или отечественной разработки 1887BE4У.

Для снятия размеров используются лазерные датчики расстояния VL53L0X.

В разрабатываемой конструкции устанавливаемые датчики должны передвигаться по окружности и параллельно конечности. Для этого рассматривается вариант использования каретки, установленная на направляющих. Она представляет собой

конструкцию, работающую по принципу такому же, как и трехмерные принтеры. То есть передвижение сканирующей поверхности осуществляется, за счет шаговых двигателей. Концепция конструкции устройства представлена на рис. 2.

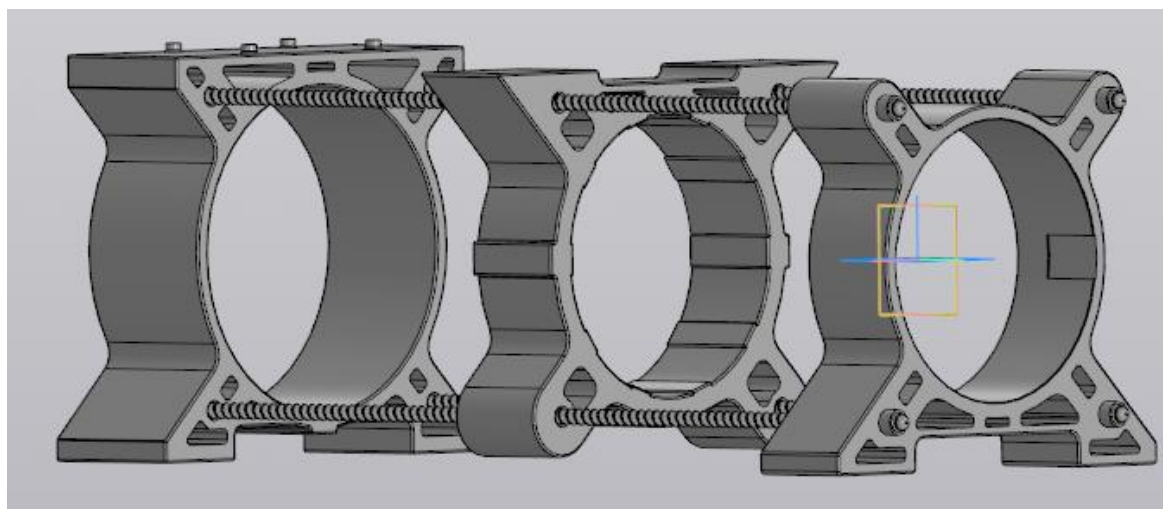


Рис. 2. Конструкция устройства

Для хранения полученных матрицей значений рассматривается использование внешних накопителей данных (в исполнении SD модуля), а также прямая передача на компьютер оператора. Связь с компьютером предлагается выполнить по проводному соединению с USB интерфейсом. Возможна реализация беспроводного канала связи.

В качестве двигающих элементов предлагается использовать шаговые двигатели. Для их управления предлагается использовать драйвера шаговых двигателей с управлением от микроконтроллера.

Питание осуществляется от внешнего блока питания с номиналом 12В выпрямленного напряжения. Параллельно в устройстве есть плата стабилизатора напряжения, осуществляющая вывод напряжения 2х номиналов: 12В и 5В. На плате стабилизатора устанавливаются фильтры для сглаживания пульсации.

#### 4. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Программное обеспечение для платформы пишется на языке C. Программа выполняет ряд функций: управление лазерными модулями по интерфейсу I<sup>2</sup>S, управление шаговыми двигателями, формирование матрицы значений и обмен по интерфейсу UART с компьютером управляющими сигналами и файлами для построения 3D модели.

Программа, загруженная на платформу, должна обрабатывать полученные данные и сохранять их на SD-карте. При подключении к компьютеру и запросе со специальной программы, написанной для данного устройства, платформа должна передавать матрицу снятых значений.

Программное обеспечение для компьютера написано на C++ с использованием Visual Studio. Программа имеет оконный режим и предназначена для получения матрицы значений с платформы, а также формирования 3D модели. Она обрабатывает эту матрицу и по ней строит модель конечности в формате STL или STEP. Эту модель можно открыть в любой системе автоматизированного проектирования, работающей с 3D моделями. Интерфейс программы представлен на рис. 3.

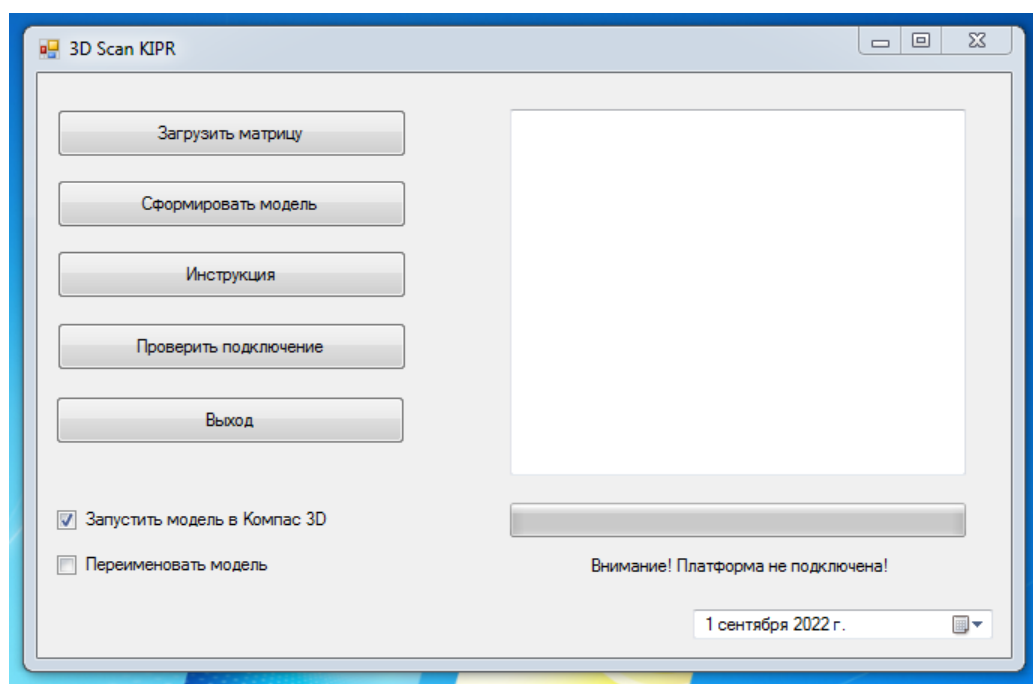


Рис. 3. Программа для устройства

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении описанного программно-аппаратного комплекса необходимо отметить, что разработка наиболее точных устройств 3х-мерного сканирования конечностей человека, обладающих низкой стоимостью, позволит значительно повысить качество медицинской помощи и комфортность при использовании протезов и поддерживающих ортопедических конструкций.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ляпунов Р.М., Каграманов Э.Э., Пищулин Д.А., Пирогов А.А. Разработка концепции устройства для 3D сканирования конечностей человека на основе лазерных дальномеров. // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем, 2022, - С. 31-34.
2. Безрукавый А.М., Бобылкин И.С., Ванин В.А. Разработка трехмерного сканера конечностей человека. // Фундаментальные и прикладные научные исследования: Инноватика в современном мире, 2022, - С. 125-128.
3. Здоровцов В.К., Каграманов Э.Э., Пирогов А.А. Антропоморфный манипулятор. // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем, 2022, - С. 19-22.
4. Баранов И.А., Каграманов Э.Э., Турецкий А.В., Худяков Ю.В. Разработка лабораторного стенда с датчиком Холла. // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем, 2019, - С. 70-77.
5. Затонский А.А., Елкин Д.Р., Костюков А.С., Каграманов Э.Э., Стёпин В.С. Статистические методы определения надежности. // Труды международного симпозиума "Надежность и качество, 2021. - С. 155-156.

## REFERENCES

1. Lyapunov R.M., Kagramanov E.E., Pischulin D.A., Pirogov A.A. Development of the concept of a device for 3D scanning of human limbs based on laser rangefinders. //

- Problems of ensuring the reliability and quality of devices, devices and systems, 2022, - P. 31-34.
2. Bezrukavyy A.M., Bobylkin I.S., Vanin V.A. Development of a three-dimensional human limb scanner. // Fundamental and applied scientific research: Innovation in the modern world, 2022, - pp. 125-128.
  3. Zdorovtsov V.K., Kagramanov E.E., Pirogov A.A. Anthropomorphic manipulator. // Problems of ensuring the reliability and quality of devices, devices and systems, 2022, - P. 19-22.
  4. Baranov I.A., Kagramanov E.E., Turetsky A.V., Khudyakov Yu.V. Development of a laboratory stand with a Hall sensor. // Problems of ensuring the reliability and quality of devices, devices and systems, 2019, - P. 70-77.
  5. Zatonsky A.A., Elkin D.R., Kostyukov A.S., Kagramanov E.E., Stepin V.S. Statistical methods for determining reliability. // Proceedings of the international symposium "Reliability and quality, 2021. - P. 155-156.

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо, П. П. Куренков

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,  
Москва, Россия

**Аннотация.** В работе представлена структурная схема системы управления лучом фазированной антенной решеткой с ферритовыми фазовращателями. Установка необходимого фазового сдвига в каждом фазовращателе осуществляется путем подачи на катушку намагничивания ферритового стержня двух разнополярных импульсов постоянного напряжения и переменной длительности. Система управления лучом содержит систему контроля тока в цепи нагрузки, с помощью которой отслеживается наличие коротких замыканий и обрывов в силовых линиях управления фазовращателями. Система контроля также обеспечивает прекращение подачи управляющего напряжения при достижении ферритовым стержнем фазовращателя состояния насыщения. Высокое быстродействие системы управления лучом и возможность ее адаптации для работы с различным количеством фазовращателей обеспечиваются при построении проекта с применением программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

**Ключевые слова:** система управления лучом, фазированная антенная решетка, ПЛИС, формирователь импульсов.

## PHASED ANTENNA ARRAY BEAM CONTROL SYSTEM

Yu. S. Rusov, D. R. Russo, P. P. Kurenkov

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

**Abstract.** The paper presents a block diagram of the beam control system of a phased antenna array with ferrite phase shifters. Setting the required phase shift in each phase shifter is carried out by applying to the magnetization coil of a ferrite rod two bipolar pulses of constant voltage and variable duration. The beam control system contains a current control system in the load circuit, which monitors the presence of short circuits and breaks in the phase shifter control power lines. The control system also ensures that the control voltage is stopped when the ferrite rod of the phase shifter reaches the saturation state. The high speed of the beam control system and the possibility of its adaptation to operate with a different number of phase shifters are provided when building a project using field-programmable gate arrays (FPGA).

**Keywords:** beam control system, phased antenna array, FPGA, pulse shaper.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Фазированные антенные решетки в настоящее время находят широкое применение в радиолокационных системах различного назначения и базирования. Например, в зенитном ракетно-пушечном комплексе [1] применяется фазированная антенная решетка (ФАР) с узкой диаграммой направленности. Для формирования необходимого фазового распределения в раскрыве ФАР используется система управления лучом (СУЛ), вырабатывающая токи, которые поступают на элементы ФАР [2].

Актуальна задача создания систем и устройств, позволяющих осуществлять быстрое и точное управление фазовым распределением электромагнитного поля в раскрыве ФАР. Современные системы управления лучом ФАР обеспечивают



поэлементное управление каждым фазовращателем антенной решетки и учитывают индивидуальные характеристики элементов ФАР [3, 4]. Известны СУЛ, в составе каждого канала которых используется адаптивная система формирования импульсов размагничивания, что оптимизирует время работы фазовращателя и снижает ток обнуления [5].

При построении СУЛ для ФАР особое внимание уделяется ее быстродействию. Например, для ФАР [1] время переключения элементов составляет не более 100 мкс. С целью обеспечения необходимого быстродействия СУЛ может быть выполнена на базе микропроцессоров или программируемых логических интегральных схем [6].

## 2. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ

Проведены исследования возможности создания СУЛ, предназначенной для управления ферритовыми фазовращателями с продольным намагничиванием ферритового стержня и магнитной памятью. СУЛ ФАР состоит из командного устройства, устройства передачи команд и каналов управления. Структурная схема СУЛ ФАР представлена на рисунке 1.



Рис. 1. Обобщенная структурная схема СУЛ ФАР.

Канал управления – это основная часть СУЛ, обеспечивающая непосредственное управление фазой радиосигнала, поступающего к излучающему элементу ФАР. Каждый канал управления может включать в себя несколько фазовращателей.

Командное устройство предназначено для выработки команд, поступающих к каналам управления. В системе реализован табличный способ формирования фазовых

распределений по каналам управления, при котором рассчитанные фазовые распределения, хранящиеся в памяти спецвычислителя фазы, считываются и поступают в каналы управления.

Устройство передачи команд распределяет и передает команды от командного устройства к каналам управления. При реализации системы на микроконтроллере или ПЛИС устройство передачи команд также обеспечивает хранение и выдачу предварительно рассчитанных таблиц с фазовым распределением в каналы управления.

Устройство передачи команд передает информацию через магистральный канал связи. В нем посредством адресации может обслуживаться группа каналов управления. Благодаря этому возможна реализация модульной схемы построения СУЛ, позволяющей наращивать количество каналов управления и адаптировать СУЛ для работы с различными ФАР.

Канал управления включает в себя фазовращатели и устройства управления ими. Устройство управления обеспечивает логическую обработку и преобразование команд управления к виду, необходимому для непосредственного управления фазовращателями.

Схема управления фазовращателями содержит коммутационные устройства в виде быстродействующих силовых ключей, цепи управления коммутационными устройствами, цепи контроля токов и цепь изменения полярности источника питания.

### 3. ПОСТРОЕНИЕ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПЛИС

Структурная схема СУЛ ФАР, построенной на основе ПЛИС, приведена на рисунке 2.

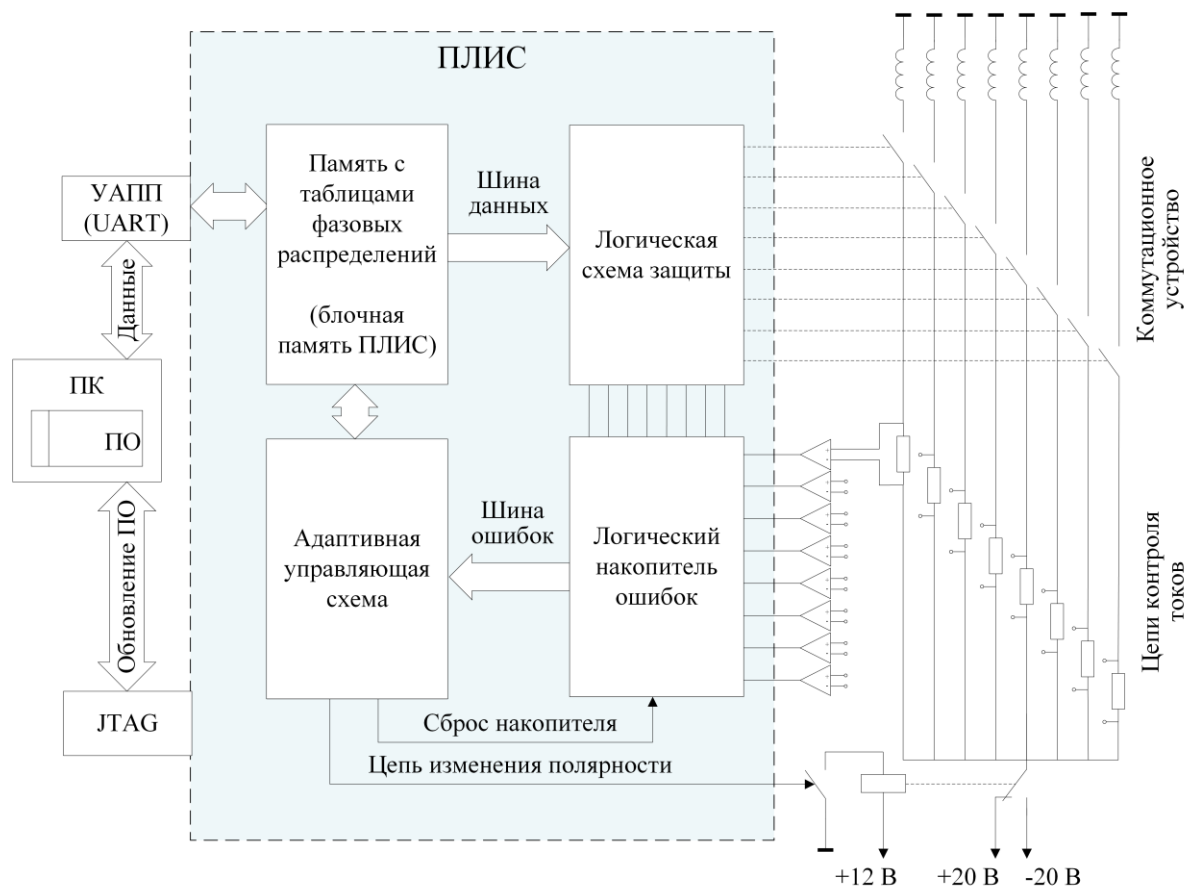


Рис. 2. Структурная схема СУЛ ФАР на базе ПЛИС.

Проект создания универсальной системы электрического управления лучом ФАР включает в себя разработку устройств управления длительностью подаваемых на фазовращатели импульсов напряжения (формирователей импульсов), а также необходимого программного обеспечения (ПО) для цифровой части СУЛ и для интерфейса оператора на персональном компьютере (ПК).

Устройства управления, выполненные на базе ПЛИС, требуют минимальной внешней обвязки. Преимуществом применения ПЛИС по сравнению с микроконтроллерами является большее количество портов ввода-вывода, что позволяет обеспечить управление большим числом фазовращателей. В проекте СУЛ применяются ПЛИС, поддерживающие режим внутрисхемного перепрограммирования по JTAG-интерфейсу.

В качестве устройства, выполняющего расчет команд для каналов управления СУЛ (спецвычислитель фазы), выступает персональный компьютер с установленным на него специальным ПО. С помощью программного обеспечения формируются таблицы необходимых фазовых распределений, которые передаются в устройство управления посредством протокола UART (универсальный асинхронный приемопередатчик).

В цепи сброса и записи фазы в силовой части СУЛ предусмотрена система контроля, останавливающая подачу напряжения на катушку намагничивания фазовращателя при наличии короткого замыкания в нагрузке, а также при достижении ферритовым стержнем фазовращателя состояния насыщения. При обнаружении превышения допустимого тока в нагрузке система производит адаптацию управляющих импульсов индивидуально для каждого элемента ФАР. Кроме того, система контроля определяет появление обрыва в цепи нагрузки.

На каждой силовой линии размещается цепь контроля токов, которая производит выдачу сигнала о соответствующей ошибке. Ошибка «обрыв линии» и «короткое замыкание» фиксируется в известный временной промежуток при помощи короткого контрольного импульса, который реализуется до начала процесса сброса и записи фазы. В системе возможна реализация системы пассивного или адаптивного контроля превышения токов в линиях записи и сброса.

Пассивный контроль представлен независимой от устройства управления процедурой автоматического отключения ключа при обнаружении ошибки на соответствующей линии и индикацией короткого замыкания или обрыва линии. Система такого контроля включает в себя схему накопителя ошибок, фиксирующую ошибку в памяти, и логическую схему защиты, отключающую ключ при фиксации ошибки. Накопитель ошибок можно реализовывать на схемах с триггерами, способными зафиксировать сигнал ошибки и удерживать его до получения сигнала на его сброс. Логическая схема защиты, в простейшем случае, реализуется на логических элементах или условным программированием.

Ключевой особенностью пассивного контроля является его независимость от управляющей системы, что позволяет реагировать на аварийные ситуации без проведения дополнительных расчетов и воздействий на информацию о рассчитанных фазовых распределениях.

При организации адаптивного контроля измерительные процессы совмещены с основными процессами сброса/записи. Цепи контроля токов передают информацию об ошибках непосредственно в управляющую схему для дальнейшей обработки и принятия решения по изменению таблиц с данными об управляющих импульсах. Для удобства такие информационные каналы сводятся в общую шину контроля, что позволяет производить селекцию проверяемых линий. Адаптивный контроль автоматически должен произвести коррекцию программного управления и самонастройку управляющих импульсов. Его преимуществом над пассивным контролем является

отсутствие промежуточных логических блоков (накопитель ошибки, логическая схема), однако повышается сложность его программной реализации.

#### 4. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯМИ ФАР

Силовая часть разрабатываемого устройства управления фазовращателями ФАР представлена цепью записи/сброса фазы, состоящей из коммутационного устройства, цепи контроля токов и цепи изменения полярности. Схема управления фазовращателями предусматривает модульное исполнение, позволяющее реализовывать технические решения для ФАР с различным количеством элементов. Структурная схема силовой части устройства управления фазовращателями показана на рисунке 3.

Для оптимизации системы цепи записи и сброса фазы объединены в единую цепь. Для создания управляющих импульсов отрицательной (сброс фазы) и положительной (запись фазы) полярности используется цепь изменения полярности. За формирование импульсов отвечают коммутационные устройства.

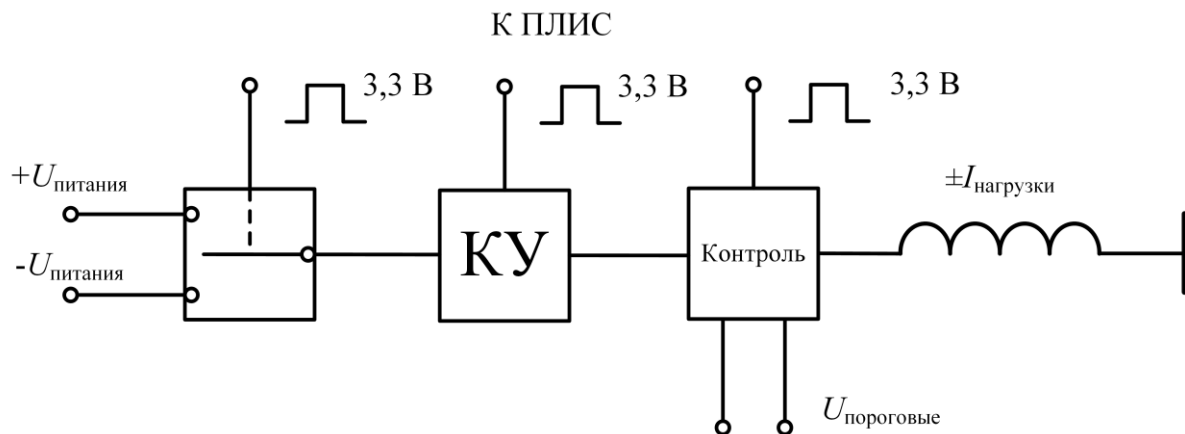


Рис. 3. Структурная схема силовой части.

Коммутационное устройство (КУ на рисунке 3) представляет собой аналоговый ключ, служащий для создания импульсов напряжения постоянной амплитуды и переменной длительности при подаче на него команды от управляющего устройства. Единая линия сброса и записи фазы подразумевает двунаправленную схему построения коммутационного устройства.

Цепь контроля токов размещается на силовой линии нагрузки. Она производит измерение силы тока, протекающего через фазовращатель, и при превышении установленного порога выдает логический сигнал в устройство управления. С помощью цепи контроля возможна фиксация короткого замыкания и обрыва на линии. Для стабильной работы системы контроля пороговые напряжения, отвечающие за уровни срабатывания в цепи контроля, задаются стабилизированными источниками опорного напряжения. Для возможности адаптации СУЛ к различным фазовращателям предусмотрена возможность перестройки уровней опорных напряжений.

Цепь изменения полярности реализует подключение источников питания разной полярности к коммутационному устройству, за счет чего обеспечивается смена полярности управляющих импульсов. Через эту цепь проходит ток управления группой фазовращателей, поэтому к ней предъявляются повышенные требования по внутреннему сопротивлению и максимальной рассеиваемой мощности.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена структурная схема системы управления лучом, предназначенной для установки фазовых распределений в антенных решетках с ферритовыми фазовращателями и позволяющей решать все необходимые задачи управления ФАР. Разработано универсальное программное обеспечение, позволяющее учитывать необходимое количество фазовращателей в антенной системе и задавать фазовые сдвиги для каждого из них, что дает возможность реализовать табличный способ формирования фазового распределения. Кроме того, СУЛ содержит систему контроля наличия короткого замыкания или обрыва в цепи нагрузки. Система контроля также отслеживает момент достижения ферритовым стержнем фазовращателя состояния насыщения.

Системы управления лучом, построенные по представленной в работе схеме, могут быть адаптированы для работы с ФАР с различным числом фазовращателей.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шипунов А. Г., Рошаль Л. Б., Слугин В. Г., Забурев А. А., Кузьмич Я. Л. Зенитный ракетно-пушечный комплекс. RU 2321818 C1, заяв. 08.08.2006, опубл. 10.04.2008.
2. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
3. Хомяков А. В., Болебонов А. В., Бургасов А. Ю., Курбатский С. А., Ряполов С. В., Садовников Р. В., Чепурин А. А. Распределенная система управления лучом. RU 2632983 C2, заяв. 22.03.2016, опубл. 11.10.2017.
4. Иванов А. И., Мельников В. В., Иванов В. А. Устройство командного управления фазовращателями фазированной антенной решетки. RU 2316854 C1, заяв. 05.04.2006, опубл. 10.02.2008.
5. Рябов Д. В., Терентьев М. А., Коротенко А. И., Ахмерова А. И. Устройство управления ферритовыми фазовращателями модульной фазированной антенной решетки. RU 2698957 C1, заяв. 26.11.2018, опубл. 02.09.2019.
6. Manco A., Castrillo V. U. Beam Steering Controller Architectures for an Active Electrically Scanned Array Antenna: Comparison and a Cost Effective Implementation // International Journal of Computer Applications, June 2018, Vol. 179, No. 52.

## REFERENCES

1. Shipunov A. G., Roshal' L. B., Slugin V. G., Zubarev A. A., Kuz'mich J. L. Antiaircraft missile-gun system. RU 2321818 C1, stated 08.08.2006, publ. 10.04.2008.
2. Samoilenko V. I., Shishov Yu. A. Control of phased array antennas. M.: Radio and communications, 1983. – 240 p.
3. Khomyakov A. V., Bolebonov A. V., Burgasov A. Yu., Kurbatskij S. A., Ryapolov S. V., Sadovnikov R. V., Chepurin A. A. Distributed beam control system. RU 2632983 C2, stated 22.03.2016, publ. 11.10.2017.
4. Ivanov A. I., Mel'nikov V. V., Ivanov V. A. Command control device for antenna array phase shifters. RU 2316854 C1, stated 05.04.2006, publ. 10.02.2008.
5. Ryabov D. V., Terentev M. A., Korotenko A. I., Akhmerova A. I. Control device for ferrite phase changers modular phased array. RU 2698957 C1, stated 26.11.2018, publ. 02.09.2019.
6. Manco A., Castrillo V. U. Beam Steering Controller Architectures for an Active Electrically Scanned Array Antenna: Comparison and a Cost Effective Implementation // International Journal of Computer Applications, June 2018, Vol. 179, No. 52.

## ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОЗОНДОВЫХ РЕФЛЕКТОМЕТРОВ

Б. М. Кац<sup>1</sup>, К. А. Саяпин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ООО «НПП «НИКА-СВЧ», г. Саратов, Россия

**Аннотация.** Исследованы широкополосные элементы связи для многозондовых рефлектометров на основе прямоугольных волноводов. Устройства выполнены в виде сочленения отрезка волноводной и коаксиальной линий передачи с емкостной связью между ними. Выполнено численное моделирование и параметрическая оптимизация геометрии элементов, показана возможность расширения рабочего диапазона частот с существенным уменьшением перепада переходного ослабления. Последнее особенно важно для реализации широкополосных многозондовых рефлектометров для новых экономически выгодных типов широкополосных радиоэлектронных систем (векторных анализаторов цепей, анализаторов параметров материалов и др.)

**Ключевые слова:** элементы связи; рефлектометр; волновод; линия передачи; моделирование; оптимизация.

## WIDEBAND PROBES FOR WAVEGUIDE MULTIPROBE REFLECTOMETER

B. M. Kats<sup>1</sup>, K. A. Sayapin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Nika-Microwave, Ltd., Saratov, Russia

**Abstract.** Broadband coupling elements for multiprobe reflectometers based on rectangular waveguides are studied. The devices are made in the form of an articulation of a segment of the waveguide and coaxial transmission lines with capacitive coupling between them. Numerical modeling and parametric optimization of the element geometry are performed, the possibility of expanding the operating frequency range with a significant decrease in the transient attenuation drop is shown. The latter is especially important for the implementation of broadband multiprobe reflectometers for new cost-effective types of broadband radio electronic systems (vector network analyzers, material parameter analyzers, etc.)

**Keywords:** coupling elements; reflectometer; waveguide; transmission line; modeling; optimization.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Ненаправленные элементы связи - зонды используются в составе многозондовых рефлектометров [1, 2]. Широкое применение они находят в системах контроля и стабилизации мощности СВЧ генераторов в технологических процессах высокочастотной сушки и нагрева. Увеличение числа зондов в конструкции многозондового рефлектометра позволяет реализовать более устойчивые и удобные для калибровки рефлектометра алгоритмы работы. Известны примеры рефлектометров, содержащих до 10 зондов [3].

Конструкция зонда образована отрезком однородной линии передачи (ЛП), к которой подключен элемент связи – зонд. С помощью вспомогательной линии передачи сигнал от зонда, пропорциональный напряженности электромагнитного поля в данном сечении однородной ЛП, подается на вход диодного, болометрического либо термисторного датчика мощности СВЧ. На основе данных измерения напряженности

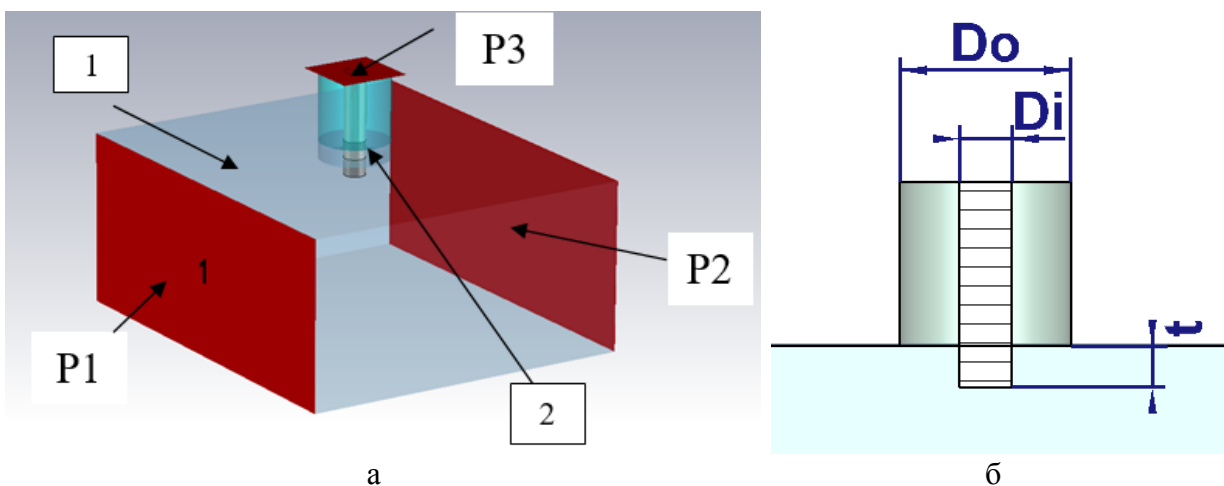
поля в нескольких точках однородной ЛП можно вычислить комплексный коэффициент отражения нагрузки. Такой аппаратно-программный способ реализации рефлектометра является достаточно простым и дешевым по сравнению с другими способами, предполагающими применение дорогостоящих СВЧ-компонентов (смесителей, гетеродинов, квадратурных и синфазно-противофазных делителей мощности и т.д.).

В то же время использование известных конструкций емкостных и индуктивных зондов не позволяет реализовать потенциальные возможности рефлектометров на основе многозондовой измерительной линии (МИЛ) вследствие сильной частотной зависимости коэффициента передачи зонда. В связи с этим практический интерес имеет задача уменьшения перепада переходного ослабления зонда и улучшения его согласования с основной линией передачи.

В настоящей работе выполнено численное моделирование емкостных зондов, показана возможность уменьшения перепада переходного ослабления зондов в широком диапазоне частот. Последняя возможность особенно важна в случае реализации рефлектометров на основе линий передачи с Т- и квази-Т-волнами (коаксиальных, микрополосковых и др. типов линий), поскольку такие волноведущие системы пригодны для построения сверхширокополосных радиоэлектронных систем.

## 2. АНАЛИЗ ЗОНДОВ В ВОЛНОВОДНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Простая конструкция емкостного зонда, выполненного на основе коаксиального соединителя типа SMA, показана на рисунке 1, а. Основной канал 1 образован отрезком прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения  $a$  и  $b$ , вспомогательный канал 2 – отрезком 50-омной коаксиальной линии передачи с круглыми внутренним и внешним проводниками с диаметрами соответственно  $d_i$  и  $d_o$ . Заполнение волновода – воздух (диэлектрическая проницаемость  $\epsilon=1$ ), коаксиала – фторопласт ( $\epsilon=2,1$ ). Порты P1, P2 являются волноводными, порт P3 – коаксиальным. Связь между основным и вспомогательным каналами обеспечивается за счет внутреннего проводника коаксиальной линии, проникающего в полость волновода через его широкую стенку на глубину  $t$  относительно её плоскости. Полагаем, что торец диэлектрической шайбы совпадает с плоскостью широкой стенки волновода.



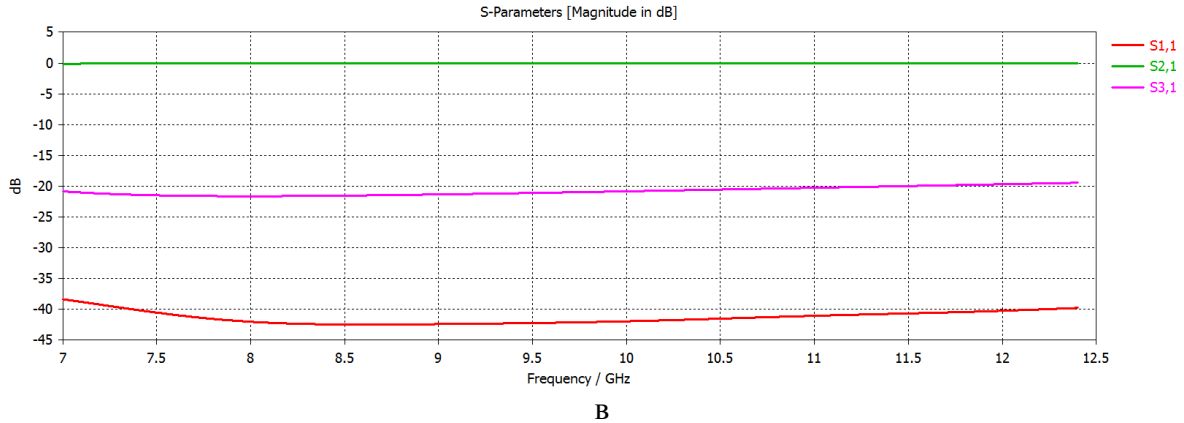
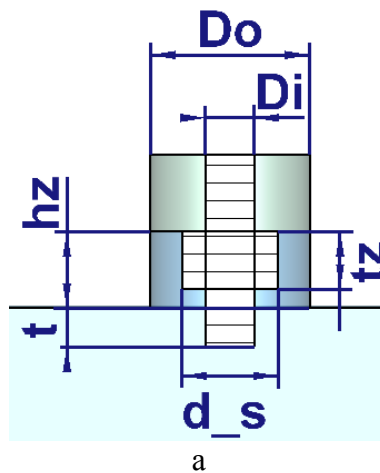


Рис. 1. Простой зонд в прямоугольном волноводе: а – изометрический вид модели, б – вид элемента связи сбоку в продольном сечении, в – частотные характеристики.

Частотные характеристики элементов матрицы рассеяния для геометрических размеров  $a=23$ ,  $b=10$ ,  $d_i=1,27$ ,  $d_o=4,15$ ,  $t=1$  (размеры указаны в мм), рассчитанные с использованием программных средств электродинамического моделирования, приведены на рис. 1, в. В диапазоне частот от 7 до 12,4 ГГц имеем  $S_{11} < -38$  дБ,  $S_{31} = -20,5 \pm 1,1$  дБ. Таким образом, можно отметить удовлетворительное согласование волноводных портов устройства и значительный перепад ослабления, ограничивающий возможности применения зонда.

Исследуем возможность уменьшения перепада переходного ослабления зонда за счет модификации конструкции элемента связи. Новый вариант зонда показан на рисунке 2. Отличие состоит в наличии металлической шайбы толщиной  $t_z$  и диаметром  $d_s$ , размещенной на внутреннем проводнике в полости коаксиальной линии передачи. Полость образована смещением торца диэлектрической шайбы относительно плоскости широкой стенки волновода на величину  $h_z$ . На рис. 2 показан пример реализации зонда для  $t_z=1,5$  мм,  $d_s=2,5$  мм,  $h_z=2$  мм (остальные размеры сохранены прежними).





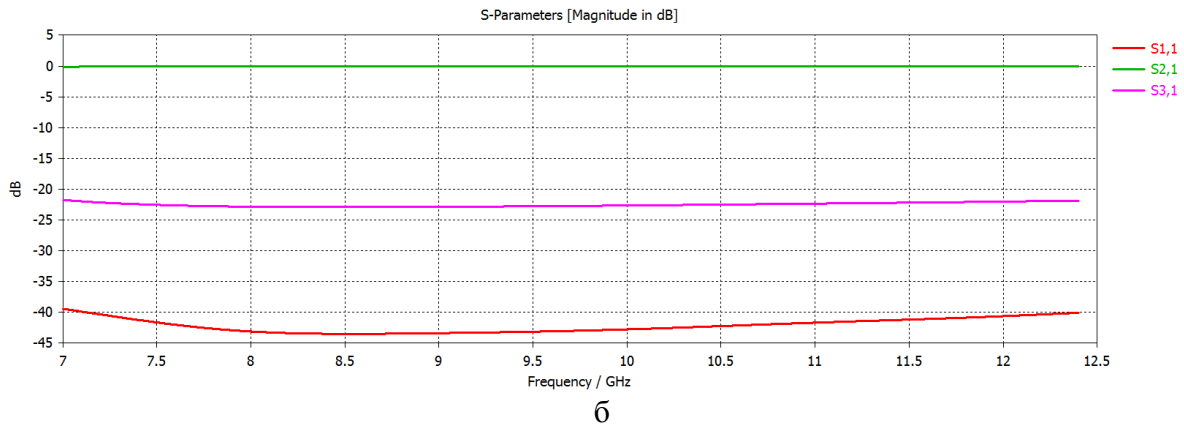


Рис. 2. Модифицированный зонд в прямоугольном волноводе: а – вид конструкции в продольном сечении, б – частотные характеристики.

Соответствующие частотные характеристики элементов матрицы рассеяния приведены на рисунке 2, б. В диапазоне частот от 7 до 12,4 ГГц имеем  $S_{11} < -39,5$  дБ,  $S_{31} = -22,3 \pm 0,6$  дБ. Можно отметить удовлетворительное согласование волноводных портов устройства и уменьшение перепада ослабления по сравнению с предыдущим случаем.

Для реализации в требуемом диапазоне частот необходимого номинального значения ослабления зонда  $S_{31n}$  и его перепада ослабления  $dS_{31}$  в качестве варьируемых параметров удобно использовать геометрические размеры  $t$  и  $d_s$ . Первый размер определяет в основном значение  $S_{31n}$ , второй –  $dS_{31}$ . На рисунке 3 показано семейство частотных характеристик переходных ослаблений зонда для различных значений  $d_s$ .

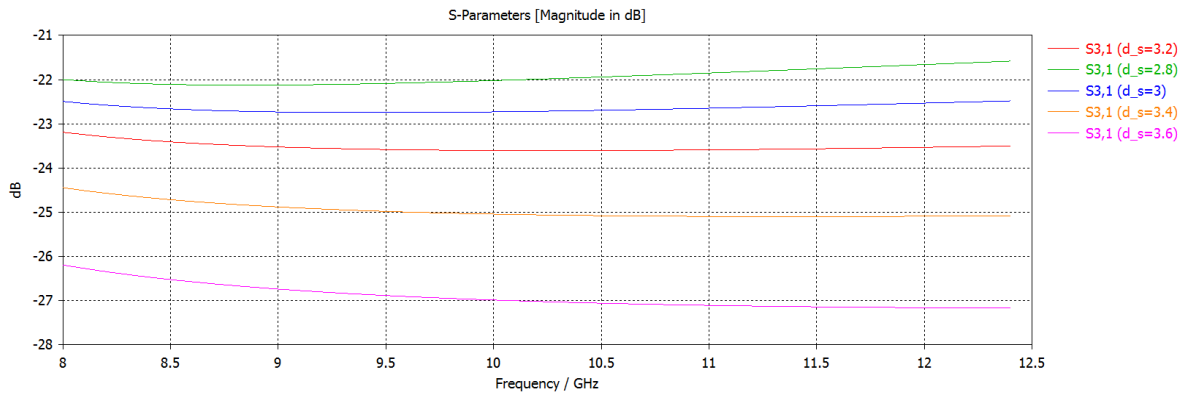


Рис. 3. Частотные характеристики модифицированного зонда.

В диапазоне частот от 8 до 12,4 ГГц для  $d_s = 3,0$  мм имеем  $S_{11} < -40,4$  дБ,  $S_{31} = -22,6 \pm 0,15$  дБ. Таким образом, наблюдаем значительное уменьшение перепада ослабления по сравнению с предыдущим случаем.

### 3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Полученные результаты допускают простую физическую интерпретацию. В исследованном диапазоне изменения геометрических размеров зонд может быть представлен эквивалентной схемой по рисунку 4, где использованы следующие обозначения: L1, L2 – отрезки прямоугольных волноводов; L3 – отрезок коаксиальной линии передачи; C1, C2 – последовательная и параллельная емкость элемента связи.

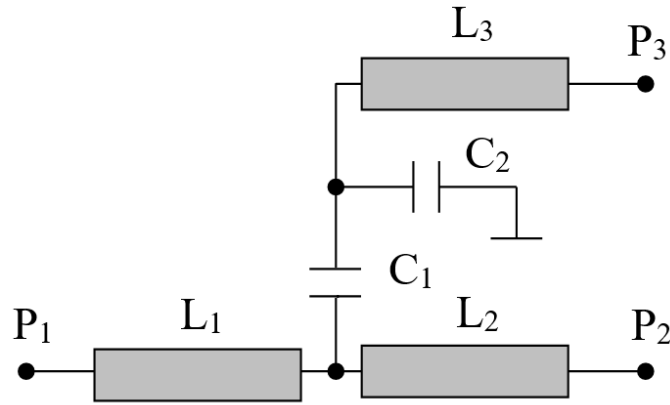


Рис. 4. Эквивалентная схема модифицированного емкостного зонда.

Значения  $C_1$ ,  $C_2$  определяются геометрическими размерами зонда. Для варианта конструкции, когда  $d_s = d_i$ , имеем  $C_1 > C_2$ . В этом случае зонд характеризуется большим перепадом ослабления, увеличивающимся с ростом частоты. Для варианта конструкции когда  $d_i < d_s < d_o$  имеем  $C_1 \ll C_2$ . В этом случае для частот, на которых  $1/(2\pi f C_2) \ll 50$  Ом, элементы эквивалентной схемы  $C_1$ ,  $C_2$  образуют емкостной делитель напряжения, характеризуемый малым перепадом ослабления. При этом очевидно, что  $|S_{31}| = C_1/C_2$ .

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в настоящей работе результаты численного моделирования позволяют сделать вывод о возможности разработки емкостных зондов для волноводных линий передачи, характеризующихся хорошим согласованием и малым перепадом ослабления. По этому параметру исследованные конструкции значительно превосходят известные. Преимущества исследованной конструкции зонда обусловлены возможностью регулировки последовательной и параллельной емкостей элемента связи в широком диапазоне значений, возможностью использования зонда при высоких уровнях мощности СВЧ, высоким качеством согласования волноводного канала.

#### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №23-29-00879).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Galdecot R. The generalized multiprobe reflectometer and its application to automated transmission line measurements // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1973, Vol. AP-21. – Pp. 550-554.
2. Kats B. M., L'vov A.A., Meschanov V.P., Shatalov E.M., Shikova L.V. Synthesis of Wideband Multiprobe Reflectometer // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2008, Vol. 56, No. 2. – Pp. 507-513
3. Monzo-Cabrera J., Pedreno-Molina J. L., Lozano-Guerrero A., Toledo-Moreo A. A Novel Design of a Robust Ten-Port Microwave Reflectometer With Autonomous Calibration by Using Neural Networks // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2008, vol. 56, no. 12. – Pp. 2972-2978.

**REFERENCES**

1. Galdecoot, R. The generalized multiprobe reflectometer and its application to automated transmission line measurements // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-21, 1973. – Pp. 550-554.
2. Kats, B. M., L'vov, A.A., Meschanov, V.P., Shatalov, E.M., Shikova, L.V. Synthesis of Wideband Multiprobe Reflectometer // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, Vol. 56, No. 2. – Pp. 507-513
3. Monzo-Cabrera, J., Pedreno-Molina, J. L., Lozano-Guerrero, A., Toledo-Moreo, A. A Novel Design of a Robust Ten-Port Microwave Reflectometer With Autonomous Calibration by Using Neural Networks // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, vol. 56, no. 12. – Pp. 2972-2978.

# ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ

М. А. Банкетов<sup>1</sup>, И. А. Сафонов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО «Концерн «Созвездие»),  
Воронеж, Россия

<sup>2</sup> Воронежский государственный технический университет (ВГТУ),  
Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** В статье представлен вариант разработки энергоэффективного автономного блока для мониторинга объектов инфраструктуры и оповещения оператора. Проектирование аппаратного блока осуществляется на основе технологий Internet of Things (IoT). Разрабатываемый программно-аппаратный комплекс передает данные о состоянии по беспроводному каналу (GSM, 3G, LTE, ZigBee) на сервер, куда оператор может обратиться при необходимости.

**Ключевые слова:** интернет вещей; умный город; автономный; энергоэффективный.

## ENERGY EFFICIENT AUTONOMOUS SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX FOR MONITORING SMART CITY INFRASTRUCTURE ON THE BASIS OF DEPLOYED WIRELESS NETWORKS

M. A. Banketov<sup>1</sup>, I. A. Safonov<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russia

<sup>2</sup> Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract.** The article presents a variant of developing an energy-efficient autonomous unit for monitoring infrastructure facilities and alerting the operator. The design of the hardware unit is based on Internet of Things (IoT) technologies. The developed software and hardware system transmits status data via a wireless channel (GSM, 3G, LTE, ZigBee) to the server, where the operator can contact if necessary.

**Keywords:** internet of things; smart city; autonomous; energy efficient.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Интернет вещей (Internet of Things IoT) – это концепция, позволяющая физическим вещам, которые подключены к сети Интернет, соединяться друг с другом без участия человека. Цель концепции – измерение, сбор и анализ данных для лучшего обслуживания пользователей и улучшения качества продуктов. Для её реализации требуется экосистема: устройства с датчиками; сеть доступа и передачи данных; платформы для управления сетью, гаджетами и приложениями [1]. Актуальными проблемами мониторинга объектов инфраструктуры умного города (Smart City) являются необходимость развертывания инфраструктуры для передачи данных о состоянии объектов мониторинга, а также обеспечение электропитания устройств мониторинга, а так же неэффективное использование ресурсов системы из-за недостаточной осведомленности программно-аппаратных средств о возможностях (ограничение алгоритмов, архитектуры или средств связи) [2].

Целью настоящей статьи является анализ существующих архитектур IoT-устройств и предложение путей повышения их энергоэффективности.

## 2. ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМАТИКИ И ПОДХОДА К РЕШЕНИЮ

В типовой конфигурации IoT-устройства передают данные о состоянии и получают команды от централизованной платформы, при этом механизм (протокол) организации этого соединения сильно зависит от характеристик канала связи и архитектуры самого устройства. К примеру, если устройство находится в помещении, то используются устройства, передающие данные через Ethernet или Wi-Fi, а в случае устройства с автономным питанием (аккумулятор), требуются варианты протоколов с низким энергопотреблением, такие как Bluetooth Low Energy или LPWAN. Также сегодня производителями массовых решений для «Умного дома» активно используются протоколы ZigBee и LoRaWan. К сожалению современные города еще не имеют развитой инфраструктуры, работающей на описанных выше протоколах. Тем не менее уже давно развернута и активно эксплуатируется инфраструктура сотовой связи (2G, 3G и LTE, а также в ряде стран активно внедряется 5G). Использование уже существующих городских сетей существенно снизит стоимость развертывания системы мониторинга. Но тормозящим развитие IoT концепции фактором являются используемые микросхемы, поддерживающие данные протоколы связи, но обладающие высоким энергопотреблением даже в режиме ожидания, что снижает время их автономной работы от элемента питания. Меньшие эксплуатационные расходы могут компенсировать стоимость элемента большей емкости. Поскольку энергетический потенциал элементов с малой емкостью очень низок, то необходимо использовать любой шанс для удержания устройства в течение как можно большего времени в режиме ожидания (при котором ток потребления крайне мал). Например, если при эксплуатации устройств беспроводных сетей технологии ZigBee поток данных направлен от координатора сети к конечным устройствам, то они должны периодически активизироваться для приема от координатора новой информации. Так как желательно, чтобы конечное устройство пробуждалось на как можно меньший период времени, наиболее подходящей сетевой топологией была бы «звезда с маяком» (с синхронизацией доступа к каналу) [2]. При работе таких устройств соединение с сетью требуется только при наступлении какого-либо события, срабатывании датчика. Поэтому модуль связи может быть отключен большую часть времени, что экономичнее, чем в спящем режиме и очевидно экономичнее постоянно работающего режима.

## 3. ПРЕДЛОЖЕННОЕ РЕШЕНИЕ И СРАВНЕНИЕ С СУЩЕСТВУЮЩИМИ АНАЛОГАМИ

Рассмотрим «классическую» архитектуру автономного IoT устройства с модулем связи и датчиками, рис. 1. Алгоритм такого устройства предполагает постоянную работу контроллера. Модуль беспроводной связи подключен напрямую к аккумулятору, при работе устройства модуль связи может переводиться в спящий режим по команде с микроконтроллера, что, конечно, снижает его энергопотребление, но на длительном интервале времени этого потребления все равно достаточно чтобы быстро разрядить аккумулятор. Кроме того датчики устройства так же потребляют энергию с аккумулятора, т.к. находятся в режиме постоянной работы. Согласно алгоритму микроконтроллер с заданной периодичностью опрашивает датчики и в случае срабатывания выводит модуль связи из спящего режима, и затем передает информацию через него.

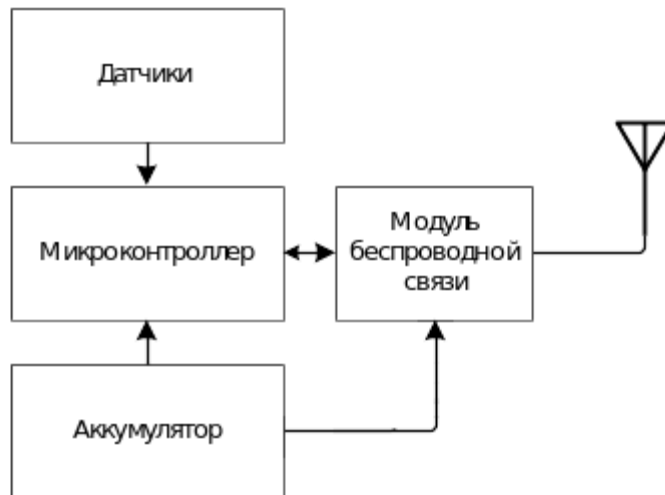


Рис. 1. «Классическая» архитектура устройства.

Второй вариант архитектуры отличается тем, что для наиболее эффективного использования аккумулятора предлагается отключать модуль беспроводной связи от источника питания до наступления события (срабатывания одного из датчиков), рис. 2. Алгоритм работы данного устройства заключается в следующем, до начала работы устройства модуль беспроводной полностью обесточен, т.к. реле выключено, при срабатывании механического датчика (например, наклона) реле включается и подается питание на модуль беспроводной связи, который в свою очередь передает информацию оператору. По завершении работы или по команде оператора модуль связи дает команду реле на выключение. Модули беспроводной связи, поддерживающие установку программного обеспечения пользователя, широко представлены на рынке (например, SIM800 - <https://www.simcomm2m.com/product/SIM800F.html>).

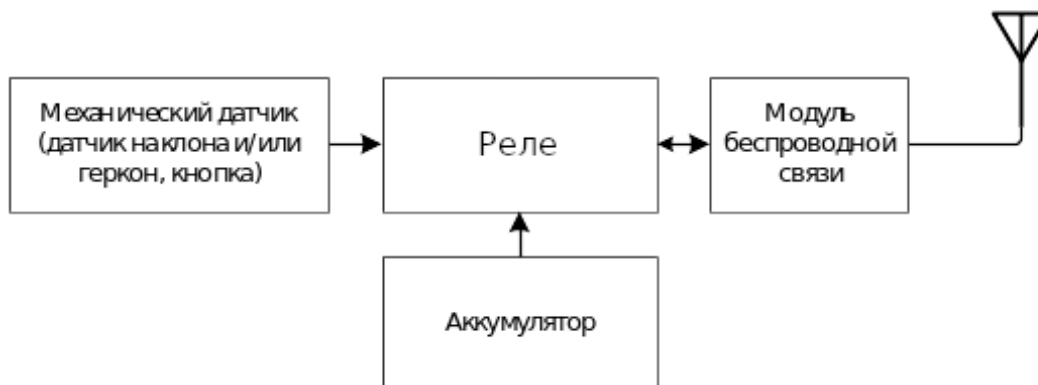


Рис. 2. Усовершенствованная архитектура устройства

Однако, и эта архитектура не лишена недостатков: нет возможности контролировать работоспособность устройства (вдруг аккумулятор вышел из строя раньше заявленного срока), или возможности периодического пробуждения устройства для опроса цифровых датчиков (например, температуры или уровня заряда аккумулятора).

Для компенсации этих недостатков предлагается третья архитектура, дополненная микроконтроллером, рис. 3.

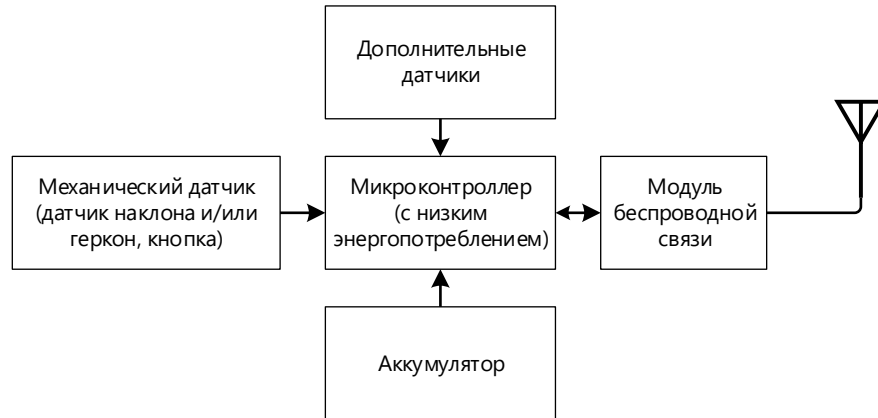


Рис. 3. Третья архитектура устройства

Проведем сравнительный анализ энергопотребления представленных выше архитектур, учитывая что используются аккумуляторы на основе лития, так называемые литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы [4]. Данные расчетов длительности работы указанных архитектур (V1, V2, V3) при подключении к литиевому аккумулятору с емкостью 9300 мА\*ч и саморазрядом 5% в месяц представлены на рис. 4. Расчет производился для равных условий работы и одинаковых временных зависимостей происходящих событий и процессов для каждого устройства.

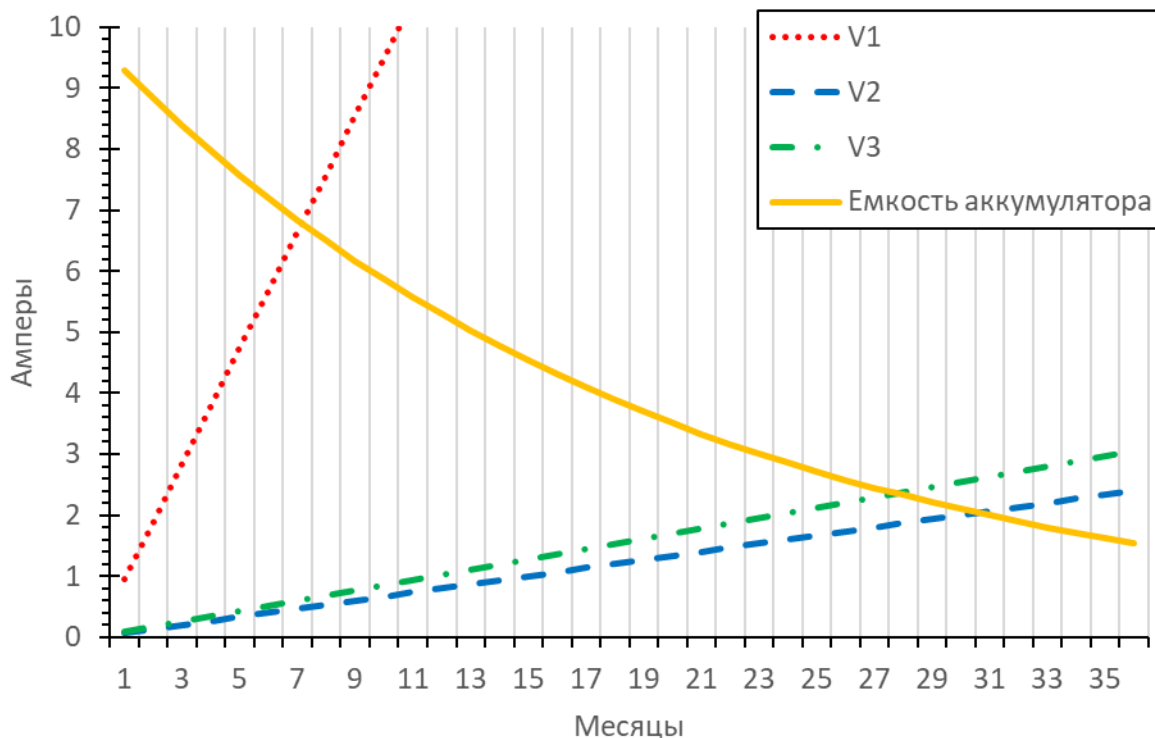


Рис. 4. Данные экспериментальных расчетов

Расчет показывает, что несмотря на то, что решение v3 уступает решению v2 в энергоэффективности, оно существенно выигрывает в функционале. Тем более разница в эффективности использования аккумулятора составляет не более 8%. Алгоритм работы наиболее удачного решения для IoT устройства «Умного города» представлен на

рис. 5. Пробуждение микроконтроллера устройства осуществляется как по событию с механического датчика (например, на GPIO вход контроллера), так и по заданной программно периодичности, после чего осуществляется опрос цифровых датчиков (или устройств). Затем (опять же с заданной программно периодичностью) осуществляется включение модуля беспроводной связи и обмен информацией с оператором. После чего, в случае получения соответствующих входных данных, осуществляется обработка команд оператора, отключение модуля связи (и других периферийных устройств) и переход контроллера в режим сна.

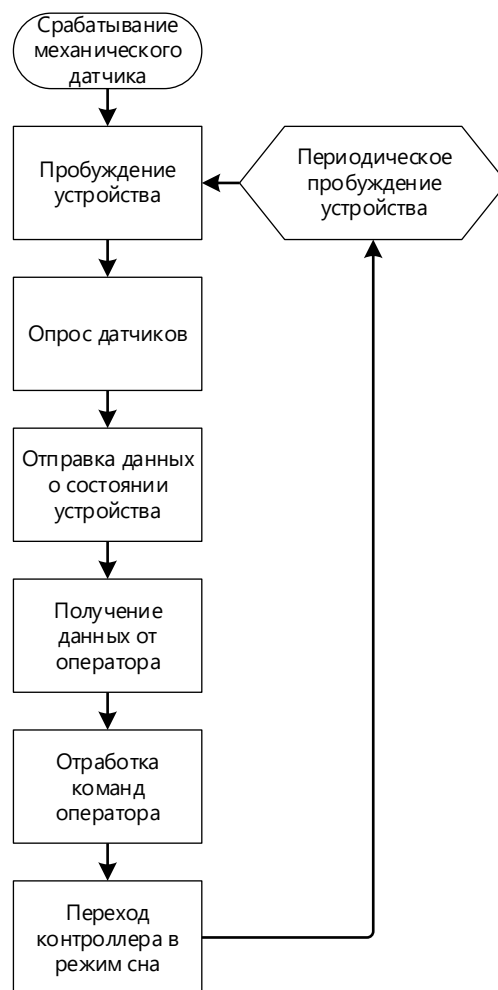


Рис. 5. Оптимальный алгоритм работы IoT-устройства

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье был проведен анализ существующих архитектур IoT-устройств и актуальных проблем, были предложены пути повышения их энергоэффективности. Выявлено, что оптимальным решением будет использование существующих сетей сотовых операторов города. Проведено сравнение вариантов разработки автономных блоков для мониторинга объектов инфраструктуры и оповещения оператора. В результате сравнения предложен наиболее эффективный алгоритм работы IoT-устройства.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кузяшев А. Н., Смолин А. Е. Интернет вещей, умный дом и умные города. // Эпоха науки, 2021, № 25. - С. 174-176.



2. Технология промышленного интернета вещей: возможные барьеры и пути их преодоления. Вадим Жмудь, Александр Ляпидевский, Валерий Аврамчук, Олег Стукач, Hubert Roth. Автоматика и программная инженерия. 2019, No 2 (28), стр. 50-61.
3. Архитектура системы интернета вещей. К.А. Суриков. Российский экономический университет им. Г.В. Плеханова.
4. Электротехнические комплексы и системы. Критерии выбора дисковых элементов электропитания. В.М. Артюшенко.

#### REFERENCES

1. Kuzyashev A. N., Smolin A. E. Internet of things, smart home and smart cities. // Epoch of Science, 2021, No. 25. - P. 174-176.
2. Industrial Internet of Things technology: possible barriers and ways to overcome them. Vadim Zhmud, Alexander Lyapidevsky, Valery Avramchuk, Oleg Stukach, Hubert Roth. Automation and software engineering. 2019, No 2 (28), pp. 50-61.
3. Architecture of the Internet of things system. K.A. Surikov. Russian Economic University. G.V. Plekhanov.
4. Electrical complexes and systems. Criteria for selecting disk power supply elements. V.M. Artyushenko.

# АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

М. В. Нгуен

Российский технологический университет (МИРЭА), Москва, Россия

**Аннотация.** В статье представлен алгоритм распознавания видов цифровой модуляции, оценки отношения сигнал/шум (ОСШ) и значений расстроек несущей частоты и начальной фазы с помощью многозадачной искусственной нейронной сети. В качестве признаков распознавания предлагается использовать кумулянты до 9-го порядка, вычисляемые по зарегистрированным значениям отсчётов радиосигналов. Представлены результаты моделирования алгоритмов распознавания видов цифровой модуляции и определения ОСШ в условиях точного знания параметров принимаемого сигнала; точность правильного распознавания может достигать 86% при ОСШ=0 дБ, точность определения ОСШ – до 98% при изменении ОСШ от -10 дБ до 5 дБ. Точность определения значений отстройки от несущей частоты или начальной фазы сигнала для модуляции (QAM-8 и APSK-16, QAM-64 и PSK-8) оказывается высокой.

**Ключевые слова:** автоматическое распознавание, вид модуляции, нейронная сеть, кумулянт.

# AUTOMATIC DETERMINATION OF THE TYPE AND PARAMETERS OF THE RECEIVED SIGNAL UNDER CONDITIONS OF PARAMETRIC APRIOR UNCERTAINTY

M. V. Nguyen

Russian Technological University (MIREA), Moscow, Russia

**Abstract.** The paper presents an algorithm for recognizing the types of digital modulation, estimating the signal-to-noise ratio (SNR), and the values of the carrier frequency and initial phase detuning with multi-task neural network. As recognition features, it is proposed to use cumulants up to the 9th order, calculated from the registered values of radio signal reports. The results of modeling algorithms for recognizing digital modulation types and determining SNR under conditions of accurate knowledge of the parameters of the received signal are presented; correct recognition accuracy can reach 86% when SNR =0 dB, the accuracy of SNR determination is 98% when the SNR changes from -10dB to 5dB. The accuracy of determining the offset values from the carrier frequency or the initial phase for modulation (QAM-8 and APSK-16, QAM-64 and PSK-8) is high.

**Keywords:** automatic recognition, type of modulation, neural network, cumulant.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Автоматическое распознавание видов модуляции сигналов является важной задачей в современных системах радиотехнической разведки и радиоэлектронной борьбы. Разведка и борьба с радиосигналами являются критическими для государственной безопасности, военной обороны и экономических интересов, поэтому существует большой интерес к разработке инновационных методов распознавания модуляции сигналов. Автоматическое распознавание модуляции сигналов позволяет определить тип передаваемой информации, что может помочь в идентификации и классификации источников радиосигналов. Например, определение типа модуляции

может показать, является ли сигнал голосовым сообщением, видеопотоком или передачей данных, что может быть полезным для принятия решений в различных областях. Более того, разведка и борьба с радиосигналами являются динамическими процессами, которые требуют быстрого и точного распознавания модуляции сигналов в режиме реального времени. Поэтому разработка эффективных и автоматизированных методов распознавания модуляции сигналов является критически важной для обеспечения эффективной работы систем радиотехнической разведки и борьбы с радиосигналами.

В современных системах передачи информации в передаваемом сигнале часто присутствует служебная информация для синхронизации между передатчиком и приёмником, но часто при приёме сигнала его несущая частота и начальная фаза известны с некоторой погрешностью. Например, это имеет место при анализе получаемого сигнала в случае эффекта Доплера, тогда частота принятых колебаний изменяется по закону, связанному с перемещением передатчика и приёмника этих колебаний. В процессе радиотехнической разведки точная информация о частоте и начальной фазе сигнала отсутствует. В данной работе предполагалось, что принимаемый сигнал подвергнут предварительной обработке, которая показана в рисунке 1. Где цифрой 1 обозначен блок умножения, цифрой 2 – фильтр нижних частот (ФНЧ), цифрой 3 обозначено устройство дискретизации сигнала с выхода ФНЧ [1].

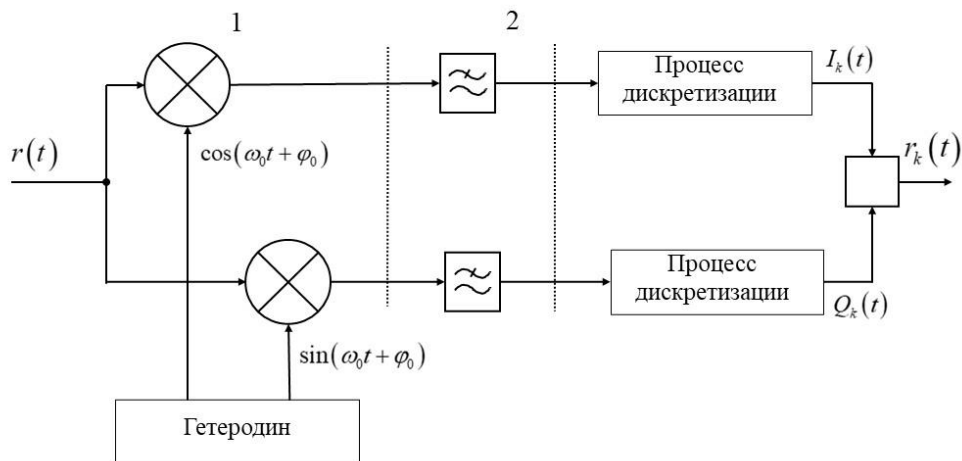


Рис. 1. Схема предварительной обработки сигнала

Получаемый в результате предварительной обработки сигнал описывается следующим выражением:

$$r_k(t) = \frac{1}{2} A(t) \left\{ \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi_0] - i \sin[\Delta\omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi_0] \right\},$$

где  $\Delta\omega$  – отстройка от несущей частоты,  $\Delta\varphi_0$  – отстройка от начальной фазы.

Полученные синфазная  $I(t)$  и квадратурная  $Q(t)$  составляющие группируются в комплексный сигнал  $r_k(t) = I_k(t) + iQ_k(t)$ , и его комплексно-сопряжённый:  $\bar{r}_k(t) = I_k(t) - iQ_k(t)$ , являющиеся исходными данными для вычисления моментов и кумулянтов.

В работе [2] представлен алгоритм распознавания видов модуляции радиосигнала с использованием многозадачной нейронной сети в условиях параметрической априорной определённости. В качестве информационных признаков предлагалось использовать кумулянты до 9-го порядка, формулы вычисления моментов и кумулянтов подробно описаны в данной работе. Результаты эксперимента показали, что средняя точность распознавания достигала 99% при ОСШ=7 дБ и 86% при ОСШ=0 дБ. Из этих

результатов следовал вывод о том, что применение нейронной сети является перспективным направлением решения задачи распознавания видов модуляции сигналов с помощью кумулянтных признаков. Ниже использованный в [2] подход распространён на более широкий класс задач распознавания видов модуляции (GMSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 16-APSK, 32-APSK, BPSK, QPSK, 8-PSK и 2-FSK) при неизвестных сдвигах частоты и фазы принимаемого сигнала. представлены примеры значений кумулянтов до 9-го порядка для модуляции (QAM-64 и PSK-8) с различными значениями отстройки от несущей частоты ( $\Delta\omega$ ) и начальной фазы ( $\Delta\phi_0$ ). Из полученных значений кумулянтов отметим, что тех или иных значений  $\Delta\omega$  или  $\Delta\phi_0$  кумулянты различных порядков в разной степени позволяют распознавать виды модуляции сигнала.

Таблица 1. Значения кумулянтов различных порядков для модуляции QAM-64 и PSK-8

Кумул.	Модул.	$\Delta\omega=0$ и $\Delta\phi_0=0$		$\Delta\omega=900$ Гц		$\Delta\phi_0=0.04$ рад.	
		QAM-64	PSK-8	QAM-64	PSK-8	QAM-64	PSK-8
$C_{2,0}$		-0.00913	-0.0063	0.01209	-0.01225	1.08181	1.12291
$C_{3,0}$		-0.03605	0.04699	-0.04641	0.04051	-0.01704	0.00593
$C_{2,1}$		-0.00800	0.00439	0.01381	0.01362	-0.01714	0.00621
$C_{4,0}$		-0.56435	-0.01765	3.12438	3.20105	-0.36449	-0.27393
$C_{2,2}$		-0.61285	-0.97795	0.92006	0.85290	-0.36504	-0.27938
$C_{5,0}$		-0.20728	0.092786	0.04405	0.05804	-0.20601	0.20011
$C_{3,2}$		-0.00930	-0.00627	-0.05664	0.01384	-0.21641	0.19121
$C_{6,0}$		0.05008	-0.06516	0.97633	1.33265	1.17776	1.29652
$C_{3,3}$		1.62832	3.84222	-0.99868	-0.566	1.14810	1.33444
$C_{7,0}$		-1.56151	-0.47311	-1.01121	0.51321	1.33945	-0.51879
$C_{6,1}$		0.59933	-0.50570	-1.20013	-1.02734	1.40554	-0.47957
$C_{4,3}$		-0.12922	0.01030	-0.33111	-0.76300	3.20184	-1.62158
$C_{8,0}$		-12.8750	-1.42191	-191.842	-201.990	-4.24775	-11.0519
$C_{6,2}$		-11.6686	0.01107	-28.2597	-22.6214	-4.12208	-11.3511
$C_{4,4}$		1356.218	1413.430	1412.013	1359.459	1041.279	1197.02
$C_{9,0}$		-8.11293	4.10262	-28.8307	-15.8577	-37.4355	2.39996
$C_{8,1}$		6.42682	5.20209	27.0642	-7.68852	-244.414	108.016
$C_{6,3}$		-121.649	114.854	534.622	368.480	3453.083	4508.33
$C_{5,4}$		2467.71	2217.473	5219.517	4876.258	6296.198	8169.887

## 2. ИСКУССТВЕННЫЕ НЕЙРОННЫЕ СЕТИ

Применение нейронных сетей для распознавания видов цифровой модуляции радиосигналов является одним из самых эффективных подходов в задаче автоматического распознавания модуляции сигналов. Одним из преимуществ использования нейронных сетей является их способность к обучению на большом количестве примеров, что позволяет улучшить точность распознавания. В настоящее время существует множество исследований, посвящённых применению нейронных

сетей для распознавания модуляции сигналов. Некоторые из них используют нейронная сеть с несколькими слоями, а другие – более сложные архитектуры, такие как многозадачная нейронная сеть и сверточная нейронная сеть.

На рисунке 2 представлена структура многослойной нейронной сети. В этой сети каждый нейрон строит взвешенную сумму своих входов  $net^{(j,1)}$  с поправкой, затем пропускает эту величину активации  $\sigma^{(j,1)}$  через передаточную функцию, таким образом получают выходные значения:

$$net^{(j,1)} = w^{(j,1)} x^T = w_0^{(j,1)} + \sum_{i=1}^n w_i^{(j,1)} x_i,$$

$$o^{(j,1)} = f\left(net^{(j,1)}\right),$$

где  $x^T = (1, x_1, \dots, x_n)$  – вектор-строка входа,  $w^{(j,1)} = (w_0^{(j,1)}, w_1^{(j,1)}, \dots, w_n^{(j,1)})$ ,  $j = \overline{1, N_1}$  – вектор-строка синаптических связей на входе  $j$ -го нейрона,  $N_1$  – количество нейронов в первом скрытом слое.

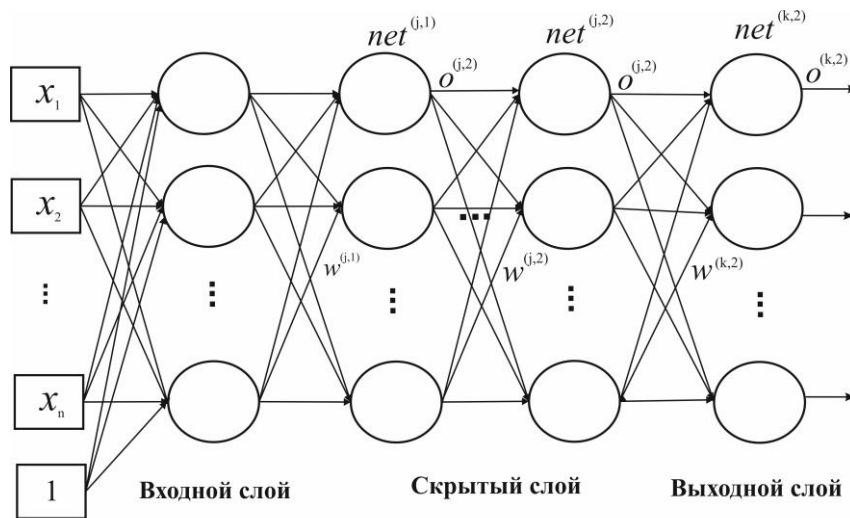


Рис. 2. Структура многослойной нейронной сети.

Обучение этой нейронной сети заключается в минимизации функции ошибки  $E(\vec{w})$ , где  $\vec{w}$  – совокупность синаптических связей сети [3].

Функция ошибки нейронной сети определяется как

$$E = \frac{1}{2} \sum_i (t_i - o_i)^2,$$

где  $t_i$  – целое (желаемое) состояние выходов нейронной сети,  $o_i$  – фактическое состояние выходов нейронной сети  $i$ -го нейрона выходного слоя сети.

В настоящее время существует несколько методов для минимизации функции ошибки, но чаще всего используются четыре метода: метод Градиент, метод Adagrad, метод RMSProp, метод Адам, различающиеся скоростью обучения алгоритма. В [4] приведены результаты сравнения этих методов, из них сделан вывод о том, что метод Адам обеспечивает высокую точность правильного распознавания видов цифровой модуляции при малом значении числа циклов переобучения (эпох), и большую стабильность в процессе обучения сети. С учётом вышесказанного, обобщённый алгоритм распознавания вида цифровой модуляции сигналов представлен на рисунке 3.



Рис. 3. Обобщённый алгоритм распознавания видов модуляции, оценки отношения сигнал/шум (ОСШ) и значений расстроек частоты или начальной фазы.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование многозадачной нейронной сети проводилось в программе Питон с помощью Блокнота Colab. Для распознавания видов модуляции (GMSK, QAM-8, QAM-16, QAM-64, APSK-16, APSK-32, BPSK, QPSK, PSK-8 и FSK-2) сформированы шесть базы данных. Первая база данных сформирована для распознавания десяти видов модуляции сигналов (GMSK, QAM-8, QAM-16, QAM-64, APSK-16, APSK-32, BPSK, QPSK, PSK-8 и FSK-2), которая состоит из 10000 сигналов (1000 сигналов по каждому виду модуляции), из них 7200 сигналов для обучения, 1800 – для проверки и 1000 – для тестирования. Вторая база данных использована для оценки значений отношения сигнал/шум (ОСШ), она состоит из 10 матриц размером  $28 \times 15500$  сигналов. Для распознавания двух групп модуляции (QAM-8 и APSK-16, QAM-64 и PSK-8) в условиях отстройки от несущей частоты сформированы две базы данных, каждая база данных состоит из 12800 сигналов (800 сигналов по каждому значению отстройки от несущей частоты), также в условиях отстройки от начальной фазы сформированы две базы данных, каждая состоит из 16000 сигналов (800 сигналов по каждому значению отстройки от начальной фазы). Результаты моделирования распознавания вида модуляции в условиях отстройки от несущей частоты или начальной фазы представлена на рисунках 4 и 5. Рисунки имеют вид таблиц, строки и столбцы которых соответствуют виду модуляции сигнала. В ячейках приведены результаты распознавания вида модуляции. Например, для рисунки 4 при распознавании сигналов GMSK (на рисунке первая строка – GMSK) распознаны верно 94 сигнала, а по шестеро принято ошибочное решение.



Результаты моделирования распознавания вида модуляции (QAM-8 и APSK-16, QAM-64 и PSK-8) в условиях отстройки от несущей частоты представлены на рисунках 7 и 8. Из рисунков хорошо видно, что использование многозадачной нейронной сети позволяет выполнить не только распознавание видов модуляции, но и определение значений отстройки от несущей частоты. Точность распознавания модуляции QAM-8 и APSK-16 с различными значениями  $\Delta\omega$  составляет 0.96.

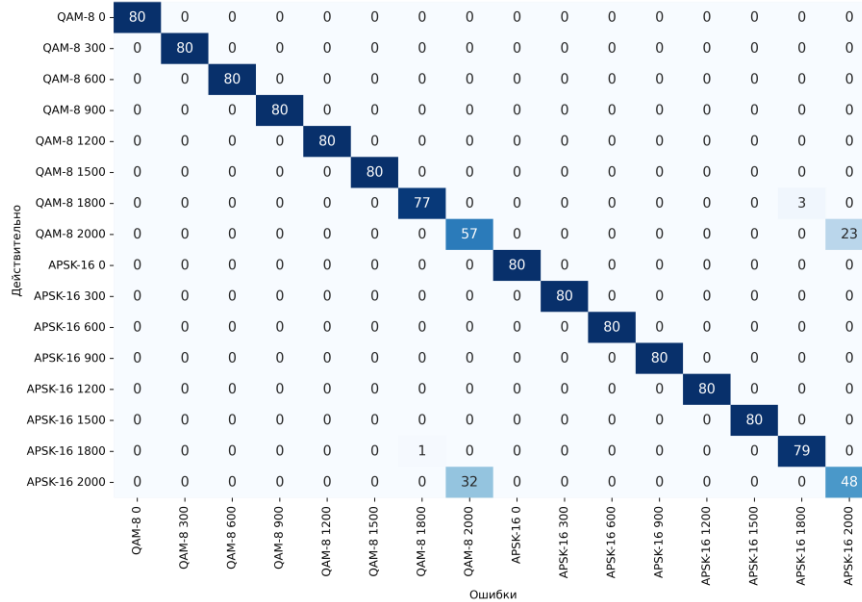


Рис. 7. Зависимость точности распознавания модуляции QAM-8 и APSK-16 от значения  $\Delta\omega$ .

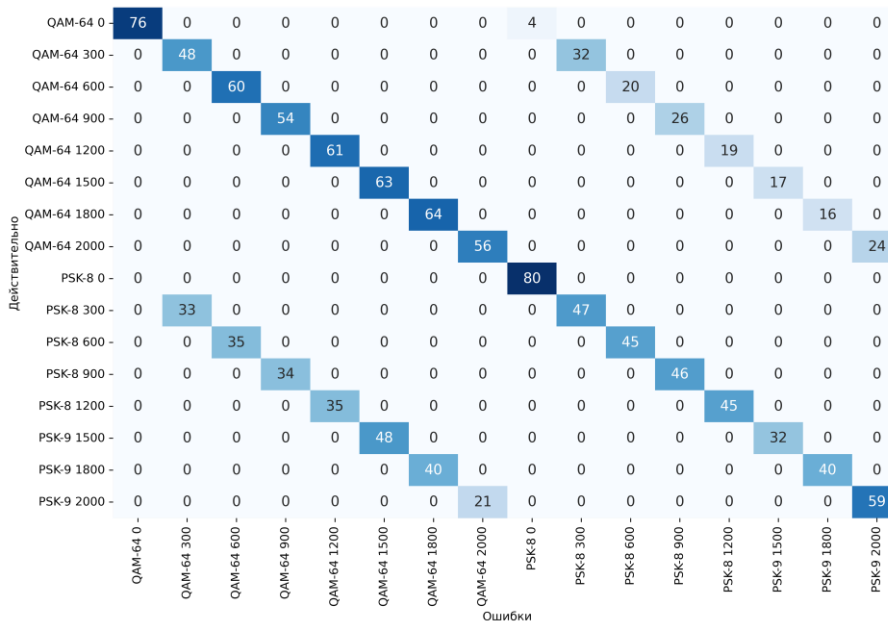


Рис. 8. Зависимость точности распознавания модуляции QAM-64 и PSK-8 от значения  $\Delta\omega$ .

На рисунках 9 и 10 представлены результаты моделирования распознавания в условиях отстройки начальной фазы.





#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен метод распознавания десяти видов модуляции (GMSK, QAM-8, QAM-16, QAM-64, APSK-16, APSK-32, BPSK, QPSK, PSK-8 и FSK-2) на основе вычисления кумулянтных признаков в условиях точного знания параметров сигнала, и определения значений ОСШ принимаемого сигнала. В случае неточного знания параметров сигнала, в том числе – знания несущей частоты или начальной фазы исследовано распознавание двух групп модуляции (QAM-8 и APSK-16, QAM-64 и PSK-8). Результаты моделирования позволяют утверждать, что многозадачная нейронная сеть с использованием кумулянтов в качестве информационного признака позволяет выполнить не только распознавание видов цифровой модуляции с высокой достоверностью в случае неточного определения значений несущей частоты и начальной фазы, но и оценивать эти значения. В дальнейшем предполагается рассмотреть распознавание видов модуляции при одновременной неопределённости значений несущей частоты и начальной фазы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Караван О.В. Различение созвездий сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией в условиях параметрической априорной неопределённости: дис. ... кандидата физико-математических наук: 01.04.03/; [Место защиты: Воронеж. гос. ун-т] – Воронеж, 2010. – 6 с.
2. Парамонов, А. А., Нгуен М. В. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием многозадачной нейронной сети. // Вестник воздушно-космической обороны. – 2022. – № 4(36). – С. 91–97. – EDN CQBGHY.
3. Хайкин Саймон. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
4. Парамонов А. А, Тихонова О. В., В.М. Нгуен. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием многослойной нейронной сети по кумулянтным признакам // Системы компьютерной математики и их приложения: Материалы XXIII международной научной конференции. Смоленск: Изд-во СмолГУ. 2022. Вып.23, С.23-28.

#### REFERENCES

1. Caravan O.V. Distinguishing constellations of signals with quadrature amplitude modulation under parametric a priori uncertainty: dis. ... Candidate of Physical and Mathematical Sciences: 01.04.03/ Karavan Oleg Valerievich; [Place of protection: Voronezh. state un-t] - Voronezh, 2010. - 6 p. (in Russia)
2. Paramonov A.A., M.V. Nguyen. Recognition of types of digital modulation of radio signals with multi-task neural network // Herald of aerospace defense. - 2022. - No. 4 (36). – P. 91–97. – EDN CQBGHY. (In Russian)
3. Haykin Simon. Neural networks and learning machines. Publisher: Pearson; 2 editions .1998. p. 842.
4. A. A. Paramonov, O. V. Tikhonova, and V. M. Nguyen. Recognition of types of digital modulation of radio signals using a multilayer neural network by cumulative features // Systems of computer mathematics and their applications: Proceedings of the XXIII international scientific conference. Smolensk: SmolGU Publishing House. 2022. Issue 23, pp. 23-28.

## ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

А.А. Сулима

АО «НПП «Полет», Нижний Новгород, Россия

**Аннотация.** Рассмотрены вопросы построения бортового комплекса радиосвязи, создаваемого на этих элементах и его работы. Рассмотрены варианты совмещения систем на основе когнитивного радио и радиофотонных элементах.

**Ключевые слова:** радиосвязь; радиофотоника; когнитивные радиосистемы; помехозащищенность; фазированная антенная решетка; отношение сигнал/шум.

## VARIANT OF BUILDING AN ON-BOARD COMMUNICATION COMPLEX ON RADIO PHOTONIC ELEMENTS

A. A. Sulima

JSC «POLYOT Research & Production company», Nizhny Novgorod, Russia

**Abstract.** The issues of building an on-board communication complex on radio photonic elements and its operation are considered. Options for combining systems based on cognitive radio and radio photonic elements are considered.

**Keywords:** radio communication, radiophotonics, cognitive radio systems, jam-resistance, phased array antenna, signal-to-noise ratio.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Системы связи (представляющие собой оконечную (приемопередающую) аппаратуру связи и каналов между ними) являются одним из важнейших элементов управления войсками. Наиболее остро данный вопрос стоит для объектов военно-космических сил (ВКС), характеризующиеся высокой скоростью перемещения, значительными расстояниями, сложной помеховой обстановкой, значительным объемом информации необходимой для принятия решений, скоростью доведения приказов.

### 2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Ключевым показателем функционирования системы связи является помехозащищенность, то есть способность системы препятствовать воздействию помех на качество связи, при этом существует минимально допустимый уровень сигнала на приемной стороне позволяющий детектировать полезный сигнал с допустимой вероятностью ошибки. В общем случае его уровень сигнала приемника определяется равенством

$$P_{\text{прм}} = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{прм}} G_{\text{прд}} \lambda^2}{4\pi R^2} \quad (1)$$

где  $P_{\text{изл}}$  – средняя мощность передающего устройства;

$R$  – расстояние между абонентами;

$G_{\text{прм}}$  и  $G_{\text{прд}}$  – коэффициент усиления передающей и приемной антенн в направлении на вызываемый абонент;

$\lambda$  – длина волны.

При этом  $P_{\text{прм}}$  должен превышать уровень шумов в канале, складывающихся из собственных шумов приемной системы, и шумов в используемом радиоканале, таким образом соотношение сигнал/шум описывается как

$$SRN = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{прм}}}{P_{\text{ш}}} \right) \quad (2)$$

Где  $P_{\text{ш}}$  представляет собой сумму шумов в полосе рабочих частот и собственных шумов приемника.

Формулы (1) и (2) показывают, что для борьбы с помехами возможно использовать также следующие аппаратные решения:

- увеличивать среднюю мощность передающего устройства, что в случае увеличения усилителя мощности в составе аппаратуры связи летательного аппарата является в большинстве случаев неприемлемым из-за роста массогабаритных характеристик, энергопотребления и увеличения заметности для радиоразведки;

- повышать коэффициент усиления передающей и приемной антенн в направлении на вызываемый абонент, что можно достигнуть в частности, за счет использования на объекте нескольких секторных фазированных антенных решеток с управляемым главным лучом, образующих круговую диаграмму по азимуту, и построенные, с целью снижения радиолокационной заметности, по принципу конформной антенны [2], часто являющейся элементами планера самолета. Но бесконечно уменьшать ширину главного луча диаграммы направленности (ДН) фазированной антенной решетки (ФАР) нельзя, так как возрастают геометрические размеры конструкции ФАР и возникают проблемы размещения ее на борту, усложняется наведение на приемный/передающий объект и резкое изменение пространственных координат летательного аппарата (ЛА) может привести к выходу из главного луча и «обрыву» связи;

- обеспечить прием одного сообщения одновременно по нескольким каналам с пространственно-временной обработкой сигнала (ПВОС) на приемной стороне, повышая его энергетический потенциал, одновременно производя вычитание помехового сигнала;

- использование частот с минимальным уровнем шума;

- снижать уровень собственных шумов в принимающей системе.

Указанные пути решения проблем возможно реализовать при построении комплекса связи на основе системы когнитивного радио и радиопотонных элементов.

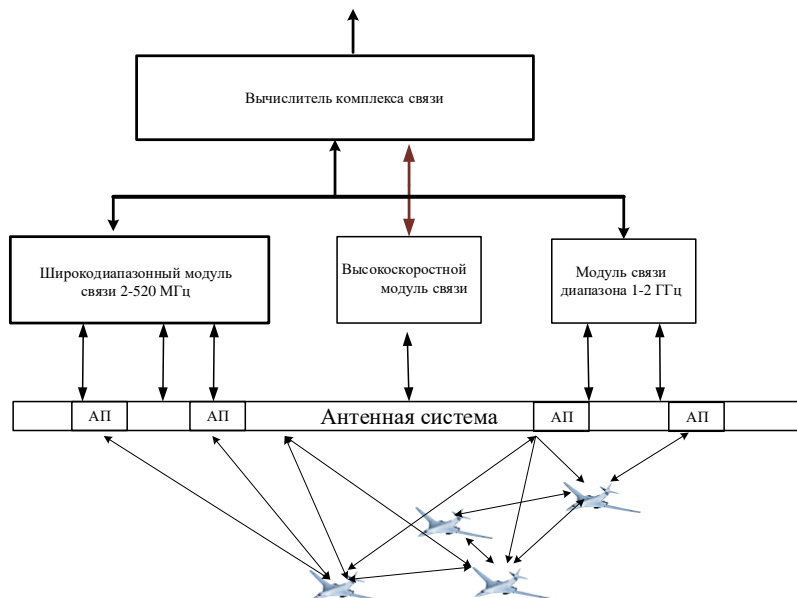


Рис. 1. Обобщенная структурная схема комплекса связи

К особенностям радиосвязных систем на основе когнитивного радио можно отнести:

- возможность получать информацию от окружающей среды;

- возможность проводить интеллектуальный анализ полученной информации;
- изменять параметры радиосистемы при изменении состояния радиоэфира, для обеспечения наиболее эффективного функционирования радиосистемы.

В свою очередь аппаратные решения на основе радиофотонных элементов позволяют снизить собственный уровень шумов приемной и передающей системы, снизить потери в антенно-фидерных трактах и реализовать использование АФАР и соответственно увеличить коэффициенты усиления передающей и приемной антенн в направлении на вызываемый абонент.

Комплекс построенный на основе когнитивной радиосистемы должен не просто определять наиболее оптимальный частотный ресурс для связи, но и прогнозировать его изменение в перспективе в конкретный момент времени, с учетом возможного противодействия или резкого ухудшения помеховой обстановки.

В состав когнитивной радиосистемы должна входить:

- система анализа состояния радиоэфира, по сути сверхширокополосный приемник, принимающий и анализирующий всю полосу приема и выделяющий сигналы, помехи и общее состояние радиоэфира в рабочей полосе.
- система принятия решений с прогностическим модулем представляющее собой программное обеспечение установленное на специализированный вычислитель;
- база данных, обновляемая по мере получения информации от различных источников;
- алгоритм связи с абонентами группы, путем выбора наиболее оптимального канала в виде программного кода;
- собственно сама радиостанция (приемник и передатчик информации, модем, усилители мощности);

В приближенном виде в качестве платформы для построения когнитивной радиосистемы можно использовать радиосвязную платформу пятого поколения ТКС-3[1], изображенная на рисунке 1 которая включает в свой состав многофункциональный вычислитель (с операционной системой (ОС) реального времени) со специализированным программным обеспечением (ПО) и набор широкодиапазонных модулей связи в качестве радиосвязной платформы, позволяющий обеспечивать анализ всей используемой полосы частот, и использовать различные типы сигнально-кодовых конструкций. Таким образом, в упрощенном виде когнитивную систему радиосвязи можно представить рисунком 2:

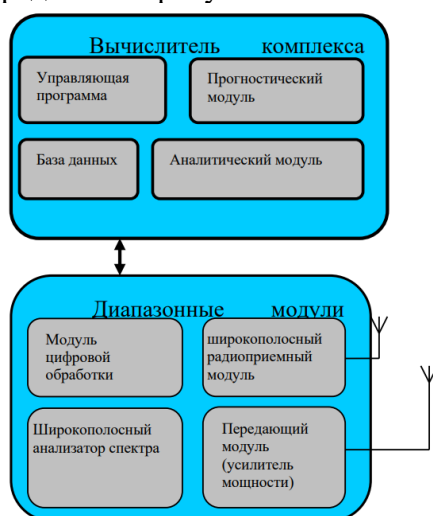


Рис. 2. Обобщенная структурная схема когнитивного радио.

На рисунке 2 видно, что анализатор спектра, приемное, передающее устройство, модуль цифровой обработки сигнала и модем объединены в одно устройство, а хранилище базы данных, и устройство управления, и аппаратура обеспечивающее работу с прогностической моделью, в другое.

### 3. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В качестве антенной системы для описанного выше комплекса (рисунок 1) предлагается использовать вариант исполнения антенного поста (АП) из состава антенной системы приемно-передающий модуль вместе с излучателем, например, передающая часть может быть представлена конструктивно в виде интегрально-оптической схемы, в которой вводное оптическое волокно через фокон (конусно образный элемент, расширяющий оптический пучок до требуемого диаметра), оптически сопряжен с высокоскоростной фотодиодной матрицей, содержащей распределенные фотодиоды для приема мощного оптического сигнала, выходные контакты которых, например, объединены и подключены к излучателям. Приемный элемент антенного поста из состава антенной системы может состоять, например, из высокоскоростного интегрально-оптического модулятора, на вход для несущей которого через оптическую линию связи подается излучение лазера, а модулирующий вход подключен к излучателю, работающему в резонансном режиме. Передающая и приемная секции антенной части приемно-передающий модуль (ППМ) разделены пространственно. В передающем тракте в качестве источника мощного оптического излучения могут быть использованы высокоомощные (более 16 Вт) гетеролазеры [3, 4] или гетеролазерные линейки (модули) с выходной мощностью свыше 200 Вт в многомодовом оптическом волокне. Для модуляции мощного оптического излучения радиочастотным зондирующим сигналом в качестве оптического модулятора могут быть применены высокоэффективные интегрально-оптические многомодовые модуляторы с малыми внутренними оптическими потерями [3]. Наборы антенных постов составляет активную фазированную антенную решетку, позволяющую формировать максимально возможную диаграмму направленности на передачу и прием, с одновременным формированием минимумов приема в направлении на помеху.

Для приема и преобразования мощного промодулированного оптического излучения в электрический сигнал в качестве фотодетектора могут быть применены высокоэффективные широкополосные фотодетекторы мощного оптического сигнала с КПД преобразования в фотовольтаическом режиме до 70% и выше в виде интегрально-оптической схемы [3].

В приемном тракте в качестве оптического модулятора могут быть применены высокочувствительные, с малым полуволновым напряжением, одномодовые интегрально-оптические модуляторы на эффекте оптического или радиооптического резонанса [3].

В сочетании с мощными малозумящими одномодовыми гетеролазерами и эффективными фотодетекторами в режиме приема может быть получен коэффициент шума приемного тракта менее 1 дБ. Возможность реализации такого комплекса показана в монографии [3], где приведены потери мощности сигнала в передающем тракте при постоянной выходной оптической мощности кванторазмерного гетеролазера 16 Вт, измеренные экспериментально.

Следовательно, переход от мощных электронных усилителей с ограниченной полосой пропускания и низким коэффициентом полезного действия (КПД) к радиофотонным антенным системам улучшают частотные свойства и энергетику ППМ и комплекса в целом.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учитывая, что успех современных боевых операций определяется не столько индивидуальными характеристиками используемых единиц боевой техники, сколько возможностями по управлению и координации их действий, своевременному и надежному доведению до каждого участника операции информации, необходимой для решения общей боевой задачи, создание аппаратуры связи позволяющей формировать устойчивую связь для множества абонентов в динамично изменяющихся условиях современных войн является наиболее приоритетной для профильных организаций. Предложенный комплекс связи с использованием технологии когнитивного радио на основе радиодифракционных элементов позволяет полностью решить данную задачу.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А.А. Сулима, Комплекс бортовых средств цифровой радиосвязи самолета фронтовой авиации, Патент РФ № 27627432С1. заяв. 20.10.2020, опубл. 22.12.2021
2. Вахитов М.Г., Клыгач Д.С. Моделирование конформной антенной решетка для беспилотного летательного аппарата // Журнал радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, № 3, 2021.
3. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. -М.: Фирма АКТИОН, 2011 - 427 с.
4. Беспалов В.Г. Основы оптоинформатики. Часть I. Информационные технологии – от электронного к оптическому компьютеру. //ИТМО Санкт-Петербург. 2006, 56 с.

#### REFERENCES

1. Sulima A.A. Complex of on-board means of digital radio communication of a front-line aircraft, Russian Patent № 27627432C1. stated. 20.10.2020, publ. 22.12.2021
2. Vakhitov M. G., Klygach D.S. Modeling of a conformal antenna array for an unmanned aerial vehicle // Journal of radio electronics, ISSN 1684-1719, № 3, 2021.
3. Zaitsev D.F. Nanophotonics and its application. – M.: AKTION company, 2011 - 427 p.
4. Bespalov V.G. Fundamentals of optoinformatics. Part I. Information technologies – from electronic computer to optical one. // ITMO St. Petersburg. 2006, 56 p.

## ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

М. С. Иванов, П.В. Рябков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В статье выполнен краткий анализ использования сетцентрических технологий в процессе ведения войны. Всестороннее и многочисленное использование космических средств связи, разведки и навигации позволяет достичь информационное превосходство и оптимизировать управление войсками.

**Ключевые слова:** информационное противоборство, система управления, сетцентрические принципы.

## ACHIEVING INFORMATION SUPERIORITY THROUGH THE USE OF SPACE COMMUNICATIONS, CONTROL, INTELLIGENCE AND NAVIGATION SUPPORT

M. S. Ivanov, P.V. Ryabkov

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** The article provides a brief analysis of the use of network-centric technologies in the process of warfare. The comprehensive and numerous use of space communications, reconnaissance and navigation means makes it possible to achieve information superiority and optimize the management of troops.

**Keywords:** information confrontation, control system, network-centric principles.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Только наличие подавляющего технологического превосходства (развитые системы управления, связи, разведки, радиоэлектронной борьбы, информационного противоборства, оружия, моделирования боевых действий, поддержки принятия решений и осуществления планирования при широком использовании новых информационных технологий и систем) позволило командованию коалиционными вооруженными силами достаточно гибко подойти к выбору способов и форм военных действий в Ираке. По мнению зарубежных и отечественных специалистов, созданные системы управления, связи, разведки и поражения обеспечивали в целом эффективное управление и надежную связь, детальное изучение и оценку обстановки в ожидаемых районах боевых действий. Они позволяли использовать различные средства поражения, осуществлять их координированное применение в режиме реального времени – практически сразу после обнаружения, распознавания и определения координат объектов космическими, воздушными или наземными средствами разведки [1].

Реализация на практике сетцентрического принципа ведения военных действий означала переход от действий по заранее составленному плану к таким действиям, когда выбор объектов поражения противника и распределение по ним конкретных сил и средств проводятся непосредственно перед нанесением поражения выбранным целям. Таким образом, получив полное информационное превосходство над противником, который фактически лишился возможности вести осмысленные и скоординированные боевые



действия, группировки коалиционных сил США и их союзников достигли самосинхронизации боевых действий [2].

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основной вывод из опыта иракской войны состоит в том, что победу в ней одержали интегрированные в единую современную систему управленческая, интеллектуальная, психологическая, связная, информационная, навигационная, разведывательная, техническая и поражающая составляющие (подсистемы) системы ВС США и их союзников. В целом, технологическое превосходство армии США и их союзников базируется на многих элементах, а именно на всестороннем и многочисленном использовании космических средств связи, разведки и навигации [1].

Наиболее значительную роль сыграли средства космической разведки США. К началу боевых действий в состав орбитальной группировки космической разведки США входило 29 космических аппаратов, из которых 4 – видовой разведки (оптической и радиолокационной), а остальные – радио- и радиотехнической разведки [1].

Разведку из космоса вели спутники оптико-электронной разведки Key Hole, радиолокационной разведки Lacrosse, а также радио- и радиотехнической разведки Ferret, Aquasade и Shale. Накануне операции орбитальная группировка была увеличена за счет запуска с североамериканского континента новейших разведывательных спутников типа Magnum и Vortex. Космическая разведка обеспечивала просмотр объектов на территории Ирака с периодичностью до 20 минут и разрешением до 0,3-0,4 м [2].

В начальной фазе операции для обеспечения командования многонациональных сил разведывательными данными в интересах применения средств РЭБ в зоне Персидского залива была развернута широко разветвленная система технических средств разведки. Наземная группировка сил и средств разведки насчитывала до 1000 постов радио- и радиотехнической разведки. В целом, силы и средства технической разведки выполнили задачи по добыванию разведывательной информации о группировке иракских войск и характеристиках их радиоэлектронных средств в целях их радиоэлектронного подавления [2].

В ходе боевых действий было задействовано большое количество средств коммуникации: 300 систем телефонной связи, 30 компьютерных сетей и множество спутниковых терминалов ежедневно обслуживали примерно 700 000 разговоров, не говоря уж о передаче более 150 000 информационных сообщений [2].

Военные действия в Ираке еще раз подтвердили большое значение спутниковых систем связи в управлении войсками при подготовке операций и в ходе ведения боевых действий. Спутниковые системы связи обеспечивали защищенную связь объединенного центрального командования и военно-политического руководства США, военного руководства высших уровней иерархии управления с частями и подразделениями, а также связь между подразделениями. Для этого использовались как военные (DSCS, Milstar, Flitsatcom и др.), так и многочисленные коммерческие спутниковые системы связи. Особенностью активной фазы войны в Ираке являлось ведение операций на огромной территории без четко выраженной линии фронта, когда очень велик разброс сил и средств. В таких условиях только с помощью спутниковых средств связи, возможно обеспечить оперативное руководство войсками [1].

В интересах обеспечения управления наземным, воздушным и морским компонентами американского контингента войск активно задействовались каналы военных спутниковых систем связи. Так, 3-я эскадрилья космических операций (авиабаза Шривер), которая управляла системой DSCS, контролировала функционирование в зоне ответственности объединенного центрального командования ВС США более 500 пользователей, а 4-я эскадрилья обеспечивала работу более 1400 пользователей,

принимавших непосредственное участие в операции. Большое распространение получили спутниковые телефоны для связи мобильных групп и даже отдельных военнослужащих с командирами и друг с другом. Для этого широко использовались системы персональной спутниковой связи гражданского назначения GlobalStar, Inmarsat и Iridium [1].

Кроме того, ключевое значение спутниковые системы связи имели для оперативного доведения до подразделений разведывательной информации, получаемой с помощью интегрированной разведывательной системы, в том числе и от беспилотных разведывательных летательных аппаратов Global Hawk и Predator [1].

Использовавшиеся системы, комплексы, средства, органы разведки обеспечивали эффективное обнаружение сил и средств (объектов) противника, в том числе на больших дальностях, а автоматизированные системы управления войсками позволяли в кратчайшие сроки организовывать взаимодействие различных систем оружия по огневому поражению противника. Кроме того, в ходе боевых действий прошла практическую апробацию концепция сопряжения информационных систем вооруженных сил государств блока НАТО. Так, было реализовано взаимодействие между американскими и английскими информационными системами, в частности, обеспечивался прием разведывательных данных от самолетов СК-4А (Великобритания), оснащенных контейнерной разведывательной станцией «Карток», американскими средствами приема и обработки разведывательной информации [1].

В операции в Ираке впервые была успешно применена система TBMCS (Theater Battle Management Core System), координировавшая вылеты самолетов, относящихся к разным видам вооруженных сил (ВВС и палубной авиации ВМС) [2].

В тактическом и оперативном звеньях был применен комплекс боевого управления FBCBV (Force XXI Battle Command Brigade or Below), который представляет собой систему графического отображения информации на тактическом уровне, с точностью до отдельного военнослужащего. Это позволило в режиме реального времени принимать и отображать на экранах компьютеров электронные карты местности командиров всех звеньев, в том числе действовавших автономно, данные космической и воздушной разведки, БПЛА и полностью отказаться от бумажных топографических карт [2].

В данной операции командование ВС США широко использовало усовершенствованные комплекты аппаратуры автоматизированной системы управления FBCBV-BFT на уровне бригады и ниже. Эти комплекты применялись для повышения эффективности боевого управления и оперативности получения данных о тактической обстановке. Так, в течение трех месяцев подготовки к ведению боевых действий в части и подразделения (до роты включительно) 3-й механизированной, 101-й воздушно-штурмовой и 82-й воздушно-десантной дивизий, а также в подразделения морской пехоты США было поставлено около 1200 комплектов FBCBV-BFT. Они были установлены на пунктах управления объединенного центрального командования сухопутных войск США, в командно-штабных машинах M577, основных боевых танках M1A2 Abrams, боевых машинах пехоты M2A2 и M2A3<sup>[1]</sup><sub>SEP</sub> Bradley, автомобилях повышенной проходимости типа Hummer и вертолетах армейской авиации AH-64 Apache и CH-47 Chinook. Кроме того, 50 таких комплектов было поставлено в подразделения группировки ВС Великобритании. Основным предназначением данной аппаратуры являлось обеспечение автоматизированного контроля перемещения своих сил и средств и формирование для всех пользователей единой карты (картины) тактической обстановки в режиме реального времени. В частности, обеспечивалось отображение координат конкретных единиц боевой техники, опасных участков местности (минные заграждения, противотанковые рвы и др.), решение навигационных задач в условиях ограниченной видимости (туман, задымленность, песчаные бури и темное время суток), а также

информационный обмен формализованными текстовыми сообщениями и графической информацией. В состав комплектов АСУ FBCBB-BFT вошли аппаратно-программные средства (специализированные компьютеры типов AN/UYK-128 и EW2000, приемники космической радионавигационной системы NAVSTAR), дополнительно оснащенные приемопередатчиками международной системы подвижной спутниковой связи INMARSAT [1].

В ходе боевых действий данные о местоположении сил и средств определялись с помощью системы NAVSTAR и совместно с разведывательными данными передавались для их комплексирования по каналам системы INMARSAT на передовой пункт управления объединенного центрального командования (г. Кэмп-Дауха, Кувейт) [1].

Таким образом, в системе управления тактического уровня формировалась единая база навигационных данных о местоположении своих сил и средств, а также объектов противника. Источниками информации для базы были результаты автоматической передачи и распределения данных о местоположении своих средств, определенных по сигналам космической навигационной системы NAVSTAR, а также силы и средства разведки, сообщения командиров, средства опознавания «свой-чужой» и беспилотные летательные аппараты [2].

Проанализированная и обобщенная информация по каналам спутниковой связи передавалась в части и подразделения, участвовавшие в боевых действиях. Обновление единой картины тактической обстановки на экране пользователя осуществлялось автоматически благодаря использованию динамической фильтрации данных. Тактическая информация отображалась на экранах дисплеев на фоне электронных карт или видеоизображений местности в виде стандартных пиктограмм, обозначающих места дислокации боевой техники. Обновление данных о местоположении сил и средств происходило автоматически с периодичностью один раз в час – при длительной стоянке, один раз в 5, 10 или 15 мин – во время движения, а также по запросу. В случае необходимости время опроса могло изменяться пользователем [1].

В интересах формирования единой карты (картины) тактической обстановки для командований СВ, ВВС и ВМС система FBCBB-BFT сопрягалась с глобальной системой оперативного управления ВС США. В ходе операции, по оценке американского командования, были подтверждены высокие эффективность и надежность работы аппаратуры FBCBB-BFT. Ее применение позволило значительно уменьшить количество огневых ударов по своим силам и средствам и точно определять, в частности, координаты сбитых или совершивших вынужденную посадку вертолетов, а также вышедших из строя боевых машин [1].

Передача сообщений в автоматизированных системах управления звена бригада и ниже производилась в формализованном виде. Все передаваемые в системе сообщения подразделялись на четыре категории, в том числе предупреждения и тревоги, данные огневой поддержки, доклады командиров, а также информация о планировании боевых действий [2].

Высокую эффективность показали новые средства радиосвязи, использовавшиеся в сетях обмена разведывательной информацией в тактическом звене управления. С их помощью впервые в ходе реальных боевых действий удалось продемонстрировать эффективность автоматизированного формирования электронной карты тактической обстановки, единой для различных звеньев (инстанций, ступеней) управления. В частности, впервые были применены в звене «взвод-рота» и разведывательно-поисковыми группами единые тактические терминалы JTT-B, которые дают возможность в режиме реального времени отображать получаемые по спутниковым и наземным каналам связи данные на электронной карте, выводимой на экран терминала [1].

Вместе с тем, для описанной системы свойственны ряд недостатков. К ним относятся: неполное отображение данных о противнике, что объясняется ограниченными возможностями применявшихся комплектов аппаратуры, которые фактически были упрощенным вариантом АСУ FBCBV-BFT; задержки и нарушения в очередности передачи и приема сигналов (распоряжений) боевого управления, обмене предусмотренными видами сообщений в установленные сроки и с требуемым качеством; нарушения связи с командирами и пунктами управления при их передвижении [1].

По оценкам американского командования, система управления построенная на основе сетевых принципов, в ходе боевых действий в Ираке показала высокую эффективность и надежность работы, а также удобство и простоту использования. В целом, применение этой системы позволило повысить боевые возможности частей и подразделений ВС, оперативно получать данные о тактической обстановке, наносить высокоточные удары и свести к минимуму случаи ошибочного нанесения ударов по своим войскам, при этом в звене бригада-рота вся оперативная обстановка отслеживалась по электронным картам. В качестве основного недостатка системы отмечалось неполное отображение данных о противнике [2].

Развертывание и использование такой технологически развитой системы управления потребовало серьезных вычислительных ресурсов. В связи с этим в зоне конфликта было использовано более 4 тыс. бортовых компьютеров и 100 высокопроизводительных серверов обработки данных [2]. Так, вычислительные средства штаба армейского корпуса были способны отслеживать до 1000 наземных целей в час [3].

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вместе с тем, высокая технологичность и компьютеризированность боевых действий формирует слабые места ВС. Опыт боевых действий в Ираке показал, что в сетевых войнах все виды ВС в огромной степени зависят от космических средств разведки, связи и навигации. Именно это предопределяет их уязвимость, так как данные виды обеспечения могут быть нейтрализованы путем создания соответствующих помех. В ходе операции в Ираке были случаи, когда десант, высадка которого планировалась в иракской пустыне, оказался в Иране, ракеты, выпущенные по Багдаду, попадали на территорию Турции, а 27 марта штурмовик А-10А расстрелял свою же колонну бронетехники. Данные факты подтверждают, что самая совершенная техника не может функционировать без человека, и зачастую именно человеческий фактор должен вносить определяющую роль в принятии решений на поле боя [3].

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ермишян А. Г., Сызранцев Г. В., Дыков В. В. Теоретические и научно-практические основы построения систем связи в локальных войнах и вооруженных конфликтах: учебное пособие / Под ред. А. Г. Ермишяна. – СПб.: ВАС, 2006. – 220 с.
2. Сидорин А. Н. Прищепов В. М., Акуленко В. П. Вооруженные силы США в XXI веке: Военно-теоретический труд. – М.: Кучково поле; Военная книга, 2013. - 800 с.
3. Самардак В. А. Вооруженная борьба и ее развитие в XXI в. Часть 1. – URL: [http://www.almanacwhf.ru/index.php?option=com\\_content&view=article&id=88:vooruzb\\_orba1&catid=17:13nomer&Itemid=21](http://www.almanacwhf.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=88:vooruzb_orba1&catid=17:13nomer&Itemid=21) (дата обращения 22.01.2014).

**REFERENCES**

1. Ermishyan A. G., Syzrantsev G. V., Dykov V. V. Theoretical and scientific-practical foundations of building communication systems in local wars and armed conflicts: textbook / Edited by A. G. Ermishyan. – St. Petersburg: VAS, 2006. – 220 p.
2. Sidorin A. N. Prishchepov V. M., Akulenko V. P. The US Armed Forces in the XXI century: A military theoretical work. – Moscow: Kuchkovo field; Military book, 2013. - 800 p.
3. Samardak V. A. Armed struggle and its development in the XXI century. Part 1. – URL: [http://www.almanacwhf.ru/index.php?option=com\\_content&view=article&id=88:vooruzb orbal&catid=17:13nomer&Itemid=21](http://www.almanacwhf.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=88:vooruzb%20orbal&catid=17:13nomer&Itemid=21) (accessed 22.01.2014).

## К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский

Тамбовский государственный технический университет («ТГТУ»), Тамбов, Россия

**Аннотация.** Для систем связи, как информационных систем актуальными являются задачи формирования, мониторинга и анализа трафика. Эта задача решена построением математической модели функционирования элементов системы, учитывающая направления связи. Получены аналитические выражения для показателей качества функционирования элементов системы. В частности для таких показателей, как пропускная способность и

**Ключевые слова:** информационная система, пропускная способность, техническая надежность, центр коммутации сообщений, направление связи, состояние системы

## MATHEMATICAL MODELING OF SYSTEM ELEMENTS

V. V. Alekseev, I. A. Glazkova, M. A. Bdfyjdcrbq

Tambov State Technical University ("TSTU"), Tambov, Russia

**Abstract.** For communication systems, as information systems, the tasks of traffic formation, monitoring and analysis are relevant. This problem is solved by constructing a mathematical model of the functioning of the system elements, taking into account the communication directions. Analytical expressions for indicators of the quality of functioning of the system elements are obtained. In particular, for such indicators as throughput and technical reliability.

**Keywords:** information system, bandwidth, technical reliability, message switching center, communication direction, system status.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

При оценке пропускной способности каждого  $i$ -го направления связи  $C_j$ , между парами конечных узлов  $v_q$  и  $v_s$ , образующих данное направление, осуществляется динамическое перераспределение информационных потоков, которые описываются векторами [1]:

$$X_j^S(t) = \xi_j^S(t) | \delta_{js}^{1,1}(t), \dots, \delta_{js}^{i,k}(t), \dots |, \quad (1)$$

где:  $S$  – номер потока  $j$ -го направления связи;

$\xi_j^S(t)$  – величина коммутируемого потока;

$\delta_{js}^{i,k}(t)$  – индикатор.

$\delta_{js}^{i,k}(t) = 1$ , если поток проходит через линию  $l_j^i$ , в противном случае:

$$\delta_{js}^{i,k}(t) = 0. \quad (2)$$

Реальная пропускная способность сети на  $j$ -м направлении в момент  $t$  равна [2]:

$$C_j'(t) = \sum_s \xi_j^S(t). \quad (3)$$

Необходимо учесть пропускную способность центров коммутации сообщений (ЦКС).

### 2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В случае ЦКС с индивидуальным накопителем:

$$C_{\text{ль}}^{\text{Ц}} = \frac{1}{l} \sum_{j=1}^n C_j \left[ 1 - P_{\text{от}} \left( 1 - \frac{1}{m} \right) \right] (1 - P_{\text{пер.}}), \quad (4)$$

где  $P_{\text{от}}$  – вероятность отказа;

$P_{\text{пер.}}$  – вероятность переполнения памяти буферного накопителя;

$m$  – число входных каналов;

$n$  – число выходных каналов;

$C_j$  – пропускная способность  $j$ -го входного канала;

$l$  – средняя длина одного сообщения, бит.

Для ЦКС с ожиданием и общей памятью:

$$C_{\text{ц}}^{\text{оп}} = \frac{1}{l} (1 - P_{\text{пер.}}) \sum_{j=1}^n C_j. \quad (5)$$

Среднее время пребывания сообщения в ЦКС:

$$t_{\text{ц}} = t_{\text{в}} + t_{\text{выв}} + t_{\text{н}}, \quad (6)$$

где  $t_{\text{в}}$ ,  $t_{\text{выв}}$  – время ввода, вывода;

$t_{\text{н}}$  – время нахождения сообщения в запоминающем устройстве.

В случае помех степень неудовлетворения требований по пропускной способности можно оценить [3]:

$$K^j(t) = \frac{C_j C_j^{\text{н}}(t)}{C_j}, \quad (7)$$

$$K = \left[ 1 - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N a_j k^j(t) \right], \quad (8)$$

где  $N$  – число направлений связи;

$a_j$  – весовой коэффициент;

$M$  – число моментов.

Вероятность своевременной передачи сообщения в системе рассчитана по формуле [3]:

$$P_{\text{сп}} = 1 - P(> t_{\text{ожид.}}), \quad (9)$$

$$P(> t_{\text{ожид.}}) = \frac{\frac{\rho^n}{n!} \frac{n}{n-\rho}}{\frac{\rho^n}{n!} \frac{n}{n-\rho} + \sum_{k=i}^n \frac{\rho^k}{k!}} \exp \left[ -(n-p) \frac{t_{\text{ожид.}}}{t_{\text{обсл.}}} \right], \quad (10)$$

где:  $P_{\text{сп}}$  – вероятность своевременной передачи системой сообщений;

$\rho$  – нагрузка;

$n$  – потребное количество каналов;

$k$  – конкретный канал.

Нагрузка может быть определена как:

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu}, \quad (11)$$

где  $\mu$  – пропускная способность каналов;

$\lambda$  – интенсивность потока сообщений.

Поток сообщений описан выражениями [4]:

$$\lambda = \frac{1}{t_{\text{обсл.}}}; t_{\text{обсл.}} = \frac{R_{\text{э}}}{v_{\text{э}}}; v_{\text{э}} = \frac{1}{T_{\text{д}}} \left[ 1 - \frac{\mu K_{\text{ИД}} K_{\text{пр}}}{\frac{1}{T_{\text{п}}} + \frac{1}{T_{\text{д}}} K_{\text{ИД}}} \right], \quad (12)$$

где  $t_{\text{обсл.}}$  – время обслуживания;

$R_{\text{э}}$  – эксплуатационная скорость передачи;

$v_{\text{э}}$  – объем сообщений;

$T_{\text{д}}$  – допустимое (нормативное) время передачи;

$T_{\text{п}}$  – время простоя;

$K_{\text{ИД}}$  – коэффициент исправного действия;

$K_{\text{пр}}$  – коэффициент простоя.

Количество каналов ( $m$ ), задействованных в обмене информации, определяется формулой:

$$m = n - \frac{\sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} \rho^n}{\sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} \frac{\rho^n}{(n-1)(n-\rho)}}. \quad (13)$$

В сети могут сочетаться различные способы доставки и коммутации в зависимости от видов передаваемой информации, нагрузок, требований и скорости доставки, наличия оборудования и других факторов. В табл.1 приведены формулы для расчета общего времени  $t_n$  прохождения сообщения в сети, включающего время  $t_{nn}$  с момента введения адреса до начала приема сообщения, и времени  $t_i$  занятия канала на участке после  $i$ -го КУ, в пути через  $m$  КУ ( $i = 1, \dots, m$ ) при коммутации каналов с ожиданием (без отказов), сообщений и пакетов (сообщение делится на  $k$  пакетов). Считается, что сообщение состоит из адреса, время передачи которого  $t_a$ , и информации  $t_u$ , а на каждом КУ происходит задержка  $\Theta_i$ . Время передачи пакета  $t_n$ , а так как объем информации в сообщении не кратен объему пакета, то добавляется  $\Delta$  такое, что  $t_u + \Delta = k t_n$ .

Таблица 1.

Время	Коммутация каналов	Коммутация сообщений	Коммутация пакетов
$t_{nc}$	$t_n + m t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$	$(m+1)(t_a + t_n) + \sum_{i=1}^m \theta_i$	$k(t_n + t_a) + (m-1)t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$
$t_{nn}$	$m t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$	$m t_n + (m-1)t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$	$m t_n + (m-1)t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$
$t_i$	$t_n + (m-i)t_a + \sum_{i=1}^m \theta_i$	$t_a + t_n$	$k t_a + t_n + \Delta$

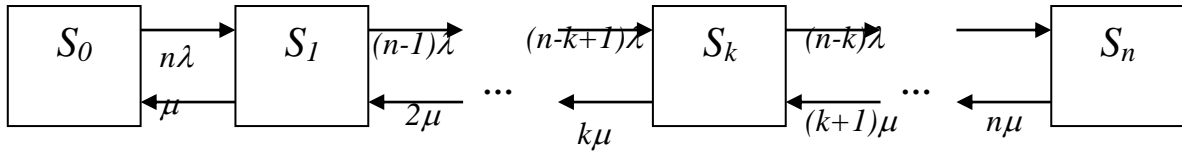
При одинаковых скоростях передачи и коммутации короткие сообщения ( $t_u \approx t_a$ ) быстрее доставляются в сети с коммутацией пакетов, а длинные ( $t_u \gg t_a$ ) – с коммутацией каналов.

При оценке технической надежности необходимо оценить коэффициент технической готовности системы в произвольный момент времени [3, 4, 5, 6].

Система состоит из  $n$  элементов, каждый из которых находится под действием простейшего потока отказов с интенсивностью  $\lambda$ . При отказе любого элемента, остальные исправные продолжают работать, интенсивность потока восстановлений  $\mu$  не



зависит от числа одновременно восстанавливаемых элементов. Граф состояний системы показан на рис.1.



- $S_0$  – все элементы исправны;
- $S_1$  – один элемент восстанавливается, остальные – исправны;
- $S_k$  –  $k$  элементов восстанавливаются, остальные – исправны;
- $S_n$  – все  $n$  элементов восстанавливаются.

Рис.1 Граф состояний системы связи

Вероятности состояния элементов системы имеют вид [6]:

$$\begin{aligned} \frac{dp_0}{dt} &= n\lambda p_0 + \mu p_1; \\ \frac{dp_1}{dt} &= [(n-1)\lambda + \mu] p_1 + n\lambda p_0 + 2\mu p_2; \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dp_k}{dt} &= [(n-k)\lambda + k\mu] p_k + (n-k+1)\lambda p_{k-1} + (k+1)\mu p_{k+1}; \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dp_n}{dt} &= n\mu p_n + \lambda p_{n-1}. \end{aligned} \tag{14}$$

Нормировочное условие  $\sum_{i=1}^n p_i = 1$ . Предельные вероятности состояний:

$$p_0 = \frac{1}{(1+\rho)^n}; p_r = C_n^r \rho^r p_0, (r=1,2,\dots,n); \rho = \frac{\lambda}{\mu}. \tag{15}$$

Практически точное решение дифференциальных уравнений А.Н. Колмогорова получить трудно. Поэтому заслуживают внимания асимптотические оценки в рамках однородного марковского процесса. Так, для простой схемы «гибели» при условии, что при  $t = 0$  все элементы исправны, оценка имеет вид [4]:

$$\begin{aligned} P_0(t) &= \sum_{i=0}^{\infty} (1)^i \lambda_0^i \frac{t^i}{i!}; \\ P_i(t) &= \lambda_0 \lambda_1 \dots \lambda_{i-1} \frac{t^i}{i!} (\lambda_i + \lambda_{i-1} + \dots + \lambda_1 + \lambda_0) \frac{t^{i+1}}{(i+1)!} + \\ &\quad + \dots + (1)^k C_k \frac{t^{i+k}}{(i+k)!} + \dots \}, i=1,2,\dots,(n-1), \end{aligned} \tag{16}$$

$$C_k = \sum_{k_i+k_{i-1}+\dots+k_0=k} \lambda_i^{k_i} \lambda_{i-1}^{k_{i-1}} \dots \lambda_1^{k_1} \lambda_0^{k_0}, k=0,1,\dots$$

Состояние отказа:

$$Q_n(t) = \lambda_0 \lambda_1 \dots \lambda_{n-1} \left\{ \frac{t^n}{n!} - (\lambda_{n-1} + \lambda_{n-2} + \dots + \lambda_1 + \lambda_0) \frac{t^{n+1}}{(n+1)!} + \dots + (-1)^k C_k \frac{t^{n+k}}{(n+k)!} + \dots \right\},$$

Г

$$C_k = \sum_{k_{n-1} + k_{n-2} + \dots + k_0 = k} \lambda_{n-1}^{k_{n-1}} \lambda_{n-2}^{k_{n-2}} \dots \lambda_1^{k_1} \lambda_0^{k_0}, k = 0, 1, \dots \quad (17)$$

Допустимые состояния системы определим для случая исправного функционировать не менее  $0,75n$  элементов (при  $n$  элементах системы). Следовательно, коэффициент технической готовности системы:

$$K_T(t) = \sum_{i=0,75n}^{i=0,75n} (1 - P_i(t)); \quad (18)$$

$$K_T = \lim_{t \rightarrow \infty} K_T(t).$$

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе исследования получены выражения для пропускной способности и технической надежности системы связи с учетом моделей функционирования элементов системы. В частности, эти результаты позволяют, для системы связи как составной части информационной системы, упростить процесс мониторинга и анализа трафика.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Волкова В.Н., Воронков В.А. Теория систем и методы системного анализа в управлении и связи.- М.: Радио и связь, 1983.
2. Анализ и синтез структур информационных целенаправленных систем // под общей ред. Громова Ю.Ю.: монография / Ю.Ю. Громов, М.А. Ивановский, О.Г. Иванова, А.В. Яковлев. - Саарбрюкен (Германия): LAP LAMBERT Academic Publishing. – 2015. – 164 с.
3. Yakovlev, A.V., Alekseev, V.V., Volchikhina, M.V., Petrenko S.V. A Combinatorial Model for Determining Information Loss in Organizational and Technical Systems. // Mathematics 2022, 10, 3448. <https://doi.org/10.3390/math10193448>
4. Яковлев А.В., Наконечный Г.В., Петренко С.В. Исследование модифицируемости сложных информационных систем на основе коэффициента структурной неопределенности Наука и бизнес: пути развития / Фонд развития науки и культуры – М.: Издательство Фонд развития науки и культуры, 2019. №4. – с.110–114
5. Мазалов А.Н., Яковлев А.В., Алексеев В.В., Гайдашов И.С. Mathematical Model for Optimizing Distributed Information Systems Overview of the International Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering – APITECH -II- 2020// Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1679(1). P. 022100 (1-6). doi: 10.1088/1742-6596/1679/2/022100.
6. Метод рационального размещения информационных ресурсов по узлам распределенной информационной системы на основе применения методов редукции структуры графа Алексеев В.В., Емельянов Е.В., Мазалов А.Н., Яковлев А.В. Системы управления и информационные технологии. 2020. № 3 (81). С. 47-50

**REFERENCES**

1. Volkova V.N., Voronkov V.A. Theory of systems and methods of system analysis in management and communications. - M.: Radio and Communications, 1983.
2. Analysis and synthesis of structures of information targeted systems // under the general ed. Gromova Yu.Yu.: monograph / Yu.Yu. Gromov, M.A. Ivanovsky, O.G. Ivanova, A.V. Yakovlev. - Saarbrucken (Germany): LAP LAMBERT Academic Publishing. - 2015. – 164 p.
3. Yakovlev, A.V., Alekseev, V.V., Volchikhina, M.V., Petrenko S.V. A Combinatorial Model for Determining Information Loss in Organizational and Technical Systems. // Mathematics 2022, 10, 3448. <https://doi.org/10.3390/math10193448>
4. Yakovlev A.V., Nakonechny G.V., Petrenko S.V. Study of the modifiability of complex information systems based on the structural uncertainty coefficient Science and business: Ways of development / Foundation for the Development of Science and Culture – Moscow: Publishing House Foundation for the Development of Science and Culture, 2019. №4. – pp.110–114
5. Mazalov A.N., Yakovlev A.V., Alekseev V.V., Gaidashov I.S. Mathematical Model for Optimizing Distributed Information Systems Overview of the International Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering – APITECH -II- 2020// Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1679(1). P. 022100 (1-6). doi: 10.1088/1742-6596/1679/2/022100.
6. The method of rational allocation of information resources by nodes of a distributed information system based on the use of graph structure reduction methods Alekseev V.V., Emelyanov E.V., Mazalov A.N., Yakovlev A.V. Control systems and information technologies. 2020. No. 3 (81). pp. 47-50

## К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Н.С. Береснев, Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрен вопрос разработки математической модели предиктора для цифровой модели помеховой обстановки системы когнитивного радио, а также особенности реализации в среде Python.

**Ключевые слова:** когнитивное радио, шум, помеха, предсказание, предиктор, интеллектуальная классификация.

## TO THE QUESTION OF NEURAL NETWORK PREDICTION COGNITIVE RADIO SYSTEM WORKING FREQUENCY BASED ON DIGITAL MODEL OF INTERFERENCE SITUATION

N.S. Beresnev, N.M. Ryabkov, A.N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The issue of development a mathematical model of a predictor for cognitive radio system based on digital model of interference situation is considered. Moreover, the features of realization this model in Python are considered.

**Keywords:** cognitive radio, noise, interference, prediction, predictor, intellectual classification.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие беспроводных систем связи в современном мире обусловлено постепенным переходом от наращивания аппаратных возможностей средств связи к рациональному использованию имеющегося частотного ресурса. В частности, такой подход используется в технологии когнитивного радио.

В соответствии с определением Международного союза электросвязи [1] система когнитивного радио (CRS) – это радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии, динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы согласно полученным знаниям для достижения заранее поставленных целей и учиться на основе полученных результатов. Таким образом, суть данной технологии сводится к получению информации и дальнейшему её использованию для корректировки параметров радиосистемы [2-4].

Данные системы способны производить оценку параметров окружающей среды и формировать решение по корректировке рабочих параметров. Реальные условия обеспечения связи характеризуются наличием, помимо полезного (информационного) сигнала, большого количества разнообразных мешающих (помеховых) сигналов, которые отличаются по частоте, полосе, амплитуде и другим параметрам. Одной из перспективных задач может быть интеллектуальная классификация помехово-шумовой обстановки для определения и предсказания свободного частотного участка для передачи информационного сигнала.

В данной работе предложено 3 различных способа классификации помехово-шумовой обстановки и предсказания свободного участка полос частот. Более подробно рассмотрен прямой (алгоритмический) способ с логическими правилами для критериев предсказания о свободном канале связи.

## 2. ОПИСАНИЕ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Для тестирования работы предложенных математических моделей необходим набор данных, которые в полной мере характеризуют окружающую среду (помеховую обстановку). Использование реальных данных, содержащих в себе сведения за весь частотный диапазон 1,5 ÷ 30 МГц, на момент проведения исследований оказалось невозможным, поэтому были сформированы синтетические данные со следующими параметрами.

Общие параметры моделирования:

- общая полоса наблюдения (КВ диапазон): 1,5 - 30 МГц ( $F_{\min} = 1,5$  МГц;  $F_{\max} = 30$  МГц;  $\Delta F = F_{\max} - F_{\min} = 28,5$  МГц);
- наименьшая мощность шума  $P_{\text{ш min}} = -80$  дБм;
- наибольшая мощность шума  $P_{\text{ш max}} = -30$  дБм;
- ширина полосы шума [3; 300] кГц;
- частота дискретизации  $f_d = 2 \cdot F_{\max} = 60$  МГц;
- интервал дискретизации  $\Delta = 1/f_d = 16,7$  нс;
- время наблюдения для принятия решения  $T = 60$  с;
- интервал времени между формированием спектра сигнала  $\Delta T = 1$  с;
- количество отсчетов на интервале квазистационарности  $N = \Delta T / \Delta = 6 \cdot 10^7$ ;
- шаг частотной сетки в БПФ  $\Delta f = 1/\Delta T = 1$  Гц;
- ширина полосы для анализа по энергетическому критерию  $\Pi_i = \{3, 30, 300\}$  кГц.

На рисунках 1-2 представлены примеры синтетической помеховой обстановки с указанными параметрами за 12 и 1 секунду соответственно.

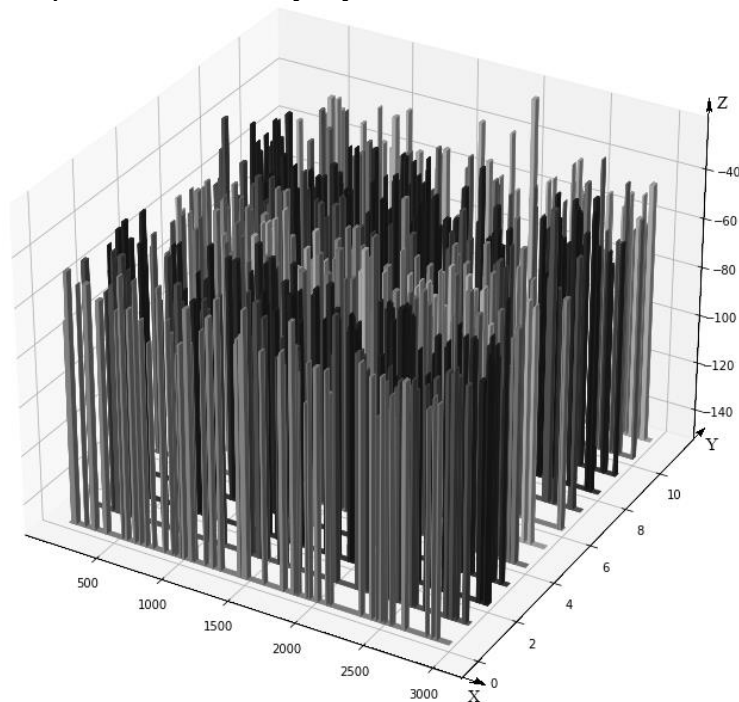


Рис. 1. Помеховая обстановка для отрезка 0-12 секунд

3D-график на рисунке 1 показывает зависимость помеховой обстановки от частоты и ее изменение во времени.

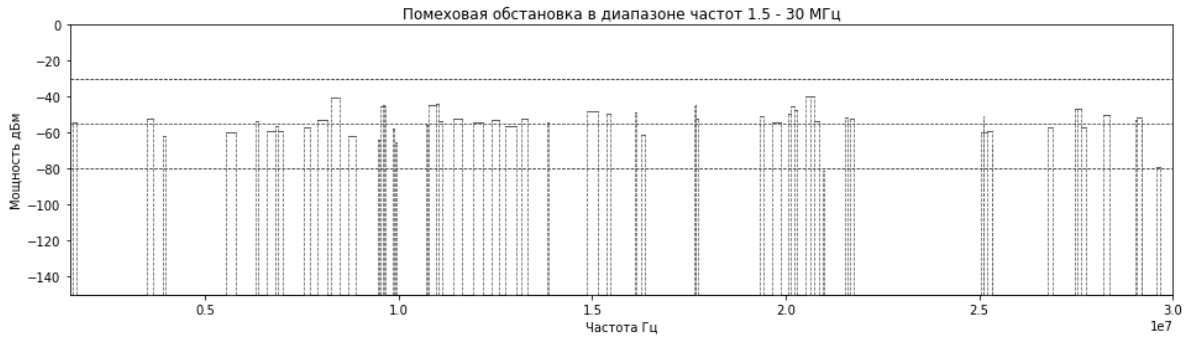


Рис. 2. Помеховая обстановка за одну секунду в диапазоне частот 1,5 – 30 МГц

График на рисунке 2 показывает зависимость помеховой обстановки от частоты в пределах одной секунды наблюдения.

### 3. ОПИСАНИЕ ПОДХОДОВ

1. Прямой способ с логическими правилами для критериев предсказания о свободных каналах связи представлен на рисунке 3.

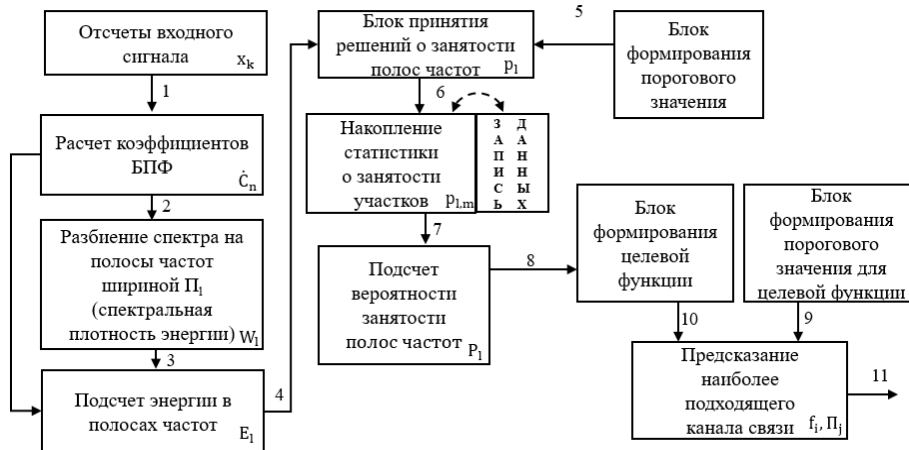


Рис. 3. Структурная схема реализации прямого способа с логическими правилами для критерия предсказания о каналах связи.

Входной сигнал, представленный отсчетами  $x_k$  с частотой дискретизации  $f_d = 60$  МГц (полоса наблюдения соответствует КВ-диапазону) и интервалом дискретизации  $\Delta = 16,7$  нс. Анализируемая ширина полосы частот  $\Delta F = 28,5$  МГц.

Интервал времени между формированием спектра сигнала  $\Delta T = 1$  с. При анализе за  $\Delta T = 1$  с шаг частотной сетки в БПФ  $\Delta f = 1$  Гц.

Для проведения анализа спектральной плотности энергии (СПЭ) проведем разбиение всей спектральной характеристики входного сигнала на участки с шириной полосы  $\Pi_i$  (программная реализация на языке Python проводит последовательных анализ для каждой из рассматриваемых полос  $\Pi_i$ ).

При принятии решения о свободности участка с шириной полосы  $\Pi_i$  был принят максимальный допустимый уровень мощности шума (пороговое значение)  $P_{\text{доп макс}} = -65$  дБм. Исходя из этого, максимально допустимая энергия шума  $E_{\text{ш макс}} = P_{\text{доп макс}} \cdot \Delta T$ .

Информация о свободности каждого из участков за время наблюдения ( $T = 60$  с) хранится в массиве  $p_{l,m}(1)$ .

$$P_{l,m} = \begin{cases} 1, & \text{если } E_l(m) \leq E_{ш \max} \\ 0, & \text{если } E_l(m) > E_{ш \max} \end{cases}, \quad (1)$$

где “1” означает, что полоса свободна, “0” – занята,  $E_l(m)$  – значение энергии в полосе с номером  $l$  за  $m$ -тую секунду.

Подсчет вероятности занятости полос частот  $P_l$  определяется формулой 2.

$$P_l = \frac{1}{T_a} \sum_{m=1}^{T_a} P_{l,m}, \text{ здесь } T_a = \frac{T}{\Delta T} = 60; p_{l,m} = p_l(m); \quad (2)$$

Предсказание наиболее подходящего канала связи основывается на комбинации краткосрочного и долгосрочного прогнозов, при условии превышения пороговых значений. Краткосрочный прогноз предлагает использовать канал с наименьшей энергией за последний временной промежуток наблюдения при условии, что средняя мощность шума (или энергия) не превышает  $E_{ш \max}$ . Долгосрочный прогноз предлагает использовать канал с наибольшей вероятностью свободности  $P_l$ , при условии превышения минимальной допустимой вероятности свободности  $P_{\text{доп min}}$ . Таким образом, результатом прогноза являются значения центральной частоты  $F_p$  (3) и ширины полосы канала  $\Pi_i$ , равной ширине полосы, выбранной для анализа.

$$F_p = \alpha_k \cdot F_{p_k} + \alpha_d \cdot F_{p_d}, \quad (3)$$

где:  $\alpha_k$  и  $\alpha_d$  – коэффициенты для краткосрочного и долгосрочного прогноза, соответственно;  $F_{p_k}$  и  $F_{p_d}$  – прогнозируемые частоты по краткосрочному и долгосрочному прогнозам, соответственно.

$$\alpha_k = \begin{cases} 1, & \text{если } \frac{E_k}{E_d} < \frac{P_k}{P_d} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad (4)$$

где  $E_k$  и  $E_d$  – энергия по краткосрочному и долгосрочному прогнозам, соответственно;  $P_k$  и  $P_d$  – вероятность по краткосрочному и долгосрочному прогнозам, соответственно.

$$\alpha_d = 1 - \alpha_k. \quad (5)$$

Таким образом, на основе наблюдения за время  $T = 60$  с формируется предсказание рабочей частоты  $F_p$ , которое обновляется каждое  $\Delta T = 1$  с.

2. Комбинированный способ с использованием искусственной нейронной сети (ИНС) для предсказания о свободных каналах связи приведен на рисунке 4.

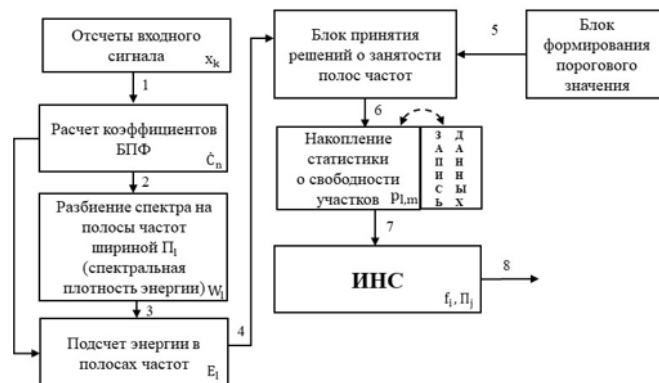


Рис. 4. Структурная схема реализации комбинированного способа с использованием ИНС.

Данный метод берет свое начало из первого способа. Предлагается использовать ИНС вместо блоков «Подсчет вероятности занятости полос частот», «Формирования порогового значения для целевой функции», «Формирования целевой функции»,

«Предсказание наиболее подходящего канала связи» первого способа. Это позволяет уменьшить количество необходимых пороговых значений, участвующих при принятии решения.

Рассмотрим второй способ при условии, что вся спектральная характеристика разбивается на участки по 300 кГц. При таком разбиении число участков разбиения  $N_f = 95$ , а каждому из этих участков в соответствие ставится “0” или “1” согласно формуле 1. Для определения достаточного объема выборки по количественному признаку необходимо произвести следующие вычисления, основанные на применении закона больших чисел и центральной предельной теоремы [5].

Объем генеральной совокупности  $\Omega$  определяется следующим образом:

$$\Omega = 2^{T \cdot N_f} \cdot N_f \cong 10^{1718}. \quad (6)$$

При этом, стоит отметить, что число качественных признаков соответствует числу участков разбиения  $N_f$ , а с учетом пространства возможных значений шкала измерений принимает значения  $\{0, 1, \dots, 190\}$  (максимальное значение  $x_{max} = N_f = 95$ ). В виду равномерности распределения пространства входных значений стандартное отклонение будет равно:

$$\sigma = \frac{x_{max} - x_{min}}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (7)$$

Помимо этого, положим значение доверительной вероятности (вероятность того, что реальное значение измеряемого показателя по всей генеральной совокупности находится в пределах доверительного интервала) равным 99%, из-за чего следует, что значение коэффициента Стьюдента  $t$  принимается равным 2,58.

Таким образом, в первом приближении, достаточный объем выборки  $Num_{select}$  будет равен:

$$Num_{select} = \left( \frac{t \cdot \sigma}{\alpha_x} \right)^2 \cong 20 \cdot 10^3. \quad (8)$$

### 3. Способ с нейросетевым классификатором (Рис. 5)

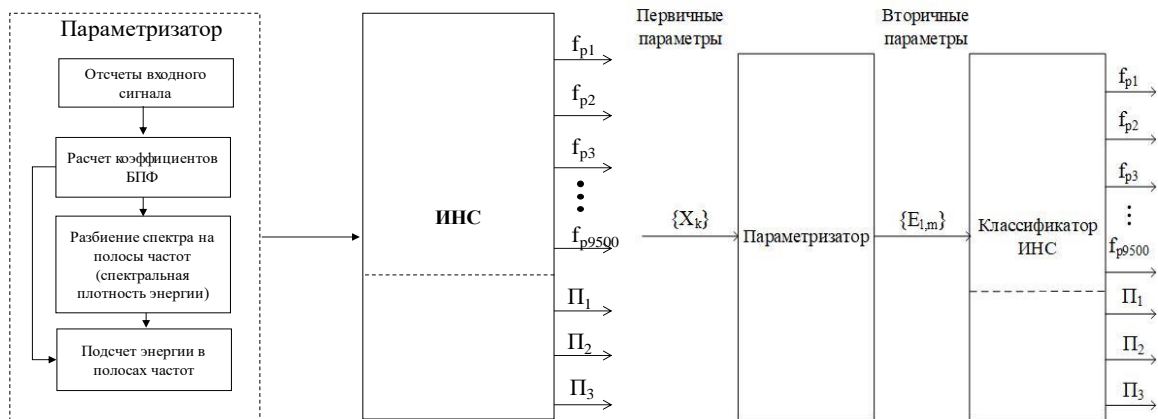


Рис. 5. Структурные схемы способа с нейросетевым классификатором

Данный метод берет свое начало из первого способа и является усложнением второго способа. Предлагается использовать ИНС вместо блоков «Блок принятия решений о занятости полос частот», «Накопление статистики о занятости участков», «Подсчет вероятности занятости полос частот», «Формирования порогового значения для целевой функции», «Формирования целевой функции», «Предсказание наиболее подходящего канала связи» первого способа. Это позволяет исключить все имеющиеся пороговые значения и оставить только алгоритм с расчетом спектральной характеристики и подсчетом энергии в полосе частот. При этом в отличии от второго способа на входе ИНС накопленных значений энергии вместо статистики о занятости участков.



Основная проблема при исследовании возможности использования ИНС для решения данной задачи связана с отсутствием реальных данных для проведения обучения, помимо этого требует обоснования архитектура нейронной сети.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе была рассмотрена работающая реализация прямого способа с логическими правилами для критериев предсказания о свободных каналах связи и предложено два различных способа для решения задачи о предсказании о наиболее подходящем канале связи с использованием ИНС.

Целью дальнейших исследований является уточнение имеющихся пороговых значений прямого способа с логическими правилами, а также исследование алгоритмов оценки достаточности выборки для обучения нейронных сетей. Также стоит задача исследования влияния устаревания статистических данных с целью улучшения имеющегося алгоритма.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет (Сектора связи Международного союза электросвязи) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) «Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS)» («Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)»).
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustefa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.
5. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. Учеб. пособие для вузов. Изд. 7-е, стер. – М.: Высш. шк., 1999 – 479 с.

#### REFERENCES

1. Report (Communication sectors of the International Telecommunication Union) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) «Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)».
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustefa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.
5. Gmurman V.E. Probability theory and mathematical statistics. Ucheb. Posobie dlia vuzov. Izd. 7-e, ster. – Vyssh. shk., 1999 – 499s.

## К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ НИЗКОГО КАЧЕСТВА

А. А. Павлович А. С. Присяжнюк

ЗАО «Институт телекоммуникаций», Санкт-Петербург. Санкт-Петербургский  
государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

**Аннотация.** Доклад посвящен вопросу оптимизации процедуры повышения достоверности передачи информации путем реализации процедуры коррекции ошибок в канале связи определенного типа, расходующей для достижения цели минимальный ресурс линейной скорости передачи данных.

**Ключевые слова:** ARQ (Automatic Repeat Request), каналы телефонных сетей общего пользования, информационное поле, передача данных, процедура коррекции ошибок.

## TO THE QUESTION OF INCREASING RELIABILITY OF DATA TRANSMISSION IN LOW QUALITY CHANNELS

A. A. Pavlovich, A. S. Prisiagnik

CJSC «Institute of telecommunications», Saint Petersburg. Federal State Budget-Financed  
Educational Institution of Higher Education The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State  
University of Telecommunications

**Abstract.** The report is devoted to the issue of optimizing the procedure for increasing the reliability of information transmission by implementing an error correction procedure in a communication channel of a certain type, which consumes the minimum resource of the linear data rate to achieve the goal.

**Keywords:** ARQ (Automatic Repeat Request), public telephone network channels, information field, data transmission, error correction procedure.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В системах специальной связи важное место занимают системы радиосвязи, функционирующие в КВ и УКВ диапазонах. Для дискретных каналов, образованных такими радиосредствами, характерны низкое качество (вероятность ошибки на бит не ниже  $10^{-2}$  –  $10^{-4}$ ) и группирование ошибок ( $\alpha=0,3-0,4$  в соответствии с [1]). Со стороны систем автоматизированного управления обычно выдвигаются требования к вероятности ошибки в принимаемых данных не выше  $10^{-5}$  –  $10^{-12}$ . Как правило, пользователь заинтересован в увеличении производительности системы передачи, под которой можно принять максимальную скорость передачи информации на уровне прикладного процесса (информационную скорость), при выполнении требований к вероятности ошибки. На обеспечение этих требований используется часть линейной скорости передачи. Задача оптимизации процедуры повышения достоверности, таким образом, состоит в следующем: необходимо создать процедуру коррекции ошибок в канале связи определенного типа, расходующую для достижения цели минимальный ресурс линейной скорости передачи данных.

## 2. ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В рассматриваемом аспекте важным является анализ специальных механизмов, направленных на повышение эффективности функционирования систем передачи данных.

Следует отметить, что эффективным средством обеспечения характеристик при передаче данных является применение процедур обнаружения ошибок и переспроса, называемых ARQ (Automatic Repeat Request). Эти процедуры подразумевают разбиение потока данных на независимые пакеты, обрамление их служебными символами и защиту их кодом, обнаруживающим ошибки. В служебные символы входят флаги начала и конца пакетов, информация о форматах пакетов, их номерах для последующей сшивки и др.

Существует три основных способа ARQ:

SAW (Stop And Wait) – передача с остановкой и ожиданием;

GBN (Go Back N) – передача с возвращением на N кадров;

SR (Selective Repeat) – передача с выборочным повтором.

При допущении идеального канала обратной связи известны следующие соотношения для относительной (нормированной относительно скорости передачи) производительности систем передачи [2]:

$$C_{SAW} = \frac{L}{L + A + Vt_{ож}} (1 - P_{ст}), \quad (1)$$

где  $P_{ст}$  – вероятность стирания (переспроса) пакета из  $L$  информационных и  $A$  служебных бит;  $V$  – линейная скорость передачи (бит/с);  $t_{ож} = 2t_p + t_c + t_{ак} + t_{ас}$  – время ожидания начала передачи следующего пакета;  $t_p$  – время распространения сигнала;  $t_c$  – длительность сигнала обратной связи;  $t_{ак}$ ,  $t_{ас}$  – длительности анализа пакета и квитации соответственно.

$$C_{GBN} = \frac{L}{L + A} \frac{(1 - P_{ст})}{(1 - P_{ст} + NP_{ст})}, \quad (2)$$

где  $N$  – промежуток времени с момента начала передачи кадра до момента получения подтверждения на него.

$$C_{SR} = \frac{L}{L + A} (1 - P_{ст}) \quad (3)$$

При наличии малого времени распространения и низкой скорости передачи производительность систем практически равна между собой и зависит только от  $P_{ст}$ . При увеличении расстояния и возрастании скорости передачи  $C_{SAW} \ll C_{GBN} \ll C_{SR}$ . На рисунке 1 приведена зависимость производительности различных систем ARQ от вероятности ошибки в канале. Эти процедуры описаны в рекомендациях международных органов по стандартизации (например, ITU-T, V.42 и др.).

Однако данные рекомендации разработаны для средств, использующих каналы телефонных сетей общего пользования. Дискретные каналы, образованные этими средствами имеют более высокое качество и другие коэффициенты группирования ошибок. Их прямая реализация в радиоканалах не эффективна. Это обуславливает необходимость внедрения в процедуры ARQ специальных механизмов, направленных на повышение эффективности функционирования систем передачи данных.

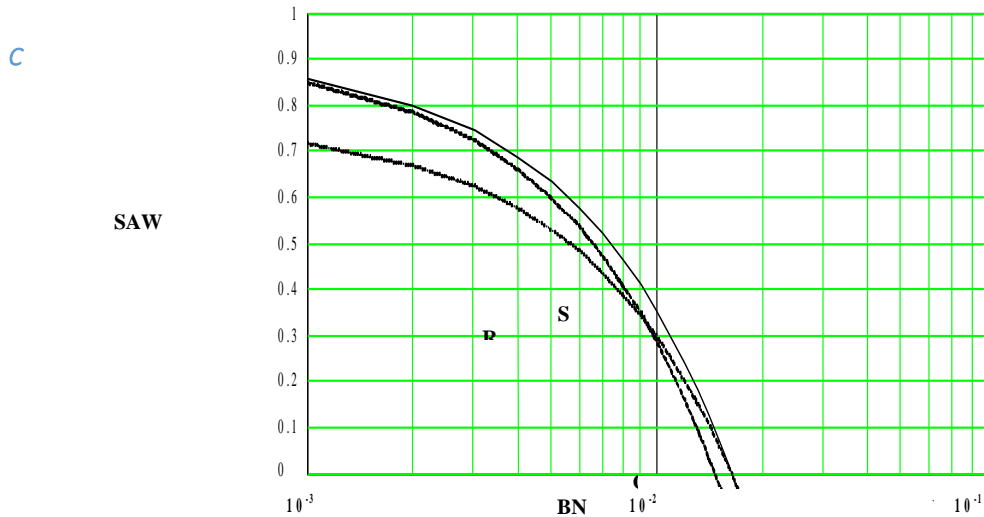


Рис. 1. Зависимость производительности различных систем ARQ от вероятности ошибки в канале при линейной скорости  $V=2400$ , длине пакета  $L=64$ , коэффициенте группирования ошибок  $a=0.35$

Наиболее целесообразным представляется реализация:  
 процедур быстрой очистки кольцевого буфера приема;  
 увеличение емкости приемного буфера;  
 динамическое управление длиной пакета.

Для ряда протоколов, рекомендованных международными стандартами, определена следующая процедура выбора длины пакета. Протоколом регламентируется фазы тестирования и передачи данных. В первой фазе определяются характеристики канала связи, по которым выставляются параметры протокола, в том числе и длина пакета. Во второй фазе кроме самого процесса передачи данных происходит отслеживание производительности, и если последняя становится ниже установленного порога, то происходит возврат к фазе тестирования. В большинстве реальных радиоканалов время сеанса связи и время стационарности характеристик канала являются величинами одного порядка, поэтому более эффективным является совмещение названных фаз.

В декаметровом диапазоне вследствие периодичности изменения помеховой ситуации (вследствие замираний) предлагается механизм динамического изменения длины пакета с выбором оптимальной. Для протокола, использующего способ ARQ-SR, механизм повторной передачи пакетов по тайм-ауту, квитирование отрицательными и положительными, одиночными и групповыми квитанциями производительность определяется следующим выражением:

$$C = \frac{V_u}{V_m} = \frac{L_u \cdot n}{(L_u + L_{cl}) \cdot k + L_{cl} \cdot m} = \frac{1}{\left(1 + \frac{L_{cl}}{L_u}\right) \cdot \frac{k}{n} + \frac{L_{cl}}{L_u} \cdot \frac{m}{n}}, \quad (4)$$

где  $V_u$  – информационная скорость;  $V_m$  – линейная скорость;  $L_u$  – длина информационного поля пакета;  $L_{cl}$  – длина служебных полей пакета;  $n$  – количество переданных без ошибок пакетов;  $m$  – количество переданных квитанций;  $k$  – общее количество переданных пакетов, включая повторные.

Поскольку вероятность доведения пакета  $P_{on} = \lim_{k \rightarrow \infty} \left(\frac{n}{k}\right)$ , то можно использовать отношение  $n/k$  для оценки . Аналогично можно использовать  $n/m$  для оценки

вероятности доведения положительной квитанции. Используя для вычислений модель Пуртова-Замря-Захарова (ПЗЗ) [1] получаем:

$$\frac{n}{k} = (1 - (L_{и} + L_{сл})^{1-\alpha} \cdot P_{ош}) \cdot (1 - L_{сл}^{1-\alpha} \cdot P_{ош}), \quad (5)$$

$$\frac{n}{m} = 1 - L_{сл}^{1-\alpha} \cdot P_{ош}, \quad (6)$$

где  $\alpha$  – коэффициент группирования ошибок;  $P_{ош}$  – вероятность ошибки на бит.

Для различных длин информационного поля пакета производительность протокола приведена на рисунке 2. Полученные результаты позволяют модифицировать протокол ARQ-SR по следующей схеме: в состав передающего комплекта передачи данных необходимо включить устройства измерения вероятности ошибки на бит и коэффициента группирования ошибок.

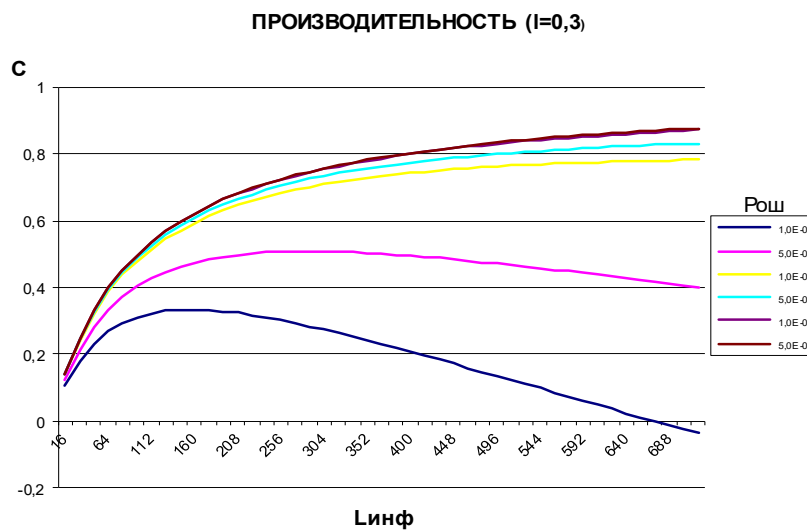


Рис. 2. Зависимость производительности протокола от длины информационной части пакета

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ должен осуществляться по последовательности на выходе канала обратной связи. По данным двум параметрам при формировании каждого протокольного пакета, в соответствии с результатами, приведенными на рисунке 2, должна выбираться длина информационного поля пакета. Для избежания неоднозначности выбора длины пакета приемником в служебное поле необходимо включить поле длины пакета.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Бертсекас Д., Галлапгер Р. Сети передачи данных: Пер с англ. – М.: Мир, 1989. – 544 с.
2. Путилин А.Н. Основы теории электрической связи. – СПб.: ВАС, 1997. – 156 с.

### REFERENCES

1. Bertsekas D, Gallager R. Data networks. Mir 1989. – 544 p.
2. Putilin, A.N. Fundamentals of the theory of electrical communication. Saint-Petersburg // Military communications academy 1997. – 156 p.

## К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** В работе приведен сравнительный анализ способов формирования полосового шума. По результатам проведенного анализа сделаны выводы о наиболее эффективном способе при заданных условиях и ограничениях.

**Ключевые слова:** когнитивное радио, помехово-шумовой сигнал, цифровая модель, полоса частот, система радиосвязи.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF METHODS FOR FORMING BAND-PASS NOISE FOR A DIGITAL MODEL OF INTERFERENCE-NOISE ENVIRONMENT OF A COGNITIVE RADIO COMMUNICATION SYSTEM

N. M. Ryabkov, A. N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The paper describes the comparative analysis of methods for forming band-pass noise. Based on the results of the analysis, conclusions were drawn about the most effective way under given conditions and restrictions.

**Keywords:** cognitive radio, interference-noise signal, digital model, frequency band, radio communication system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологий беспроводной связи в настоящее время характеризуется постепенным переходом от подхода с наращиванием аппаратных возможностей средств связи к подходу с рациональным использованием имеющегося частотного ресурса. В частности, такой подход используется в технологии когнитивного радио.

Согласно [1] система когнитивного радио (CRS) – это радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии, динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы согласно полученным знаниям для достижения заранее поставленных целей и учиться на основе полученных результатов. Таким образом, суть данной технологии сводится к получению информации и дальнейшему её использованию для корректировки параметров радиосистемы [2 – 4].

Для обучения интеллектуального компонента когнитивной системы связи рассмотрим вопрос формирования синтетических данных в виде полосового шума, как одной из часто встречающихся помех при обеспечении радиосвязи.

Цель работы – проведение сравнительного анализа способов формирования полосового шума с целью выбора наиболее эффективного способа при заданных условиях и ограничениях.

## 2. АНАЛИЗ СПОСОБОВ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛОСОВОГО ШУМА

Для решения поставленной научно-прикладной задачи необходимо выбрать параметры модели:

- диапазон частот: 30 – 520 МГц (МВ, ДМВ-1);

- частота дискретизации – рассчитывается по формуле:  $f_d \geq 2 \cdot f_s$ ,

где  $f_s$  – верхняя частота в спектре сигнала.

Для максимальной частоты 520 МГц в соответствии с (1) будем использовать стандартную частоту дискретизации  $f_d = 1,25$  ГГц;

- параметры исходного (для формирования полосового) шума: гауссовский белый шум (с нулевым математическим ожиданием  $m=0$  и среднеквадратическим отклонением  $\sigma = 3 \cdot 10^{-4}$  или  $P = -40$  дБм);

- центральная частота  $f_0 = 100$  МГц;

- полоса частот принимается  $\Pi = 100$  кГц.

Существует ряд подходов, которые позволяют сформировать шум, ограниченный по полосе. Можно выделить следующие основные способы:

- двойное дискретное преобразование Фурье на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) с селекцией по полосе частот белого гауссовского шума (БГШ) в диапазоне  $[0; f_s]$ ;

- фильтрация БГШ в полосе частот шириной  $\Pi$  на частоте  $f_0$  трансверсальным (нерекурсивным) КИХ-фильтром;

- фильтрация БГШ в полосе частот шириной  $\Pi$  на частоте  $f_0$  рекурсивным БИХ-фильтром;

- формирование БГШ в интервале  $[0; \Pi/2]$  и интерполяция с цифровой квадратурной модуляцией.

Рассмотрим один из подходов подробнее.

2.1. Двойное дискретное преобразование Фурье с селекцией по полосе частот.

Данный подход реализуется выполнением трёх основных операций: расчет прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ) от временных отсчетов сигнала (в данном случае это БГШ), селекция по полосе частот (выбор спектральных составляющих, соответствующих заданной полосе, а также обнуление внеполосных составляющих), расчет обратного дискретного преобразования Фурье для получения временных отсчетов фильтрованного сигнала [8]. На рисунке 1 приведена функциональная схема двойного ДПФ на основе алгоритма БПФ с селекцией по полосе частот.

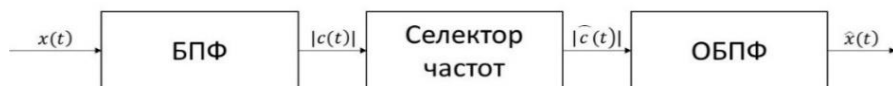


Рис. 1. Схема двойного ДПФ на основе алгоритма БПФ с селекцией по полосе частот.

Количество точек БПФ вычисляется по формуле:

$$N_{\text{БПФ}} = 2^{\lceil \log_2 N \rceil},$$

где  $\lceil \cdot \rceil$  – операция округления вверх.

На рисунке 2 приведен спектр БГШ после фильтрации (который представлен в интервале  $\pm 3\Pi$  относительно центральной полосы).

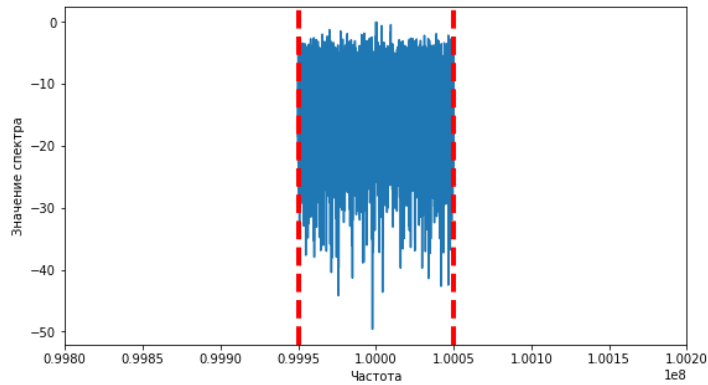


Рис. 2. Спектр полосового шума

Для данного подхода число операций при количестве отсчетов  $N=1,25 \cdot 10^8$  (на интервале анализа 0,1 с), рассчитывается следующим образом:  $4 \cdot N \cdot \log_2 N = 1,5 \cdot 10^{11}$ . При расчёте учитывалось двойное БПФ (прямое и обратное), соответственно, требуемый объём ОЗУ для двойной точности с плавающей запятой (FP64):  $2 \cdot N \cdot \log_2 N \cdot 8 \approx 54 \text{ГБ}$  (здесь 8 – количество байт).

### 2.2. Фильтрация БГШ трансверсальным КИХ-фильтром.

Для данного подхода количество операций при  $N=1,25 \cdot 10^8$  рассчитывается следующим образом:  $5,5 \cdot 10^4 \cdot N = 6,9 \cdot 10^{12}$ , где  $5,5 \cdot 10^4$  – количество коэффициентов фильтра. Соответственно, требуемый объём ОЗУ для FP64:  $5,5 \cdot 10^4 \cdot 8 = 4,4 \cdot 10^5$  Б.

Результаты фильтрации БГШ для КИХ-фильтра Кайзера 55000 порядка приведены на рисунке 3 (справа) в виде спектра сигнала после применения фильтра с АЧХ, приведенной на рисунке 4 (слева).

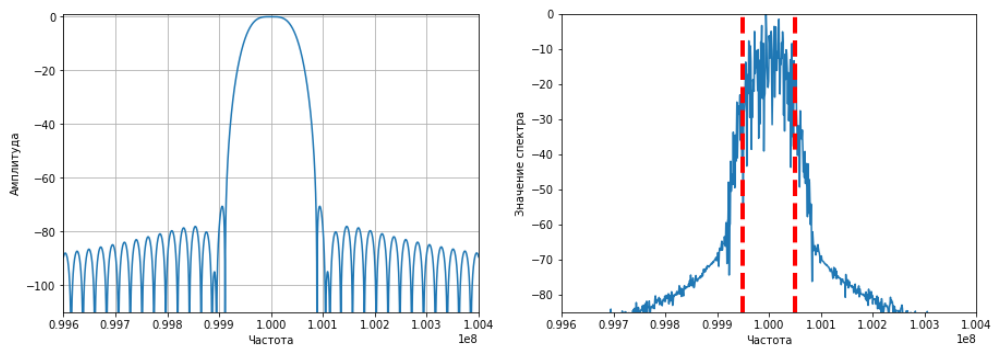


Рис. 3. АЧХ трансверсального КИХ-фильтра Кайзера 55000 порядка (слева) спектр фильтрованного сигнала (справа)

Как видно из рисунка, в целом данный подход позволяет обеспечить фильтрацию сигнала в заданной полосе частот, однако для построения цифрового фильтра с требуемой АЧХ требуется большое количество коэффициентов и, как следствие, значительные вычислительные затраты. Кроме того, точность фильтрации в ряде случаев может быть недостаточной.

### 2.3. Фильтрация БГШ рекурсивным БИХ-фильтром.

Структурная схема цифрового БИХ-фильтра приведена на рисунке 4.



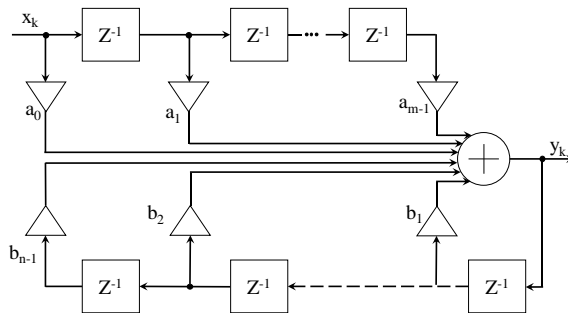


Рис. 4. Структурная схема цифрового БИХ-фильтра (прямой метод)  
 АЧХ для эллиптического цифрового БИХ-фильтра (прямой метод) 10-го порядка приведена на рисунке 5.

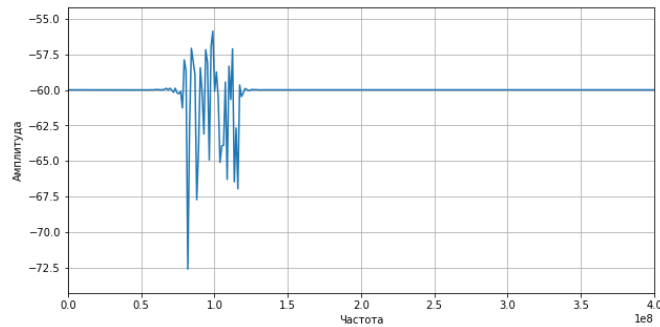


Рис. 5. АЧХ эллиптического цифрового БИХ-фильтра 10-го порядка (прямой метод)

Как видно из приведенного рисунка, АЧХ фильтра существенно искажена, данное явление свойственно БИХ-фильтрам 4 и более порядка вследствие квантования коэффициентов фильтра [5].

2.3.б. Синтез полосового фильтра по каскадной реализации на основе биквадратных

На рис. 6 приведена Структурная схема цифрового БИХ-фильтра на основе биквадратных блоков.

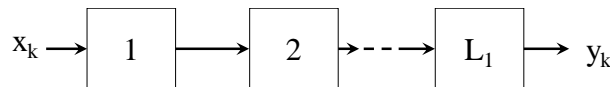


Рис.6. Структурная схема цифрового БИХ-фильтра Золотарева-Кауэра на основе биквадратных блоков

Результаты фильтрации БГШ БИХ-фильтром Золотарева-Кауэра 10-го порядка приведены на рис. 7 (справа) в виде спектра сигнала после применения фильтра с АЧХ, приведенной на рис. 7 (слева).

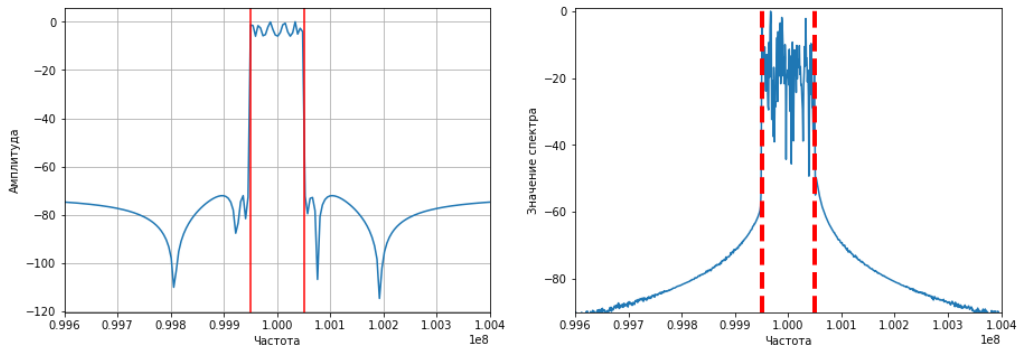


Рис. 7. АЧХ БИХ-фильтра Золотарева-Кауэра 10-го порядка (слева), спектр фильтрованного сигнала (справа)

Как видно из рис. 8, данный подход позволяет обеспечить фильтрацию сигнала в заданной полосе частот.

Для обеих реализаций БИХ-фильтра (прямая и каскадная) количество операций для  $N=1,25 \cdot 10^8$  рассчитывается следующим образом:  $10 \cdot N = 1,25 \cdot 10^9$  (при расчёте учитывалось 10 коэффициентов фильтра). Соответственно, требуемый объём ОЗУ для FP64 рассчитывался:  $10 \cdot 8 = 80Б$ .

#### 2.4. Интерполяция с цифровой квадратурной модуляцией.

На рис. 8 приведена структурная схема интерполятора с цифровым квадратурным модулятором.

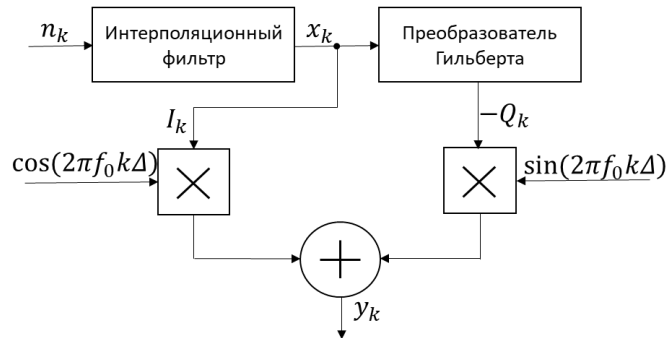


Рис. 8. Структурная схема интерполятора с цифровым квадратурным модулятором

Для данного подхода количество операций для  $N_0=10^4$  и  $N_1=1,25 \cdot 10^8$  рассчитывается следующим образом:  $4 \cdot N_0 \cdot \log_2 N_0 + 13 \cdot N_1 = 1,6 \cdot 10^9$ . При расчёте учитывалось ДПФ, 10 операций умножения, 2 операции  $\sin$  и  $\cos$ , 1 операция сложения. Соответственно, требуемый объём ОЗУ для FP64 рассчитывался:  $(2 \cdot N_0 \cdot \log_2 N_0 \cdot 8) + 13 \cdot 8 \approx 26МБ$  (2 – прямое и обратное ДПФ, 8 – количество байт, 2 операции  $\sin$  и  $\cos$ , 10 – операций умножения, 1 операция сложения).

Недостаток подхода: нежелательные спектральные компоненты, расположенные на частоте высокочастотных образов входной частоты  $f_{d0}$  исходного сигнала [6].

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе проведен сравнительный анализ способов формирования полосового шума, что позволяет сформулировать следующие выводы и практические рекомендации:

1. В ходе анализа каждый способ рассмотрен с точки зрения возможности практической реализации в рамках поставленной задачи, проведена оценка затрат оперативной памяти для каждого подхода, а также оценка ослабления спектральных компонент вне заданной полосы и соответствующей центральной частоты. По результатам проведенного исследования, для решения поставленной задачи выбран подход с использованием БИХ-фильтра Золотарева-Кауэра на основе биквадратных блоков.

2. Обоснованно-рекомендованный в результате проведенного анализа подход к формированию узкополосного шума может быть использован в системах когнитивного радио в рамках интеллектуальной классификации помехово-шумовых сигналов для последующего принятия решения о выборе соответствующего метода защиты. Данный подход обеспечивает подавление внеполосных составляющих БГШ для заданных

условий и ограничений, а также реализуется с невысокими вычислительными затратами (используется фильтр малого порядка).

3. Существенная новизна исследования заключается в проведенном анализе различных подходов к формированию узкополосного шума (для соответствующих заданных условий и ограничений), систематизации и оценке полученных результатов, а также возможности применения для реализации цифровой модели помехово-шумовой обстановки когнитивной системы радиосвязи. В данной работе приведён пример реализации для фиксированных значений мощности шума, несущей частоты и полосы, однако, реализован программный модуль, позволяющий синтезировать различные модели помехово-шумовой обстановки (при различных вариациях данных параметров).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет (Сектора связи Международного союза электросвязи) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) «Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS)» («Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)»).
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustefa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов/А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
6. Микушин А.В. Цифровые устройства и микропроцессоры/ А.В. Микушин, А.М. Сажнев, В.И. Сединин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 832 с.

#### REFERENCES

1. Report (of the Telecommunications Sector) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) («Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)»).
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustefa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.
5. Sergiyenko A.B. Tsifrovaya obrabotka signalov/A.B. Sergiyenko – SPb.: Piter, 2003. – 604 p.
6. Mikushin A.V. Tsifrovyye ustroystva i mikroprotssory/ A.V. Mikushin, A.M. Sazhnev, V.I. Sedinin. – SPb.: BKHV-Peterburg, 2010. – 832 p.

## КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ

А. В. Коровин<sup>1</sup>, В. Р. Осипов<sup>1</sup>, В. Н. Петухов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Центральный научно-исследовательский институт Военно-воздушных сил (Министерства обороны Российской Федерации), Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Статья описывает методический подход к оценке эффективности проведенной автоматизации, представлены примеры поэтапного вычисления коэффициента оценки эффективности для системы управления, описаны пути дальнейшего развития методического подхода.

**Ключевые слова:** комплексы средств автоматизации; критерий; система управления.

## CRITERIA FOR EVALUATING THE EFFECTIVENESS OF AUTOMATION

A. V. Korovin<sup>1</sup>, V. N. Osipov<sup>1</sup>, V. N. Petuhov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Central Research Institute of the Air Force of the Ministry of Defense of Russia (Central Scientific Research Institute of the Air Force), Moskva, Russia

**Abstract.** The article describes a methodological approach to evaluating the effectiveness of automation, provides examples of step-by-step calculation of the efficiency evaluation coefficient for the management system, describes ways to further develop the methodological approach.

**Keywords:** automation complex; criterion; control system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Автоматизированные системы управления (АСУ), системы связи и радиотехнического обеспечения полетов авиации в тесной взаимосвязи с подсистемами разведывательно-информационного обеспечения и радиоэлектронной борьбы играют ключевую роль в обеспечении информационного превосходства над противником и эффективного применения авиационных группировок.

В настоящее время в связи с развитием информационных технологий и электронно-компонентной базы активноразрабатываются и модернизируются АСУ, комплексы средств автоматизации (КСА) пунктов управления (ПУ) авиацией. Автоматизируются ранее неавтоматизированные процессы управления в деятельности должностных лиц органов военного управления.

Увеличение количества взаимодействующих ПУ, количества автоматизированных рабочих мест (АРМ) на ПУ, управляемых средств и систем приводит к усложнению создаваемых КСА, увеличению стоимости и сроков выполнения опытно-конструкторских работ (ОКР). Кроме того, ОКР по созданию автоматизированных систем военного назначения (АС ВН) выполняют разные предприятия промышленности, что приводит к отсутствию «бесшовного» информационного сопряжения между ними и, как следствие, к недостаточной эффективности межвидового взаимодействия.

Это обуславливает необходимость уточнения критериев и показателей формирования требований к КСА.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для оптимизации требований к КСА предлагается определить критерий, который позволит определять эффективность проведенной автоматизации управленческой деятельности должностных лиц органов и пунктов управления.

Результаты информационного обследования органов управления позволили определить основные факторы, влияющие на эффективность автоматизации управления органов и пунктов управления, а именно:

- уровень управления;
- перечень должностных лиц органов и пунктов управления;
- функциональные обязанности должностных лиц органов и пунктов управления;
- объекты управления.

Основным показателем, позволяющим оценивать эффективность автоматизации, является время выполнения задачи (продолжительность работы)  $t$ . Основным критерием является отношение времени выполнения задачи в автоматизированном режиме  $t_{авт.реж.}$  ко времени выполнения задачи в неавтоматизированном режиме  $t_{неавт.реж.}$  (1).

$$P_э = \frac{t_{авт.реж.}}{t_{неавт.реж.}} \quad (1)$$

При определении времени выполнения задачи в автоматизированном и неавтоматизированном режимах необходимо учитывать время сбора исходных данных  $t_{ИД}$  и время заполнения исходных данных  $t_{зап.}$  (2).

$$t_{(неавт.)авт.реж.} = t_{ИРЗ} + t_{зап.} + t_{ИД} \quad (2)$$

При этом  $t_{(неавт.)авт.реж.}$  в общем случае может быть оценено по известным соотношениям по трем оценкам и двум оценкам соответственно (3), (4):

$$t_{(неавт.)авт.реж.} = \frac{t_{мин} + 4t_{н.в.} + t_{макс}}{6}, \quad (3)$$

$$t_{(неавт.)авт.реж.} = \frac{3t_{мин} + 2t_{макс}}{5}, \quad (4)$$

где  $t_{мин}$ ,  $t_{н.в.}$ ,  $t_{макс}$  – минимальное, наиболее вероятное и максимальное время выполнения задачи соответственно.

При учете времени выполнения автоматизируемой задачи большое влияние оказывает подготовка экипажа, расчета, должностного лица, поэтому для чистоты эксперимента необходимо проводить испытания в трех группах:

работавшем на данном КСА личном составе (лица испытательных расчетов, представители разработчика);

прошедшем обучение личном составе;

личном составе, не работавшем на данном КСА, работа по руководству по эксплуатации и другой эксплуатационной документации.

Также необходимо проверить изменение временных параметров при переходе к работе в автоматизированном режиме неподготовленных должностных лиц.

Соответственно будет четыре типа критериев:  $P_{э1}$  – для личного состава, работавшего на данном КСА,  $P_{э2}$  – для личного состава прошедшем обучение,  $P_{э3}$  – для личного состава, не работавшего на данном КСА, работа по руководству

по эксплуатации и другой эксплуатационной документации,  $P_{изм.}$  – при переходе к работе в автоматизированном режиме неподготовленных должностных лиц.

Первичный уровень оценки эффективности – оценка информационно-расчетной задачи (ИРЗ), подлежащей автоматизации. Пример оценки ИРЗ приведен в таблице 1.

Таблица 1. Пример оценки ИРЗ

Критерий	$P_{э1}$	$P_{э2}$	$P_{э3}$	$P_{изм.}$
Значение	0,35	0,6	1	1,2

Для принятия решения по каждой ИРЗ используется параметр  $P_{э1}$ , как идеал, к которому возможно прийти из  $P_{э2}$ ,  $P_{э3}$ ,  $P_{изм.}$  обучением личного состава экипажей. Если КСА используется в боевой работе автоматизированная ИРЗ допускается при достижении значения менее единицы всеми лицами боевого расчета.

Если  $P_{э1}$  выше 0,8 – ИРЗ в текущей формулировке целесообразно не автоматизировать. При этом необходимо проверить связанность ИРЗ на предмет использования данных неавтоматизированной ИРЗ другими задачами, чтобы не нарушить работоспособность КСА.

После получения значений  $P_{э1}$ ,  $P_{э2}$ ,  $P_{э3}$ ,  $P_{изм.}$  по всем ИРЗ необходимо найти среднее значение полученных значений критериев для получения суммарных значений критерия для автоматизируемого рабочего места (должностного лица) КСА  $P_{э\Sigma1}$ ,  $P_{э\Sigma2}$ ,  $P_{э\Sigma3}$ ,  $P_{изм\Sigma}$ .

Пример вычисления критерия эффективности автоматизации ИРЗ для автоматизируемого рабочего места должностного лица приведен в таблице 2. Зеленым выделены ИРЗ с  $P_{э1}$  менее 0,8, желтым выделены ИРЗ с  $P_{э1}$  менее единицы, красным более единицы.

Таблица 2. Пример вычисления критерия эффективности автоматизации ИРЗ для автоматизируемого рабочего места должностного лица

Критерий	$P_{э1}$	$P_{э2}$	$P_{э3}$	$P_{изм.}$
ИРЗ 1	0,35	0,6	1	1,2
ИРЗ 2	0,4	0,7	1,1	1,4
ИРЗ 3	0,6	0,8	1,2	1,6
ИРЗ 4	0,9	1,2	1,6	2
ИРЗ 5	1,2	1,8	2	2,8
ИРЗ 6	0,5	0,7	0,9	1
ИРЗ 7	0,2	0,3	0,4	0,5
$P_{э\Sigma1}$	0,59285714	0,8714	1,1714	1,5

Далее аналогично вычисляются  $P_{э\Sigma1}$ ,  $P_{э\Sigma2}$ ,  $P_{э\Sigma3}$ ,  $P_{изм\Sigma}$  для всех рабочих мест КСА. Путем нахождения средних значений критериев получаем  $P_{э\Sigma1(ПУ1)}$ ,  $P_{э\Sigma2(ПУ1)}$ ,  $P_{э\Sigma3(ПУ1)}$ ,  $P_{изм\Sigma(ПУ1)}$ .

Пример вычисления критерия эффективности автоматизации для КСА пункта управления (ПУ) приведен в таблице 3.

Таблица 3. Пример вычисления критерия эффективности автоматизации для КСА ПУ

Критерий	$P_{\Sigma 1}$	$P_{\Sigma 2}$	$P_{\Sigma 3}$	$P_{\Sigma \text{изм.}}$
$P_{\Sigma 1}$	0,59285714	0,8714	1,1714	1,5
$P_{\Sigma 2}$	0,4567	0,6788	0,9888	1,23
$P_{\Sigma 3}$	0,6543	0,7689	1,11	1,32
$P_{\Sigma 4}$	0,8554	0,9883	1,43	1,6
$P_{\Sigma 5}$	0,4555	0,6555	0,88	1,1
$P_{\Sigma 6}$	1,111	1,345	1,5	1,6
$P_{\Sigma(\text{ПУ1})}$	0,68762619	0,8847	1,18	1,3917

Аналогичным образом производится вычисление для всех уровней управления и нахождением их среднего получаем критерий для КСА  $P_{\Sigma 1(\text{ПУ}\Sigma)}$ ,  $P_{\Sigma 2(\text{ПУ}\Sigma)}$ ,  $P_{\Sigma 3(\text{ПУ}\Sigma)}$ ,  $P_{\Sigma \text{изм.}(\text{ПУ}\Sigma)}$ . Пример вычисления критерия эффективности автоматизации для системы управления приведен в таблице 4.

Таблица 4. Пример вычисления критерия эффективности автоматизации для системы управления

## КСА системы управления

Критерий	$P_{\Sigma 1}$	$P_{\Sigma 2}$	$P_{\Sigma 3}$	$P_{\Sigma \text{изм.}}$
$P_{\Sigma(\text{ПУ1})}$	0,68762619	0,8847	1,18	1,3917
$P_{\Sigma(\text{ПУ2})}$	0,5567	0,7788	0,9888	1,13
$P_{\Sigma(\text{ПУ3})}$	0,6543	0,7689	1,11	1,32
$P_{\Sigma(\text{ПУ4})}$	0,9554	1,1883	1,43	1,7
$P_{\Sigma(\text{ПУ5})}$	0,3555	0,5555	0,78	0,9
$P_{\Sigma(\text{ПУ6})}$	0,911	1,145	1,23	1,3
$P_{\Sigma(\text{ПУ}\Sigma)}$	0,68675437	0,8869	1,1198	1,2903

Условно-графическое представление автоматизируемой системы управления представлено на рисунке 1.

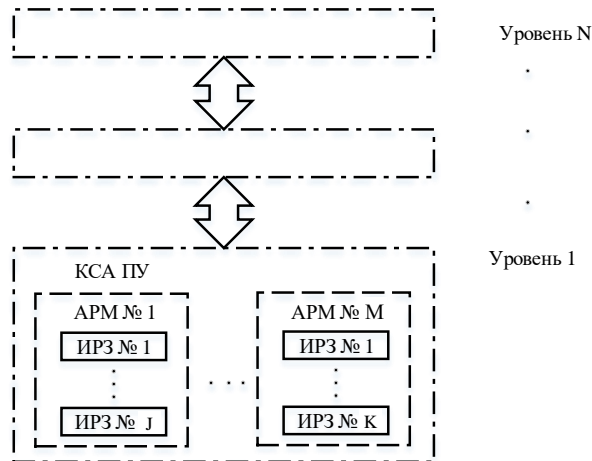


Рис. 1. Условно-графическое представление автоматизируемой системы управления

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Дальнейшим развитием и совершенствованием критерия эффективности является оценка времени выполнения ИРЗ в неавтоматизированном режиме с учетом количества управляемых объектов. Так предлагается определять  $t_{\text{неавт.реж.}}$  в условиях текущей обстановки –  $t_{\text{неавт.реж.1}}$ , в условиях полного штата –  $t_{\text{неавт.реж.2}}$  и при максимально возможном наращивании (перспективный облик) –  $t_{\text{неавт.реж.3}}$ .

Соответственно будет сформирован критерий эффективности автоматизации для системы управления  $P_{\Sigma(\text{ПУ}\Sigma)}$  для указанных режимов работы пункта управления.



## МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ

В. В. Аллакин, М.В. Голунов, А.А. Павлович

Публичное акционерное общество «Информационные телекоммуникационные технологии», Санкт-Петербург. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

**Аннотация.** В исследовании представлена методика функционального контроля средств радиосвязи, позволяющая произвести идентификацию вида технического состояния радиопередающих устройств автоматизированного радиоцентра. Повышение эффективности функционального контроля технического состояния средств радиосвязи достижимо благодаря измерению матрицы значений показателей качества функционирования, учитывающих значения параметров контролируемого сигнала, не на одной фиксированной частоте, а на сетке частот и длительностей информационных посылок. Данная измерительная информация после её интерполяции позволяет сформировать массив значений показателя качества функционирования радиосредств по частотно-временной матрице и, за счет этого, обеспечить большую полноту контроля их технического состояния, а также повысить его достоверность.

**Ключевые слова:** Временные ряды, Data Mining, показатель качества функционирования, средства радиосвязи, техническое состояние, техническое обслуживание и ремонт по состоянию, функциональный контроль.

## METHODOLOGY OF FUNCTIONAL CONTROL OF RADIO COMMUNICATION FACILITIES BASED ON DATA MINING

V. V. Allakin, M. V. Golyunov, A. A. Pavlovich

Public Joint Stock Company "Information Telecommunication Technologies", Saint Petersburg. Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications

**Abstract.** The study presents a method of functional control of radio communication facilities, which allows identification of the type of technical condition of radio transmitting devices of an automated radio center. Improving the efficiency of functional control of the technical condition of radio communication facilities is achievable by measuring the matrix of values of performance indicators that take into account, the values of the parameters of the controlled signal, not at one fixed frequency, but on a grid of frequencies and durations of information parcels. This measurement information, after its interpolation, makes it possible to form an array of values of the quality indicator of the functioning of radio equipment according to the time-frequency matrix and, due to this, to ensure greater completeness of monitoring of their technical condition, as well as to increase its reliability.

**Keywords:** Time series, Data Mining, Performance quality indicator, radio communication facilities, technical condition, maintenance and repair by condition, functional control.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В процессе функционального контроля (ФК) технического состояния радиоприемных (РПУ) и радиопередающих (РПДУ) устройств различных объектов связи одной из

проблем является неполный охват параметров данных радиосредств, их режимов работы, которые оказывают влияние на значение вероятности связи с требуемой достоверностью, а также на устанавливаемое его пороговое значение, необходимое должностным лицам для принятия решения на проведение процедур технического обслуживания и ремонта по состоянию [1].

Предложена методика функционального контроля средств радиосвязи (СРС) автоматизированного радицентра (АРЦ) [2], позволяющая идентифицировать вид технического состояния (ТС) средств радиосвязи с большей полнотой и достоверностью за счет измерения матрицы значений показателей качества функционирования (ПКФ) радиосредств, учитывающих значения эксплуатационных параметров контролируемого сигнала, не на отдельной фиксированной рабочей частоте, а на сетке рабочих частот при изменении длительностей информационных посылок и скоростей передачи. В результате, после интерполяции измерительной информации возможно сформировать массив значений ПКФ СРС в соответствии с частотно-временной матрицей. Это позволяет обеспечить повышение полноты контроля технического состояния СРС и его достоверность.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Постановка задачи на разработку методики представлена на рисунке 1 с разбиением ее на этапы, на которой обозначены: 1, 2, 3, 3\*, 4 – этапы методики, где 3\* означает, что третий её этап осуществляется, в том числе, на взаимодействующих (противоположных) АРЦ\*; БД АРЦ – база данных АРЦ, осуществляющая взаимодействие с БД передающего (ПДРЦ) и приемного (ПРЦ) радиочастот; КСА ПДРЦ (ПРЦ) – комплекс средств автоматизации ПДРЦ (ПРЦ); ВУ – возбуждательное устройство; ОГ – опорный генератор; ОК и СК – объект контроля и средства контроля;  $\Theta_j$  – перечень контролируемых параметров с допусками  $\Delta\Theta_j$ , ( $j \in \{1, s\}$ ), а  $s$  – их число;  $g_{i T_f}^2$ , ( $i \in \{1, \dots, u\}$ ;  $T_s \in \{T_{s1}, \dots, T_{sv}\}$ ;  $f \in \{f_1, \dots, f_q\}$ ) – матрица значений ПКФ РПДУ размером  $T_{sv} \times f_q$ , где  $n$  – количество видов применяемых сигналов,  $v$  – количество длительностей элементов  $T_s$  применяемых сигналов,  $q$  – количество контролируемых частот  $f$ ; среда РРВ – среда распространения радиоволн.

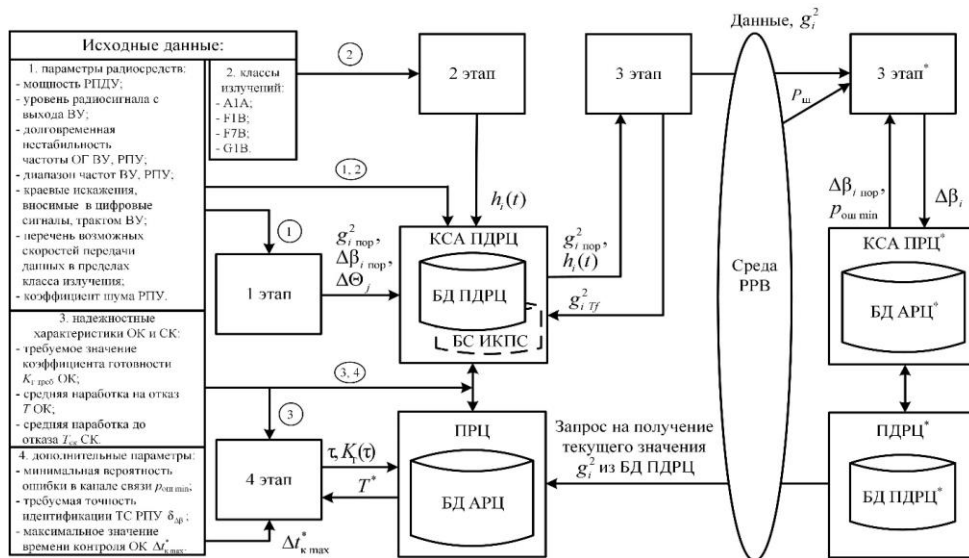


Рис. 1. Общая схема методики с ее разбиением на этапы

Исходными данными методики являются: совокупность СРС АРЦ в виде РПУ и РПДУ; их надежность и тактико-технические характеристики; перечень параметров, подлежащих контролю и среднее время выхода их значений за пределы допусков; требуемое значение коэффициента готовности СРС.

Выходные данные методики: информация, с требуемой достоверностью о техническом состоянии СРС в процессе функционирования и с её численной оценкой; интервал времени между процедурами контроля технического состояния СРС, обеспечивающий условия максимизации его коэффициента готовности.

Методику функционального контроля СРС АРЦ состоит из следующих этапов:

- формирование базы данных пороговых значений ПКФ СРС АРЦ;
- формирование базы состояний измерителя коэффициентов подобия сигналов;
- функциональный контроль СРС АРЦ;
- расчет коэффициента готовности СРС АРЦ за счет процедуры своевременной и достоверной идентификации их вида технического состояния.

Новизной предложенной методики ФК является её третий этап, в ходе которого происходит синтез матрицы значений ПКФ формирователей сигналов, когда производятся измерения текущих значений ПКФ ( $g_{i\text{TF}}^2$ ), при значениях длительности элементов сигналов в диапазоне  $T \in \{T_{i1}, \dots, T_{iv}\}$  (где  $T_{iv}$  – длительность элемента сигнала при  $i = \text{const}$ ). Переменная длительность элемента сигнала соответствует различной скорости передачи информации, что, например, используется для повышения помехоустойчивости при ухудшении помеховой обстановки, что следует из выражения:  $\bar{h}_0^2 = (P_c \cdot T) / v^2$  – отношение энергии сигнала на бит информации к спектральной плотности шума  $v^2$ . Таким образом для обеспечения большей полноты и достоверности в процессе ФК СРС формирователей сигналов недостаточно знать текущее значение ПКФ, а требуется матрица ПКФ.

*Например:* выражение для ПКФ СРС в случае формирования узкополосного сигнала имеет вид:  $g_i^2 = (1 - \eta)^2 \sin^2 [\pi \Delta f T (1 - \eta)]$  [3]. Произведение  $\Delta f T$  представим в виде  $\delta_{\text{ор}} f_c T$ , где  $\delta_{\text{ор}} = \Delta f_{\text{ор}} / f_{\text{ор}}$  представляет собой долговременную (в течение 1 года) относительную нестабильность частоты опорного генератора и является нормированной (значение в течение 1 года указывается в формуляре на радиосредство) величиной. Формулу для ПКФ СРС запишем в виде:

$$g_i^2 = (1 - \eta)^2 \sin^2 [\pi \delta_{\text{ор}} f_c T (1 - \eta)] \quad (1)$$

Таким образом ПКФ при некогерентной обработке сигналов АТ, ЧТ (ОФТ) зависит от краевых искажений  $\eta$  излучаемых посылок, относительной нестабильности частоты ОГ  $\delta_{\text{ор}}$ , а также от произведения текущей частоты сигнала  $f_c$  на длительность его элемента  $T$ . Следовательно, для обеспечения полноты КТС формирователей сигналов (РПДУ), согласно выражению (1), необходимо измерять ПКФ при всех возможных длительностях элементов применяемого сигнала в заданном диапазоне частот. Охватить диапазон частот от 1,5 МГц до 30 МГц возможно, только в случае дискретных измерений значений ПКФ с заранее заданным шагом по частоте, что приведет к формированию матрицы значений коэффициентов подобия сигналов размером  $f_{ci} \times T_i$ . Далее по известному набору имеющихся дискретных значений ПКФ формирователей сигналов (ФС) необходимо осуществить интерполяцию и определить недостающие значения ПКФ между измеренными отсчетами с заданной точностью. Точность интерполяции будет зависеть от шага по частоте между измерениями ПКФ, а поскольку время измерения ПКФ

не превышает  $(2 \div 4) T$ , то всегда возможно выполнить необходимое количество измерений для обеспечения требуемой точности интерполяции.

Пример расчета. Дано: класс излучения F1B;  $V_v = 1/T_v = 1/50$  (1/75, 1/100, 1/200, 1/400, 1/500) (бод); 3) диапазон частот от 2 до 30 (МГц), с шагом  $\Delta f = 0,2$  (МГц). Необходимо: определить размер и время, необходимое для формирования матрицы значений ПКФ.

Размер матрицы  $140 \times 6$ , а время необходимое для формирования матрицы значений ПКФ не превысит  $t = (0,02 + 0,0133 + 0,01 + 0,005 + 0,0025 + 0,002) \times 140 \times 4 = 29,6$  (с) (где 4 – количество измерений каждого значения ПКФ).

На рисунке 2 представлены графики зависимости ПКФ  $g_{i\text{TF}}^2$  от значений  $f_{cq} \times T_v$ ,  $\eta \leq 2\%$ ,  $f_{or} = 10^8$  (Гц) при частотных сдвигах ОГ  $\Delta f_{or}$  в 5 Гц, 10 Гц и 20 Гц. Данные графики говорят о высокой чувствительности коэффициента подобия сигналов (1) к стабильности параметров радиосредств (ФС) формируемых сигналов. Так в ВУ и РПУ «Тишина» краевые искажения  $\eta$  в радиотракте должны быть не более 2% (ВУ),  $f_{or} = 98,4$  (МГц),  $\Delta f_{or} = \pm 5 \times 10^{-8}$  (Гц) и максимальная длительность элементарной посылки в коротковолновом (КВ) диапазоне частот составляет  $T_{max} = 0,02$  (с) (50 бод). При этом в длинноволновом (ДВ) диапазоне  $T_{max} = 0,25$  (с) (4 бод), что обусловлено меньшим влиянием нестабильности частоты ОГ средств радиосвязи на помехоустойчивость (ПКФ), которая ограничивает применение еще более узкополосных сигналов в радиолинии.

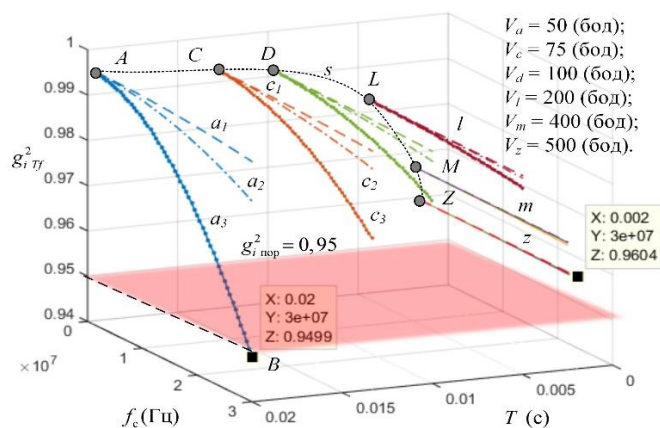


Рис. 2. Графики зависимости ПКФ  $g_{i\text{TF}}^2$  от значений  $f_{cq} \times T_v$ ,  $\eta \leq 2\%$ ,  $f_{or} = 10^8$  (Гц) при частотных сдвигах ОГ  $\Delta f_{or}$  в 5 Гц, 10 Гц и 20 Гц

При анализе зависимостей  $g_{i\text{TF}}^2$ , приведенных на рисунке 2, от значений произведения  $f_{ci} \times T_i$  возможно получить информацию о степени отклонения параметров радиосигнала от номинальных уровней следующим образом: изменения значений  $g_{i\text{TF}}^2$  вдоль линий  $a, c, d, l, m, z$  указывает на наличие частотной расстройки опорного генератора РПДУ; изменения значений  $g_{i\text{TF}}^2$  при движении от точки А к точке Z (вдоль линии  $s$  рисунка 2) показывает влияние краевых искажений радиотракта на ПКФ; колебания уровней  $g_{i\text{TF}}^2$  вдоль линий  $a, c, d, l, m, z$  выявляет наличие амплитудно-фазовых, нелинейных искажений в формируемом сигнале (радиотракте).

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методика позволяет, прежде всего, ответить на вопрос что и как контролировать. Она направлена на получение оценки результатов функционального контроля,

идентификацию технического состояния СРС, определение тренда (тенденции) дрейфа значений их параметров, подлежащих контролю. Полученные результаты позволяют на основе интеллектуального анализа данных контроля (*Data Mining*) вести планирование проведением мероприятий технического обслуживания и ремонта по состоянию (ТОС). При этом интеллектуальный анализ данных ТС СРС должен включать: *на шаге 1* – сравнение каждого значения из матрицы ПКФ СРС с пороговым (предпороговым) значением для принятия решения о проведении ТОС; *на шаге 2* – нахождение среднеквадратической разности для каждой пары значений текущей и эталонной матрицы ПКФ; *на шаге 3* – вычисление коэффициента корреляции между текущей и исходной (эталонной) матрицами по формуле Пирсона; *на шаге 4* – определение «запаса» значений ПКФ СРС относительно его пороговых уровней.

Шаги 2 и 3 интеллектуального анализа направлены на выявление тенденций в собранных данных мониторинга в целом. Их сложно выявить при медленном дрейфе контролируемых параметров, тем более на множестве одновременно функционирующих СРС. Шаг 4 конкретизирует данные шагов 2 и 3 в части выявления причин, влияющих на понижение уровня эксплуатационного «запаса», и направлен на проведение планирования мероприятий технического обслуживания и ремонта по состоянию (индивидуальный прогноз технического состояния СРС) на основе анализа временных рядов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Давыдов П. С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. Москва: Радио и связь, 1988. 256 с.
2. Голунов М. В. Методика функционального контроля средств радиосвязи автоматизированного радицентра // Техника средств связи. 2022. № 3 (159). С. 30-52.
3. Федоренко В. В. Способ контроля средств радиосвязи по показателю качества // Механизация и автоматизация управления. 1991. № 2. С. 19-22.

#### REFERENCES

1. Davydov P. S. Technical diagnostics of radio electronic devices and systems. Moscow: Radio and communication, 1988. 256 p.
2. Golyunov M. V. Methods of functional control of radio communication means of an automated radio center. 2022. No. 3 (159). pp. 30-52.
3. Fedorenko V. V. A method for monitoring radio communications in terms of quality// Mechanization and automation of control. 1991. No. 2. S. 19-22.

# НЕЙРОСЕТЕВАЯ АРХИТЕКТУРА С АКСОНАМИ СЛУЧАЙНОЙ ДЛИНЫ В ЗАДАЧАХ КЛАССИФИКАЦИИ

А. А. Толстых<sup>1</sup>

**Аннотация.** В работе предлагается новый класс архитектур искусственных нейронных сетей – сети со случайной длиной аксона; приведен алгоритм построения данной архитектуры. Нейронные сети со случайной длиной аксона показывают значительно более высокую эффективность (с точки зрения скорости обучения и точности классификации) в задаче бинарной классификации относительно классических многослойных персептронов.

**Ключевые слова:** искусственные нейронные сети, классификация табличных данных, нейросетевые архитектуры.

## NEURAL NETWORK ARCHITECTURE WITH A RANDOM-LENGTH AXONS IN CLASSIFICATION TASKS

A.A. Tolstykh<sup>1</sup>

**Abstract.** The paper proposes a new class of artificial neural networks architecture – networks with a random-length axon; an algorithm for constructing this architecture is given. Neural networks with a random-length axon show significantly higher performance (in terms of learning time and classification accuracy) in a binary classification problem relative to classical multilayer fully connected networks.

**Keywords:** artificial neural networks, tabular data classification task, neural network architecture.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из вех развития нейросетевых архитектур была разработка остаточных связей (skip connections), впервые предложенных в [1]. Остаточными связями в контексте исследования назывались связи «через один слой» (слой 1 являлся входом для слоя 2 и частью входа для слоя 3). Введение данных связей в архитектуру позволили решить проблему затухающих градиентов в глубоких сетях. После этой работы остаточные сети (Residual networks, ResNet) стали де-факто стандартом в задачах классификации изображений. Однако полносвязные сети (многослойные персептроны) с остаточными связями практически не использовались.

Данная работа открывает цикл исследований нейросетевых архитектур, продолжающих идеи остаточных связей. Используя биологическую аналогию, представляемая архитектура названа «сетью со случайной длиной аксона». У каждого биологического нейрона аксон связан с геометрически удаленными нейронами, а не только с ближайшими [2]. В рамках работы будет рассмотрен многослойный персептрон со случайной длиной аксона.

### 2. АРХИТЕКТУРА СЕТИ

#### а. Терминология

В целях избежания путаницы в терминах, необходимо дать некоторые пояснения. В предлагаемой архитектуре нейрон является не классической моделью сумматора с функцией активации [3, 4], а абстрактной вычислительной единицей, которая может

содержать множество классических нейронов. Таким образом, разделены понятия «классический нейрон» (взвешенный сумматор с нелинейной дифференцируемой функцией активации) и «структурный нейрон» (структурная вычислительная единица сети со случайной длиной аксона). Также целесообразно определить термины «количество параметров» (сумма весовых коэффициентов классических нейронов) и «количество связей» (общее количество связей между структурными нейронами). Под «длиной аксона» понимается количество слоев (от текущего, в сторону выходного), с которыми имеются связи у текущего структурного нейрона. Последним различием выделим «классический слой» (группа классических нейронов, в смысле многослойного персептрона) и «структурный слой» (группа структурных нейронов).

### б. Топология сети

В предлагаемой архитектуре структурные слои расположены аналогично классическим слоям многослойного персептрона. На рисунке 1 приведен пример архитектуры со случайной длиной аксона для сети с 3 скрытыми слоями и 3 выходными структурными нейронами.

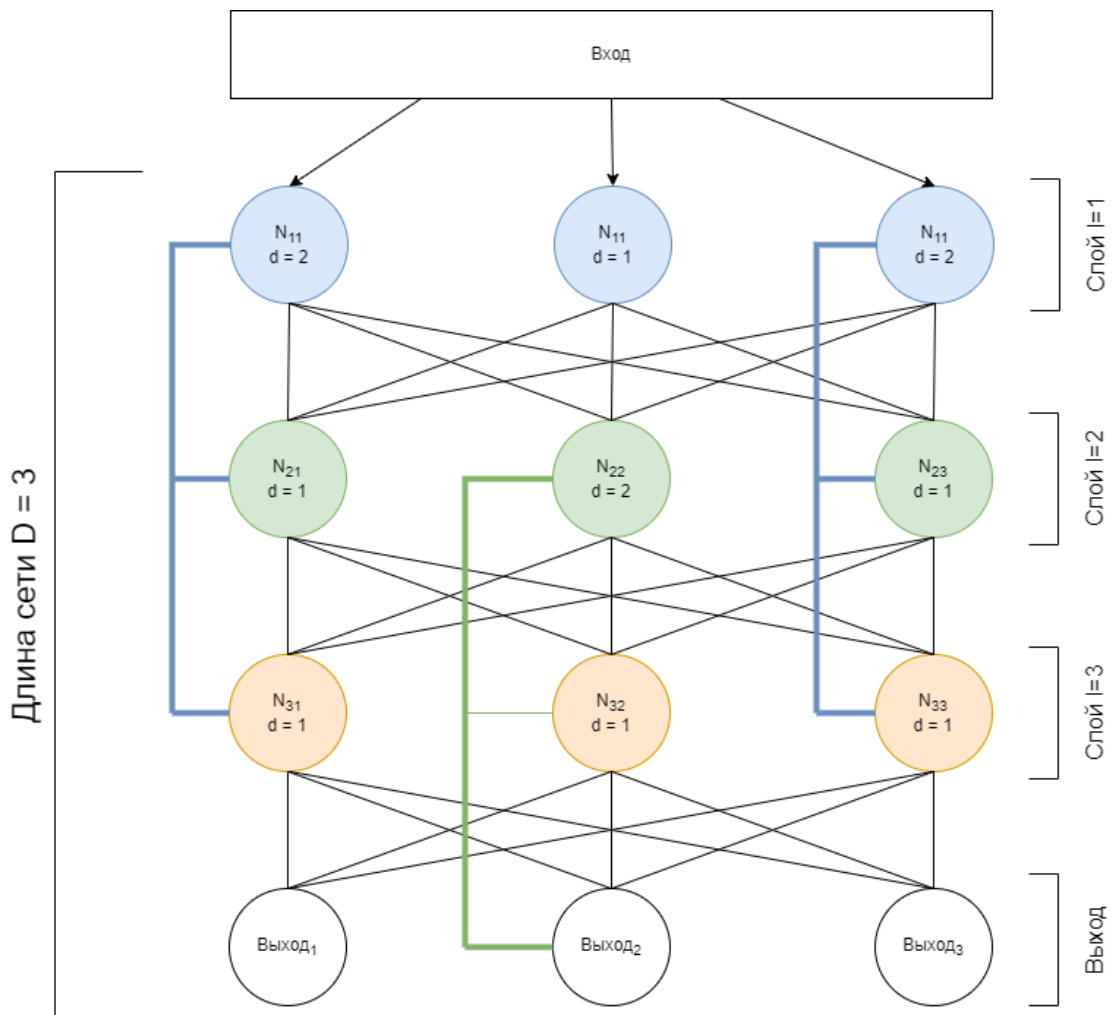


Рис. 1. Пример подписи к рисунку

На рисунке 1 используются следующие обозначения:  $N_{i,j}$  –  $i$  структурный нейрон на  $j$  слое;  $D$  – длина сети (количество слоев, не включая выходной);  $d$  – длина аксона структурного нейрона;  $l$  – номер слоя. На приведенном рисунке каждый аксон  $i$

структурного нейрона соединен только с нейроном  $l$  (с тем же номером) другого слоя, однако в общем случае, соединение может быть с любым нейроном  $k$  слоя  $l$  в диапазоне  $d$ .

### в. Алгоритм выбора конфигурации связей

В настоящей работе рассматривается наиболее наивный алгоритм выбора конфигурации связи внутри нейронной сети – на основе случайного выбора. Данный алгоритм является наиболее простым, не зависит от обучающих данных и является реперной точкой для дальнейших исследований. Формально, поиск происходит в 2 этапа: 1) генерация аксонов для каждого структурного нейрона и 2) образование связей между аксоном и структурными нейронами слоев, до которых он «дотягивается». Схема алгоритма представлена на рисунке 2.

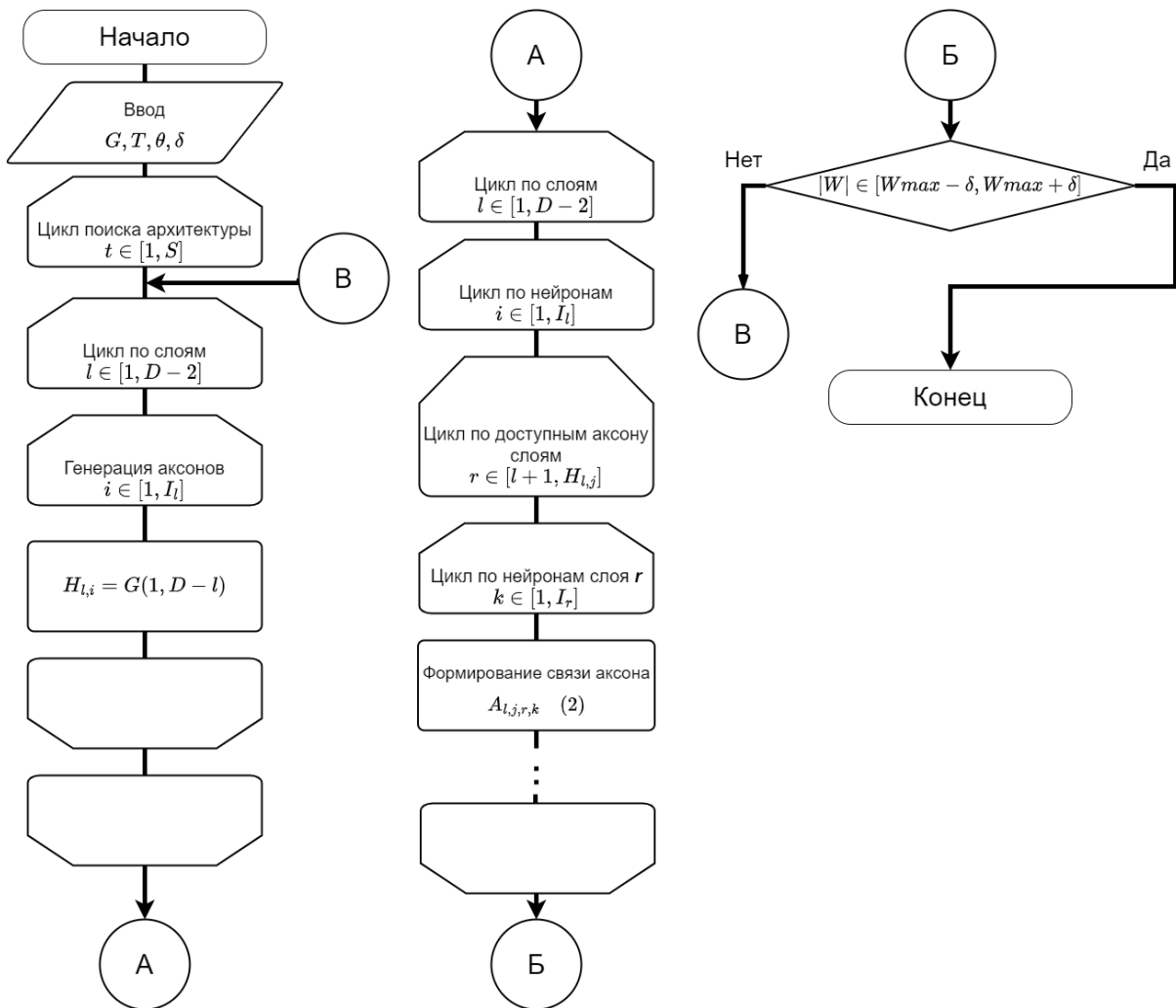


Рис. 2. Схема предлагаемого алгоритма выбора архитектуры нейронной сети со случайной длиной аксона

Следует отметить, что на рисунке присутствует обозначение  $I_l$  – его следует понимать как «количество структурных нейронов на структурном слое  $l$ ».

Длина аксона рассчитывается следующим образом:

$$H_{l,j} = G(l, D - l), \quad (1)$$

где  $H$  – длина аксона;  $l$  – номер структурного слоя  $[1, D - 1]$ ;  $j$  – номер структурного нейрона ( $j \in l$ );  $D$  – глубина нейронной сети (количество структурных слоев, не включая



выходной);  $G$  – вид функции распределения для генерации случайных чисел. В данной работе использовалось равномерное распределение (для целочисленных случайных величин) на отрезке  $(l + 1, H)$ . После формирования аксонов для всех структурных нейронов сети производится формирование структурных связей аксонов:

$$A_{l,j,r,k} = \begin{cases} \text{формируется, если } T > \theta \\ \text{не формируется, иначе} \end{cases} \quad (2)$$

где  $A$  – связь аксона структурного нейрона  $j$  на структурном слое  $l$  со структурным нейроном  $r$  структурного слоя  $k$  ( $j \in l \Leftrightarrow r \in k$ ,  $\in$  – принадлежность нейрона слою,  $\Leftrightarrow$  – обозначение наличия структурной связи);  $T$  – генератор случайных чисел с областью значений  $(0,1)$ ;  $\theta$  – параметр алгоритма, отвечающий за частоту формирования структурных связей между аксонами и структурными нейронами.

Критерий выбора архитектуры (и, соответственно, завершения поиска) определяется как:

$$|W| \in [Wmax - \delta, Wmax + \delta] \quad (3)$$

где  $|W|$  – общее число структурных связей у сети на итерации  $t$ ;  $Wmax$  – максимальное число связей, определенное при инициализации алгоритма поиска;  $\delta$  – отклонение от  $Wmax$ , при котором архитектура будет выбрана.

Таким образом, предлагаемый алгоритм является однокритериальным ( $|W|$ ) многопараметрическим ( $G, T, \theta, \delta$ ) алгоритмом поиска.

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТ НА ЗАДАЧЕ БИНАРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ

Представленные в статье идеи были протестированы на стандартном наборе для классификации (iris, MNIST [5]), однако значительных различий между классическим многослойным перцептроном и предлагаемой архитектурой выявлено не было. Поэтому было принято решение использовать в качестве задачи классификации более сложную: классификацию изображений лиц по признаку наличия очков [6].

Данные представляют собой эмбединги, полученные из изображений лиц с помощью предварительно обученной сверточной нейронной сети организаторами. Набор данных содержит 4500 эмбедингов размерностью  $[1 \times 512]$ , что представляет собой «табличную» задачу. Задача сводится к бинарной классификации каждого объекта ( $f(x) = y; y \in \{0,1\}$ , где  $f(x)$  – классификатор,  $y$  – метка класса). В качестве ошибки использовалась бинарная кросс-энтропия [2]. Критерий останова – ошибка на валидационной выборке должна быть меньше 0.08 (что соответствует 100% точности на обучении). Разделение на обучающую и валидационную выборки производилось в отношении 0,88:0,12 (объекты выбирались случайно).

В работе использовались следующие параметры поиска:  $G$  – равномерное распределение на заданном отрезке (с целочисленной случайной величиной);  $T$  – равномерное распределение на отрезке  $(0,1)$  с действительными значениями случайной величины;  $\theta = 0,5$ ;  $\delta = 0,2 \cdot W_f$ , где  $W_f$  – количество структурных связей при условии  $\theta = 1,0$ ;  $H_{l,i} = D - l$ , для всех структурных нейронов. В качестве модели нейрона использовалась классическая модель взвешенного сумматора [2].

В качестве базовой модели (baseline) использовался многослойный перцептрон с архитектурой с 3 848 722 параметрами (8 скрытых слоев, активация – сигмоида, выходной слой – softmax). Архитектура базовой модели была выбрана по серии экспериментов. В таблице 1 приведена сводная статистика по решению задачи с помощью многослойного перцептрона и предложенной архитектуры со случайной длиной аксона.

Обучение производилось с помощью фреймворков pyTorch и pytorch-lightning; используемый графический ускоритель: Nvidia GTX 3060 (12 Gb); размер батча – все данные (для максимального использования графического ускорителя).

Таблица 1. Результаты обучения

Название	Количество параметров	Ошибка (обучение)	Ошибка (валидация)	Время обучения
Классический многослойный перцептрон	3 848 722	0,6285	0,6355	5ч. 53м. 9с. (паралич сети)
Предлагаемая архитектура	4 812 967	0,0610	<b>0,0755</b>	0ч. 32м. 24с.

Из таблицы 1 видно, что предлагаемая архитектура обучается значительно быстрее, а также удовлетворительно решает поставленную задачу классификации. При увлечении количества параметров на 20% значительно вырастает обобщающая способность, а также преодолевается эффект паралича сети. На рисунке 3 представлен график ROC и численное значение AUC ROC для сетей, участвующих в эксперименте (валидационные данные).



Рис. 3. График ROC и численное значение AUC ROC для сетей, участвующих в эксперименте

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен новый класс архитектур сетей и алгоритм их построения. Проведенные эксперименты показывают, что на простых задачах классификации сети со случайной длиной аксона показывают результаты, сопоставимые с многослойным перцептроном, а на более сложной задаче – значительно их превосходят по скорости обучения и точности распознавания. Предлагаемая архитектура может быть использована для решения различных задач классификации табличных данных.

Дальнейшие исследования планируется посвятить расширению описанных идей на сверточные сети для решения задач компьютерного зрения, синтезу новых алгоритмов построения структурных связей (как статистических, так и на основе датасета решаемой задачи), а также анализу эффективности использования подобных сетей в качестве эмбеддеров.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Huang. G. Deep Networks with Stochastic Depth / Y. Sun, Z. Liu, D. Sedra K. Q. Weinberger // CoRR, 2016, Vol. abs/1603.09382. – С. 1-12.

2. Шеперд Г. Нейробиология. М.: Мир, 1987. – 227 с.
3. Гудфеллоу. Я. Бенджио. И., Курвилль А. Глубокое обучение. М.: «ДМК Пресс», 2017. – 652 с.
4. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. 2е изд. М: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
5. Yann LeCun's Home Page [Электронный ресурс] // MNIST handwritten digit database, Yann LeCun, Corinna Cortes and Chris Burges, 2012. – Режим доступа: <http://yann.lecun.com/exdb/mnist/>.
6. Glasses or No Glasses [Электронный ресурс] // Glasses or No Glasses | Kaggle, 2020. – Режим доступа: <https://www.kaggle.com/datasets/jeffheaton/glasses-or-no-glasses>.

#### REFERENCES

1. Huang. G. Deep Networks with Stochastic Depth / Y. Sun, Z. Liu, D. Sedra K. Q. Weinberger // CoRR, 2016, Vol. abs/1603.09382. – С. 1-12.
2. Shepherd G, Neurobiology. 3rd Edition. Oxford University Press, 1994. – 776 p.
3. Goodfellow I., Bengio Y., Courville. A Deep Learning. MIT Press, 2016. – 800 p.
4. Haykin S. Neural Networks. A Comprehensive Foundation. Prentice Hall, 1998. – 842 p.
5. Yann LeCun's Home Page [Web resource] // MNIST handwritten digit database, Yann LeCun, Corinna Cortes and Chris Burges, 2012. – Access mode: <http://yann.lecun.com/exdb/mnist/>.
6. Glasses or No Glasses [Web resource] // Glasses or No Glasses | Kaggle, 2020. – Access mode: <https://www.kaggle.com/datasets/jeffheaton/glasses-or-no-glasses>.

## НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ КЛАССИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

М.С. Данилов, М.Н. Данильченко, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрено применение многослойного персептрона для задачи классификации сложных объектов, характеризуемых совокупностью нелинейно зависимых параметров – классификационных признаков. При проведении исследований использовался перечень эталонных объектов классификации с аугментацией на основе обучающего множества. Оценены статистические характеристики функционирования разработанного нейроклассификатора путем внесения ошибочных значений в признаки объектов.

**Ключевые слова:** аугментация, обучающая выборка, искусственный интеллект, искусственные нейронные сети, нейроклассификатор.

## NEURAL NETWORK MODEL OF CLASSIFICATION OF COMPLEX OBJECTS

M.S. Danilov, M.N. Danilchenko, A.N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The application of a multilayer perceptron for the problem of classification of complex objects characterized by a set of non-linearly dependent parameters - classification features is considered. During the research, a list of reference classification objects with augmentation based on the training set was used. The statistical characteristics of the functioning of the developed neuroclassifier are evaluated by introducing erroneous values into the features of objects.

**Keywords:** augmentation, training sample, artificial intelligence, artificial neural networks, neuroclassifier.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития науки и техники характеризуется активным применением многочисленных датчиков, призванных для обеспечения полной всесторонней информации о контролируемом объекте либо предмете, что, в свою очередь характеризуется большим объемом данных, требующих обработки в оперативном порядке. Указанный факт особенно актуален для систем специального назначения, так как применение указанного подхода в общей практике при реализации Интернета вещей зачастую применяется для управления технологическими процессами и объектами в рамках заранее определенного (просчитанного) перечня ситуаций (сценариев), а последствия несвоевременности учета прецедентов сводятся к простому и, как следствие, к финансовым потерям, для систем специального назначения имеет более серьезные последствия.

Вследствие того, что основным управляющим компонентом таких систем является человек, в условиях повсеместного внедрения в современные системы различных комплексов добывания информации о противостоящей стороне к оператору предъявляются повышенные требования, которые в настоящий момент невыполнимы, так как человек способен адекватно воспринимать и оценивать до 9 одновременно происходящих процессов.

Решением указанной проблемы может стать применение интеллектуальных технологий для систематизации поступающей информации в автоматическом режиме с использованием искусственной нейронной сети (ИНС).

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящей работе описывается решение задачи классификации сложных объектов, характеризующихся множеством признаков (параметров) различной природы, с последующим исследованием потенциальных характеристик таких объектов, с использованием обученной ИНС. В качестве исходных (эталонных) данных рассматривалось 25 объектов, каждый из которых характеризовался 15 признаками.

Таблица 1. Фрагмент параметров, характеризующих объекты

x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7	x8	x9	x10	x11	x12	x13	x14	x15
20	5	2	3	5	0	0	24	0	1	0	0	20	9	7
6	1	0	1	1	0	0	4	0	1	0	0	10	5	6
5	1	0	1	1	0	0	3	0	1	0	0	40	4	5
10	1	0	2	0	0	1	3	0	1	0	0	20	4	4
9	6	0	2	0	0	0	1	1	1	0	0	20	3	4

Решение подобных задач связано с обработкой слабо формализованной информации с нелинейными зависимостями в данных, поэтому при данных условиях классические подходы не всегда позволяют получить приемлемый на практике результат. Один из возможных путей решения состоит в применении технологий ИИ, при этом используемые в автоматизированных системах управления и связи подходы к математической формализации ИИ базируются на математическом аппарате ИНС, в нашем случае персептронов [1]. Нейронные сети обеспечивают высокую эффективность распознавания и при этом, что очень важно для нас, отличаются исключительной устойчивостью перед случайными помехами. Они приспособлены для обнаружения сложных зависимостей при отсутствии априорных знаний об исследуемых процессах и объектах. К тому же нейронные сети показывают хорошие результаты при работе со всеми наиболее сложными распределениями данных.

Изначально поставленная задача была решена с помощью линейной многопараметрической регрессии. На базовой выборке, содержащей 50 векторов (исходные данные), ошибка линейного алгоритма составила 2% (1 вектор). Однако, даже небольшое увеличение объема обучающей выборки, не удовлетворяющее условию достаточности объема выборки (см. пункт 4), приводит к гораздо худшим результатам. Например, при тестовой выборке, состоящей из 16 965 векторов, доля ошибок составила уже 91,2% (15 470 векторов). В этой связи, очевидна целесообразность использования для задачи классификации искусственной нейронной сети прямого распространения в виде многослойного персептрона относительно линейной многопараметрической регрессии.

## 3. ОБОСНОВАНИЕ АРХИТЕКТУРЫ СЕТИ

По теореме Колмогорова–Арнольда–Хехт-Нильсена [2] ИНС является универсальным нелинейным аппроксиматором и, как следствие, двухслойная ИНС (с одним скрытым слоем) обладает способностью решать задачу классификации. При этом, если количество нейронов в скрытом слое велико (широкая ИНС), целесообразно для уменьшения вычислительных ресурсов увеличить количество слоев (уменьшив общее количество нейронов в слоях), реализовав глубокую ИНС (два и более скрытых слоев). В рамках выполненной работы было достаточно применение двухслойной ИНС.

Ввиду слабого изменения значений параметров векторов, полученных в результате аугментации (расширения) выборки при вариации (изменении) существенных параметров, значение нижней границы числа нейронов ИНС изменяется незначительно. В результате ориентировочным значением для выбора нижней и верхней границ двухслойной ИНС может выступать граница для исходной выборки ( $Q=50$ ) [7]:

$$W = \frac{P \cdot Q}{1 + \log_2 Q}; \quad (1)$$

$$N_{\min} = \frac{W}{M + 1 + P}, \quad (2)$$

где  $W$  – необходимое число синаптических связей;  $M$  – количество входных параметров;  $P$  – количество выходов ИНС;  $N_{\min}$  – количество нейронов в скрытом слое.

Для данной сети из стандартных функций активации нейронов скрытого слоя была использована функция логистической сигмоиды (Sigmoid) [2, 4]:

$$A(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}. \quad (3)$$

Выбор логистической сигмоиды в качестве функции активации определен тем, что количество скрытых слоев менее десяти (отсутствие проблем «затухающих градиентов»), а также большей вычислительной точностью относительно кусочно-линейной функции активации ReLu.

В рамках проектирования нейросетевого классификатора по условию представленного технического задания выходная функция активации должна обеспечивать возможность определения вероятности отнесения классифицируемого объекта к каждому из 25 эталонных классов. Функцией активации, позволяющей сделать это, является функция Softmax [2, 5]:

$$\sigma(z)_i = \frac{e^{z_i}}{\sum_{k=1}^K e^{z_k}}. \quad (4)$$

Для обучения ИНС с синтезированной архитектурой был применен алгоритм Adam (адаптивной скоростью обучения), отличительной особенностью которого является высокая производительность при работе с большими объемами данных [5, 6], что является немаловажным фактором при обучении сети на ограниченных ресурсах. Кроме того, являясь реализацией метода многопараметрической нелинейной оптимизации первого параметра, алгоритм Adam существенно превосходит по эффективности классический алгоритм обратного распространения ошибки, уступая в количестве эпох обучения алгоритмам второго порядка (Ньютона и др.), что взамен требует существенно увеличения количества задействованных ячеек памяти для реализации последних и, как следствие, ограниченность их применения для больших выборок и достаточно больших архитектур ИНС (более 10 000 параметров).

#### 4. ПРАВИЛА ФОРМИРОВАНИЯ ОБУЧАЮЩЕЙ ВЫБОРКИ

Объем генеральной совокупности обучающей выборки, согласно возможным значениям элементов в каждом из столбцов таблицы 1, содержит порядка  $10^{13}$  векторов. Достаточный объем выборки определяется на основе выражения:

$$Num_{select} = \left( \frac{t \cdot \sigma}{\alpha_x} \right)^2, \quad (5)$$

где  $t$  – коэффициент Стьюдента, зависящий от выбранного исследователем доверительного уровня;  $\alpha_x$  – абсолютное значение предельной ошибки репрезентативности для исследуемого параметра;  $\sigma$  – стандартное отклонение. Для исследуемого равномерного распределения пространства входных значений стандартное отклонение вычисляется по формуле:

$$\sigma = \frac{x_{max} - x_{min}}{2\sqrt{3}}, \quad (6)$$

где  $x_{min}$  и  $x_{max}$  минимальное и максимальное значение шкалы измерения параметров соответственно.

В рассматриваемом случае, положим  $t = 2,58$ , при этом значение доверительной вероятности (вероятность того, что реальное значение измеряемого показателя по всей генеральной совокупности находится в пределах доверительного интервала) будет равным 99%, а параметры  $\alpha_x$ ,  $x_{min}$  и  $x_{max}$  определяются следующим образом:  $\alpha_x = 1$ ;  $x_{min} = 0$ ;  $x_{max} = 395$ . Таким образом, достаточный объем выборки будет составлять 86 547 векторов. Для удобства аугментации на практике будем рассматривать выборку, сформированную согласно следующим условиям на основании эталонных данных:

- в 13-м параметре определили интервал значимого изменения равного 0,1. Для этих параметров использовали интервал  $-50\%$  от минимального значения для класса до  $+50\%$  от максимального значения, получив последовательность между указанными значениями с шагом 0,1 (при формировании тестовой выборки, для анализа решения задачи в случае линейной многопараметрической регрессии, значение шага было равно 1);

- для оставшихся параметров с учетом, того что их значения могут принимать только целые значения, аналогичным образом получили крайние значения интервала, соответствующие  $-50\%$  и  $+50\%$  относительно нормативных, с округлением, по следующему правилу:

$$x = \begin{cases} \lfloor x \rfloor, & \text{при } \lfloor x \rfloor \leq x < \lceil x \rceil, \\ \lceil x \rceil, & \text{при } x = \lceil x \rceil. \end{cases} \quad (7)$$

При формировании обучающей выборки для каждого значения параметра из последовательности в соответствующем классе был получен вектор. В результате чего была получена выборка из 169 643 векторов (превышающая достаточный объем). Далее, для обучения сформированная последовательность векторов была разбита на тренировочную и тестовую в пропорции 90% к 10% [5], что составило 152 678 и 16 965 векторов, соответственно

## 5. РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Для рассматриваемой нами задачи, согласно (2)  $N_{min}=5$ . Однако, для такой архитектуры (15)-5-25 точность оказалось недостаточной ( $\sim 90\%$ ). Увеличение количества нейронов в скрытом слое (13, 37, 79, 103, 121, 137, 153, 179, 201, 231, 257, 295, 301) позволило увеличить точность до 99,8%. При этом лучшую обобщающую способность при моделировании нейронных сетей на статистических данных, обеспечила ИНС с архитектурой (15)-13-25 – 15 входных нейронов, 13 нейронов в скрытом слое, 25 выходных нейронов. Синтезированная архитектура позволила обеспечить ошибку классификации на тренировочной выборке 0,1% (180 векторов), а на тестовой – 0,14% (24 вектора).

	Класс_1	Класс_2	Класс_3	Класс_4	Класс_5	Класс_6	Класс_7	Класс_8	Класс_9	Класс_10	Класс_...	Класс_25
Вектор_1	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	...	0.0
Вектор_2	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	...	0.0
Вектор_3	0.0	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	...	0.0
Вектор_4	0.0	0.999	0.001	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	...	0.0
Вектор_5	0.0	0.0	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	...	0.0

Рис. 1. Фрагмент экранной формы результата классификации нейронной сети

## 6. ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ НЕЙРОКЛАССИФИКАТОРА

По результатам обучения нейросетевого классификатора была оценена его устойчивость. Для этого был создан программный комплекс, в котором промоделированы входные векторы узлов связи с внесением ошибок в одну, две, три ...,  $n$ , ...,  $N$  позиций признаков входного вектора, где  $N$  – общее число признаков (для моделирования ошибок в позициях входного вектора использовать изменение значений нормативных значений признаков диапазоне от  $\pm 55$  до  $\pm 80\%$ , с шагом 5%), а так же были сформированы все возможные комбинации параметров входных векторов, групп от 1 до 15 параметров. В результате количество векторов, отражающих комбинации параметров, для каждого из рассмотренных классов приведено таблице 2.

Таблица 2. Соотношение количества комбинаций групп по количеству ошибок

Количество ошибок в векторе	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Количество векторов	15	105	455	1365	3005	5005	6435	6435	5005	3005	1365	455	105	15	1

Статистические данные, отражающие поведение разработанного нейросетевого классификатора реализуются в программном комплексе для каждого из 12 возможных вариантов отклонения в виде трехмерных графиков, отражающих зависимость вероятности правильной классификации по типам объектов, от количества ошибок, внесенных в вектора, характеризующие эти объекты, при отклонении на 65% и – 65% приведены на рисунках 2, 3, соответственно. В рамках приведенных трехмерных графиков возможна детализация вероятности правильной классификации типовых объектов в зависимости от количества ошибок в заданном классе, а также вероятность правильной классификации класса типового объекта при заданном количестве ошибок в векторе, его характеризующем. На рисунке 4 приведены детализированные данные, трехмерного графика при отклонении 65% от нормы по количеству ошибок в 5-м классе и вероятность правильной классификации по классам при 8 ошибках в векторе (верхняя и нижняя зависимости, соответственно).



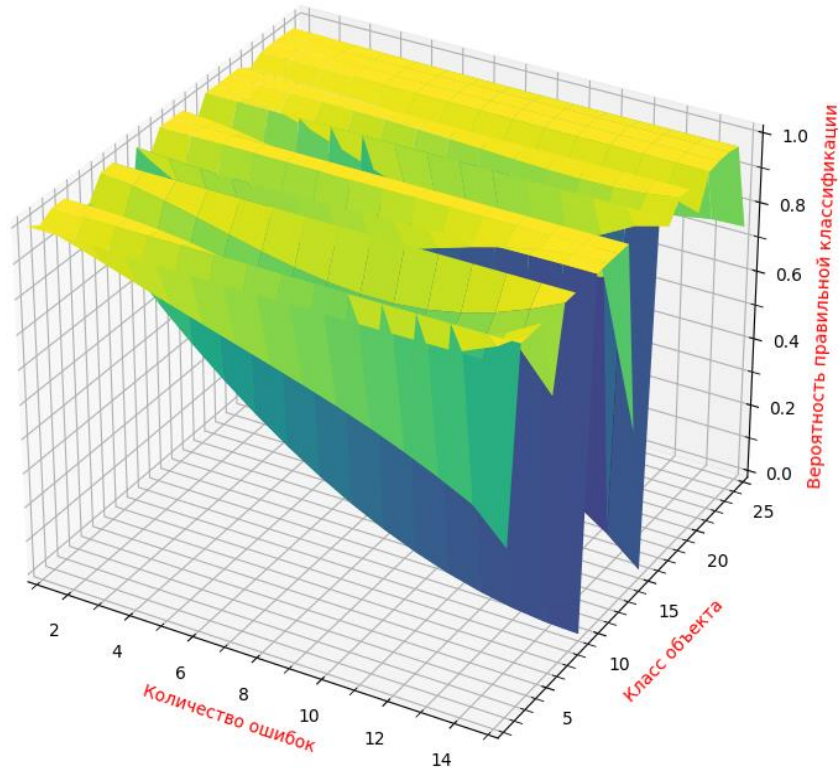


Рис. 2. Статистические данные о работе ИНС при отклонении 65% от нормы

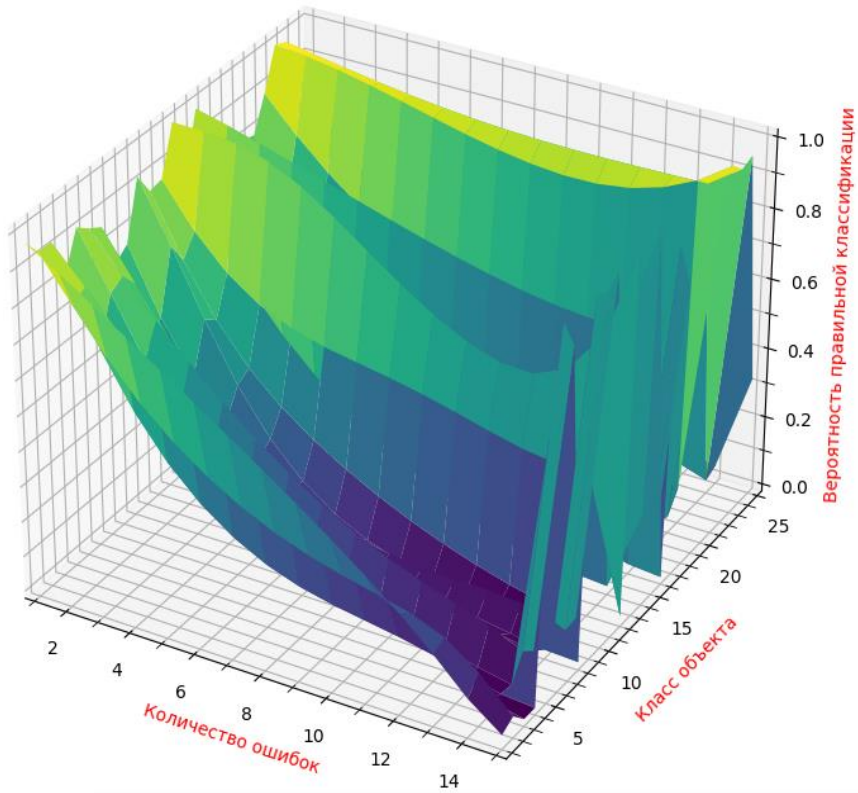


Рис. 3. Статистические данные о работе ИНС при отклонении – 65% от нормы

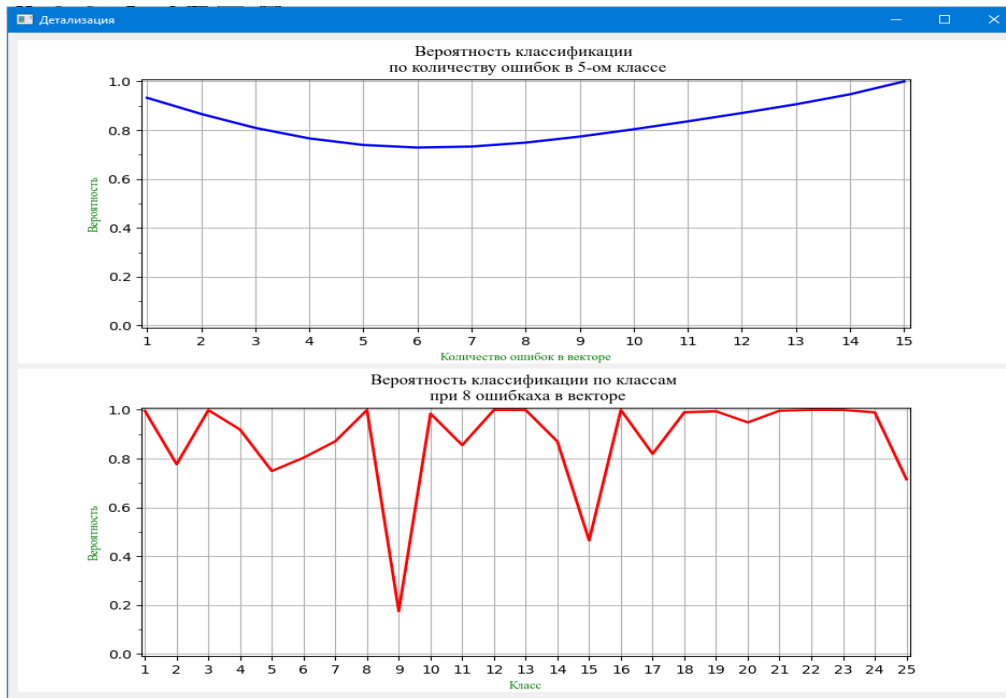


Рис. 4. Детализация данных трехмерного графика при отклонении 65%

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решенная задача показывает высокую точность решений сложноформализованного предмета. Полученные результаты демонстрируют высокую устойчивость принимаемых решений в условиях преднамеренных ошибок в параметрах, характеризующих типовые объекты. Так, приемлемую вероятность классификации (более 0,6) демонстрирует разработанный нейроклассификатор в условиях наличия более трех ошибок в характеризующем векторе.

В совокупности вышесказанного, в настоящей статье продемонстрирована возможность оптимизации процесса классификации сложных объектов по совокупности данных от различных источников, с использованием нейросетевых технологий, что определяет возможность существенного сокращения времени принятия решения и, как следствие, сокращение общего времени выполнения цикла управления.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко А.В. Глубокие нейронные сети: зарождение, становление, современное состояние Проблемы управления, 2020, №2. – С. 3-19.
2. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. – 1104 с.
3. Степанов Л.В. Моделирование конкуренции в условиях рынка. М.: ООО «Научно-издательский центр «Академия Естественности», 2009. – 115 с.
4. Бодянский Е.В., Руденко О.Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. – Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2004. – 369 с.
5. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. М.: ДКМ Пресс, 2017. – 652 с.
6. Каширина И.Л., Демченко М.В. Исследование и сравнительный анализ методов оптимизации, используемых при обучении нейронных сетей - Вестник ВГУ, Серия: Системный анализ и информационные технологии, 2018, №4. – С. 123-132.
7. Widrow B., Lehr M.A. 30 years of adaptive neural networks: Perceptron, Madeline and Backpropagation// Proceeding of the IEEE. Sept. 1990. Vol. 78, No. 9. – Pp. 1415-1442.

**REFERENCES**

1. Makarenko A.V. Deep neural networks: origin, formation, current state of the Management problem, 2020, No. 2. – Pp. 3-19.
2. Khaykin S. Neural networks: a complete course. M.: LLC "I.D. Williams", 2006. – 1104 p.
3. Stepanov L.V. Modeling of competition in market conditions. Moscow: OOO "Scientific and Publishing Center "Academy of Natural Sciences", 2009. – 115 p.
4. Bodyansky E.V., Rudenko O.G. Artificial neural networks: architectures, training, applications. – Kharkiv:TELETECH, 2004. – 369 p.
5. Goodfellow Ya., Benjio I., Courville A. Deep learning. M.: DCM Press, 2017. – 652 p.
6. Kashirina I.L., Demchenko M.V. Research and comparative analysis of optimization methods used in training neural networks - Bulletin of VSU, Series: System Analysis and Information Technologies, 2018, No. 4. – Pp. 123-132.
7. Widrow B., Lehr M.A. 30 years of adaptive neural networks: Perceptron, Madeline and reverse propagation// Continuation of the IEEE work. September 1990. Volume 78, No. 9. – Pp. 1415-1442.

## О ПРОБЛЕМЕ ОГРАНИЧЕННОСТИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ КОГНИТИВНЫХ РАДИОСИСТЕМ

В. А. Головской

КВВУ, Краснодар, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрены особенности когнитивных радиосистем, определяющие ключевые отличия от традиционных радиосистем при моделировании и проведении испытаний первых. Показано, что наличие интеллектуального агента, обеспечивающего способность к самообучению, определяет наличие массовой проблемы прогнозирования формируемых знаний. Указанная проблема связана с проблемой ограниченности множества формируемых знаний. Показано, что проблемы прогнозирования формируемых знаний и определения ограниченности множества формируемых знаний являются в общем случае алгоритмически неразрешимыми, что осложняет подтверждение заявленных и требуемых характеристик при испытаниях.

**Ключевые слова:** когнитивное радио; алгоритм; алгоритмическая проблема; массовая проблема; проблема останова; производственная система.

## ON THE PROBLEM OF LIMITATIONS IN THE RESEARCH OF COGNITIVE RADIO SYSTEMS

V. A. Golovskoy

КНМС, Krasnodar, Russia

**Abstract.** The paper considers the features of cognitive radio systems that determine the key differences from traditional radio systems in the modeling and testing of the former. It is shown that the presence of an intelligent agent providing the ability to self-study determines the presence of a massive problem of forecasting the knowledge being formed. This problem is related to the problem of the limitations of the set of knowledge being formed. It is shown that the problems of forecasting the formed knowledge and determining the limitations of the set of formed knowledge are generally algorithmically unsolvable, which complicates the confirmation of the claimed and required characteristics during testing.

**Keywords:** Cognitive radio; algorithm; algorithmic problem; mass problem; the Halting Problem; production system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Усложнение спектральной картины в крупных городах является актуальной тенденцией развития информационного общества [1], которая определяет проблему обеспечения электромагнитной совместимости технических средств при удовлетворении всех абонентов телекоммуникационными услугами требуемого качества.

Одним из способов решения указанной проблемы является применение предложенных J. Mitola принципов когнитивного радио [2] к построению радиосетей.

В настоящее время согласно [3] под когнитивной радиосистемой (КРС) понимают радиосистему, использующую технологию, «позволяющую системе получать знания о своей среде эксплуатации, об установленных правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы согласно полученным знаниям для достижения заранее

поставленных целей, а также учиться на основе полученных результатов». Можно условно выделить следующие направления исследований КРС [4-7]:

- оценивание радиочастотного спектра;
- выбор оптимального режима работы КРС;
- аппаратная реализация элементов КРС;

применение принципов построения КРС для создания конфликтно-устойчивых радиосистем в интересах обороны и безопасности.

При проведении исследований в последнем направлении особенно важным становится вопрос о подтверждении заявленных и требуемых характеристик создаваемой системы. При этом возникает проблема прогнозирования поведения интеллектуального агента из состава создаваемой системы [8]. Предлагается рассмотреть влияние интеллектуальных способностей КРС на исследование ее характеристик. В работе приведены некоторые результаты исследований, в качестве объекта которых выбрана КРС. *Цель статьи* – анализ проблематики исследований характеристик и проведения испытаний когнитивных радиосистем.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В работах [7, 9] режимы работы КРС предлагалось описывать соответствующими им элементами множества образов  $\Omega = \{\omega_k\}, k = \overline{1, N_K}$ , каждый из которых описывает состояние телекоммуникационного оборудования этой КРС

$$\Omega = \prod_{i=1}^{N_I} M_i = \left\{ (m_{1,j} m_{2,v} \dots m_{N_I,l})_k \right\}, i = \overline{1, N_I}, k = \overline{1, N_K}, \quad (1)$$

где  $M_i$  – конечное множество, задающее набор возможных значений  $i$ -й характеристики телекоммуникационного оборудования КРС,  $m_{1,j} \in M_1, m_{2,v} \in M_2, \dots, m_{N_I,l} \in M_{N_I}$ . При этом был принят словарный подход к описанию образов  $\omega_k$ .

В работе [9] была предложена следующая модель алгоритма управления ресурсами КРС с помощью формализма финитных комбинаторных процессов Поста

$$A_{CRS} = \langle E, B, V, \Pi \rangle, \quad (2)$$

где  $E = \{\rho_e, \beta_s\}$  – основной алфавит, содержащий  $\rho_e, e = \overline{1, N_E}$ , – символы для описания радиообстановки на рассматриваемой территории;  $\beta_s, s = \overline{1, N_S}$ , – символы для описания состояния КРС,  $\alpha \cup (m_{1,j}, m_{2,v}, \dots, m_{N_I,l}) = \beta$ ;  $B = \{b_f\}, f = \overline{0, N_F}$ , – вспомогательный алфавит;  $V = \{v_e\}, e = \overline{1, N_E}$ , – алфавит переменных;  $\Pi = \{\pi_u\}, u = \overline{1, N_U}$ , – совокупность продукций в алфавитах  $E, B$  и  $V$ .

Представленная выше модель (2) была формализована с использованием классического продукционного подхода, поскольку он за счет наличия символов вспомогательного алфавита позволяет формировать новые знания, отличающиеся от заложенных изначально в систему знаний.

В соответствии с определением КРС [3] заложенные в  $\Pi$  отдельные правила формирования новых знаний в совокупности с поступающими на вход данными определяют содержание новых знаний и решений на выбор требуемого состояния его телекоммуникационного оборудования КРС с учетом данных о внешней среде ( $\chi$ ) и о состоянии абонента КРС ( $\beta$ ), а также целевых установок  $\tau$ , т.е.

$$A_{CRS}(\chi, \beta, \tau) = \langle w_q, C_{\omega_k} \rangle, q = \overline{1, N_Q}, \quad (3)$$

где  $w_q$  – формируемые слова, отражающие содержание новых знаний для применения в продукциях  $\pi_u \in \Pi$ ;  $C_{\omega_k}$  – слова, соответствующие принятым алгоритмом решениям на выбор слова  $\omega_k$  из множества (1).

С целью исследования характеристик объекта необходимо сначала осуществить моделирование функционирования этого объекта, а на этапе испытаний определить степень соответствия результатов моделирования результатам испытаний. По аналогии с [8] при моделировании КРС возникает вопрос о потенциальной возможности прогнозирования выхода алгоритма  $A_{CRS}(\chi, \beta, \tau)$  через несколько циклов формирования элементов знаний  $w_{q+k}$ . Этот вопрос представляет собой экземпляр массовой проблемы прогнозирования ( $P_{prog}$ ).

#### а. Проблема прогнозирования

С позиций Теории алгоритмов принято рассмотрение массовых проблем, как языков, т.е. множеств слов, построенных по определенным правилам [10]. Разрешимость проблемы связана с потенциальным существованием алгоритма, разрешающего язык этой массовой проблемы. Применительно к рассматриваемому вопросу предлагается следующая структура языка указанной проблемы:

$$L_{P_{prog}} = \{w_{q+k}\}, q = \overline{1, N_Q}, k \in \overline{1, \infty}, \quad (4)$$

где  $w_{q+k}$  – слово, исчерпывающе описывающее получаемый на  $k$ -м цикле элемент нового знания рассматриваемой КРС.

Для определения разрешимости проблемы (4) предлагается использовать широко применяемый в теоретико-алгоритмических построениях метод сведения [10]. Предлагается сводить к рассматриваемой проблеме прогнозирования известную массовую проблему останова машины Тьюринга ( $P_{Halt}$ ).

Если бы проблема останова  $P_{Halt}$  была разрешима, то была бы разрешима и следующая проблема, получаемая в результате некоторой модификации проблемы (4):

$$L_{P_{prog}} = \{code(A_{CRS})\# \chi\# \beta\# \tau\}, \quad (5)$$

где  $code(A_{CRS})$  – слово, кодирующее алгоритм (3) в алфавите соответствующей машины Тьюринга, # – служебный символ, служащий для разделения входных слов на ленте машины Тьюринга.

Возникает вопрос о потенциальной возможности построения следующего алгоритма, вычисляющего знания  $w_{q+k}$  при получении на вход описания алгоритма  $A_{CRS}$  и набора данных  $\chi, \beta, \tau$ :

$$A_{Prog}(code(A_{CRS})\# \chi\# \beta\# \tau) = w_{q+k}.$$

Ввиду известной неразрешимости проблемы останова машины Тьюринга проблема прогнозирования является также неразрешимой. Из неразрешимости проблемы прогнозирования, разумеется, не следует потенциальная невозможность прогнозирования состояния КРС, включающего  $w_{q+k}$ , даже на минимальное значение  $k$  во множестве (4). Для вычисления  $w_{q+k}$  может быть применен генерический подход [11], использование которого предполагает рассмотрение массовой проблемы на определенном подмножестве входов – генерическом множестве. Вопросы анализа применимости такого подхода к исследованию КРС, предназначенных для нужд обеспечения обороны, является предметом дальнейших исследований.

### б. Проблема ограниченности

С проблемой прогнозирования (5), вне рассмотрения генерического подхода, связана проблема ограниченности формируемого в процессе функционирования КРС множества (4). Ограниченность множества формируемых знаний определяется особенностями построения алгоритма (2), т.е. является нетривиальным свойством множества, элементами которого являются коды алгоритма,  $\{(code(A_{CRS}))_z\}$ ,  $z = \overline{1, N_Z}$ .

Проблема выявления нетривиальных свойств алгоритмов согласно теореме Райса является алгоритмически неразрешимой [10]. Таким нетривиальным свойством является рассматриваемое свойство формирования конечного множества (4).

## 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный подход к рассмотрению вопросов моделирования и планирования экспериментов согласован с предложенными в [9] плоскостями анализа проблематики функционирования КРС. В работе [12] была показана вложенность используемого в работе формализма (2) в другие формальные системы, реализующие описание отдельных областей знаний, что позволяет сделать вывод о справедливости показанных вопросов и для более общих классов формализмов.

Наличие способности к самообучению является той особенностью интеллектуализированных информационно-технических систем, которая определяет коренное отличие в проведении исследований их характеристик и планировании испытаний, предназначенных для подтверждения заявленных и требуемых характеристик. Представленные проблемы определяют необходимость более глубокого научного обоснования полноты и непротиворечивости этапов программы испытаний КРС по сравнению с традиционными радиосистемами.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Nozdrin V. Economic efficiency of spectrum allocation. // ITU Journal on Future and Evolving Technologies, 2021, vol. 2, iss. 1. - pp. 67-75.
2. Mitola J., Maguire G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. // IEEE Personal Communications, 1999, vol. 6, iss. 4. - pp. 13-18.
3. Report ITU-R SM.2152. Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS). URL: [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2152-2009-PDF-e.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2152-2009-PDF-e.pdf), 09.03.2023.
4. Артёмов М. Л., Борисов В. И., Маковий В. А., Сличенко М. П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.
5. Tuukkanen T. Assessment of cognitive radio networks through military capability development viewpoint. / Tuukkanen T., Couturier S. Buchin B., Bräysy T., Krygier J., Verheul E., Le Nir V., Smit N. // 2018 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS), 2018. - pp. 1-8.
6. Голубинский А. Н. Применение искусственной нейронной сети в виде многослойного персептрона для формирования рейтинга частотных каналов в системе когнитивного радио. // Теория и техника радиосвязи, 2020, № 2. - с. 64-73.
7. Головской В. А., Филинов В. С. Предложения по созданию когнитивных систем передачи данных для робототехнических комплексов. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2019, т. 13, № 9. - с. 22-29.
8. Alfonseca M., Cebrian M., Anta A. F., Coviello L., Abeliuk A., Rahwan I. Superintelligence Cannot be Contained: Lessons from Computability Theory. // Journal of

- Artificial Intelligence Research, 2021, № 70, - pp. 65-76.  
<https://jair.org/index.php/jair/article/view/12202/26642>, дата обращения 09.02.2023.
9. Головской В. А. О моделях в исследованиях когнитивных радиосистем. // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики, 2022. - с. 8–11.
  10. Hopcroft J. E., Motwani R., Ullman J. D. Introduction to Automata Theory, Languages, and Computations. 3rd Edition. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 2006. - 535 p.
  11. Рыбалов А. Н. Генерическая сложность и компрессия алгоритмических проблем. // Вестник Омского университета, 2015, № 4. - с. 10-13.
  12. Костенко К. И. Сравнение формализмов знаний. // Интеллектуальные системы. Теория и приложения, 2014, т. 18, № 2. - с. 115-132.

#### REFERENCES

1. Nozdrin, V. Economic efficiency of spectrum allocation. // ITU Journal on Future and Evolving Technologies, 2021, vol. 2, iss. 1. - pp. 67-75.
2. Mitola, J., Maguire, G. Q. Cognitive radio: making software radios more personal. // IEEE Personal Communications, 1999, vol. 6, iss. 4. - pp. 13-18.
3. Report ITU-R SM.2152. Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS). [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2152-2009-PDF-e.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2152-2009-PDF-e.pdf), 09.03.2023.
4. Artemov, M. L., Borisov, V. I., Makoviy, V. A., Slichenko, M. P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and principles of construction. M.: Radiotekhnika, 2021. – 556 p.
5. Tuukkanen, T. Assessment of cognitive radio networks through military capability development viewpoint. / Tuukkanen T., Couturier S. Buchin B., Bräysy T., Krygier J., Verheul E., Le Nir V., Smit N. // 2018 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS), 2018. - pp. 1-8.
6. Golubinsky, A. N. Application of artificial neural network in the form of multilayer perceptron for forming the frequency channels rating in a cognitive radio sistem. // Theory and technology of radio communication, 2020, № 2. - pp. 64-73.
7. Golovskoy, V. A., Filinov, V. S. Proposals for the creation of cognitive data transmission systems for robotic complex. // T-Comm, 2019, vol. 13, № 9. - pp. 22-29.
8. Alfonseca, M., Cebrian, M., Anta, A. F., Coviello, L., Abeliuk, A., Rahwan, I. Superintelligence Cannot be Contained: Lessons from Computability Theory. // Journal of Artificial Intelligence Research, 2021, № 70, p. 65-76.  
<https://jair.org/index.php/jair/article/view/12202/26642>, 09.02.2023.
9. Golovskoy, V. A. About models in research of cognitive radio systems. // Proceedings of the North Caucasus Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics, 2022. - pp. 8–11.
10. Hopcroft, J. E., Motwani, R., Ullman, J. D. Introduction to Automata Theory, Languages, and Computations. 3rd Edition. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 2006. - 535 p.
11. Rybalov, A. N. Generic complexity and compression of algorithmic problems. // Herald of Omsk University, 2015, № 4. - pp. 10-13.
12. Kostenko, K. I. Comparison of knowledge formalisms. // Intelligent Systems. Theory and Applications, 2014, vol. 18, № 2. - pp. 115-132.



# О РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ КОМПОЗИТНОГО ПОМЕХОВО-ШУМОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Н.М. Рябков, Н.С. Береснев, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрен вопрос разработки математической модели композитного помехово-шумового сигнала, включающего в себя шум и помехи с различными видами модуляции с различными видами модуляции, а также особенности реализации данной модели в среде Python.

**Ключевые слова:** когнитивное радио, шум, помеха, композитный сигнал, интеллектуальная классификация, оценка параметров шумов и помех.

## ABOUT A DEVELOPMENT OF MODEL OF THE COMPOSITE INTERFERENCE-NOISE SIGNAL FOR COGNITIVE RADIO SYSTEM

N.M. Ryabkov, N.S. Beresnev, A.N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The issue of developing a model of a composite interference-noise signal, which includes noise and interference with various types of modulation, as well as the implementation features of this model in the Python environment, is considered.

**Keywords:** cognitive radio, noise, interference, composite signal, intelligent classification, estimation of noise and interference parameters.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие беспроводных систем связи в настоящее время обусловлено постепенным переходом от наращивания аппаратных возможностей средств связи к рациональному использованию имеющегося частотного ресурса. В частности, такой подход используется в технологии когнитивного радио.

В соответствии с определением Международного союза электросвязи [1] система когнитивного радио (CRS) – это радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии, динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы согласно полученным знаниям для достижения заранее поставленных целей и учиться на основе полученных результатов. Таким образом, суть данной технологии сводится к получению информации и дальнейшему её использованию для корректировки параметров радиосистемы [2 – 4].

Данные системы могут производить оценку параметров среды и формировать решение по корректировке. Реальные условия обеспечения связи характеризуются наличием, помимо полезного (информационного) сигнала, большого количества разнообразных мешающих (паразитных) сигналов, которые отличаются по частоте, полосе, амплитуде и другим параметрам. Одной из перспективных задач может быть интеллектуальная классификация помехово-шумовых сигналов для последующего принятий решения о выборе соответствующего метода защиты или обработки в системах когнитивного радио. Решение такой задачи подразумевает подготовку обучающей выборки для обучения классификатора. Как правило, для этого используются реальные (эмпирические) или искусственные (синтетические) данные.

Рассмотрим вопрос формирования синтетических данных в виде смеси полезного сигнала и разного рода мешающих помехово-шумовых сигналов, которая в дальнейшем может быть использована в интеллектуальной когнитивной системе связи для идентификации и классификации таких помехово-шумовых сигналов с целью выбора наиболее эффективного метода их подавления.

Цель работы – разработка модели композитного помехово-шумового сигнала, включающего в себя полезный (информационный) сигнал, а также шум и помехи с различными видами модуляции, а также реализация данной модели в среде Python.

## 2. ОПИСАНИЕ ПОДХОДА

В модели композитного помехово-шумового сигнала рассмотрены следующие виды сигналов (помех):

- полосовой гауссовский шум;
- полосовой лапласовский шум;
- линейно-частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал;
- сигнал с модуляцией QAM-64;
- сигнал с модуляцией BPSK;
- сигнал с модуляцией QPSK;
- сигнал с модуляцией GMSK;
- аналоговый частотно-модулированный сигнал;
- импульсная помеха.

При решении поставленной научно-прикладной задачи используются следующие параметры модели:

- частота дискретизации заданная  $f_d = 1,25 \cdot 10^9$ ;
- наименьшая рабочая частота (Гц)  $f_{min} = 30 \cdot 10^6$ ;
- наибольшая рабочая частота (Гц)  $f_{max} = 520 \cdot 10^6$ ;
- время анализа (с)  $T = 60$ ;
- интервал квазистационарности параметров шума (с)  $dT = 0.1$ .

Также в модели приняты следующие допущения:

Изменения центральной частоты и полосы частот заданы равномерным распределением (количество отсчетов  $= T / dT = 600$ ). График изменения значений центральной частоты приведен на рис. 1. График изменения значений полосы частот приведен на рис. 2.

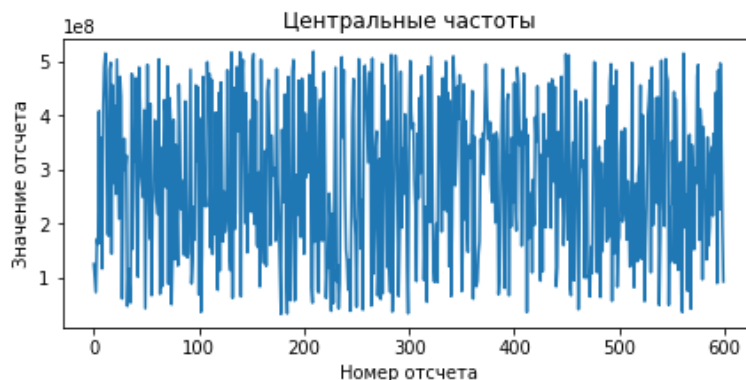


Рис.1. График изменения значений центральной частоты

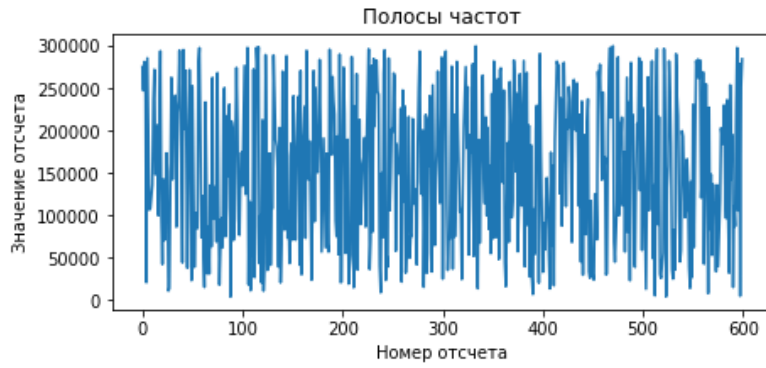


Рис.2. График изменения полос частот

Изменение полос частот и амплитуд шума приведено на рис. 3.



Рис.3. График изменения полос частот

Графики спектра полученных сигналов приведены на рис. 4.

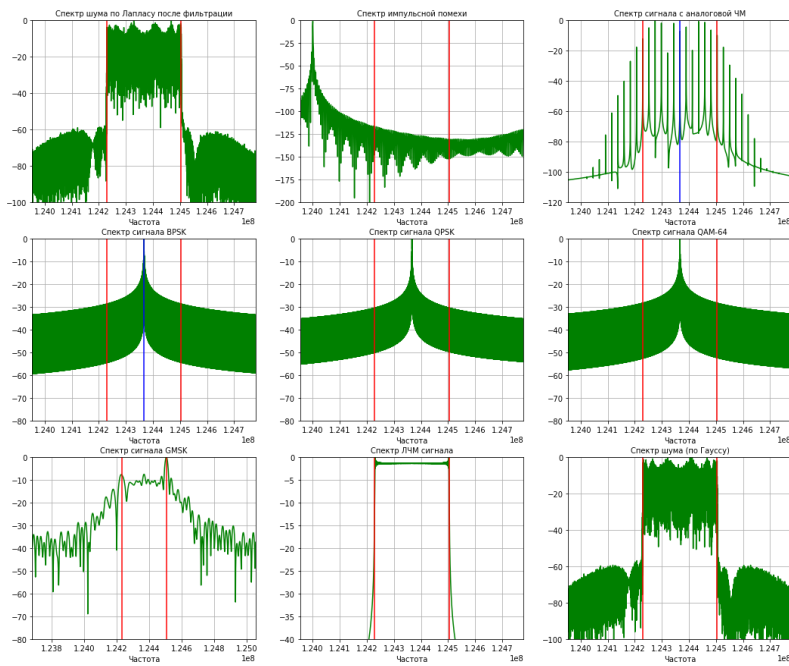


Рис. 4. Графики спектра полученных сигналов

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

График спектра композитного помехово-шумового сигнала представлен на рис. 5.

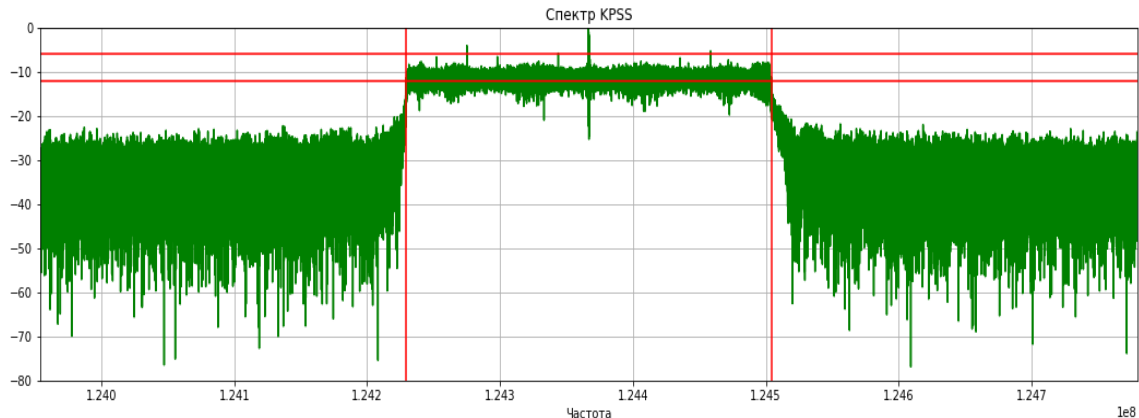


Рис. 5. График спектра композитного помехово-шумового сигнала

График, приведенный на рис.5, получен в результате суммирования приведенных выше сигналов и их нормировки соответствующими коэффициентами, а также выполнения дискретного преобразования Фурье на основе алгоритма Быстрого преобразования Фурье. Как видно из графика, в полученном спектре можно идентифицировать практически все используемые составляющие. Наибольшее влияние на вид полученного сигнала оказывает шум (с распределениями по Лапласу и по Гауссу). Также на уровне шума можно точно идентифицировать на уровне приблизительно -6 Дб наличие сигналов с модуляцией QAM-64, BPSK, QPSK. Таким образом, можно заключить, что полученный композитный помехово-шумовой сигнал может быть использован для реализации классификатора помех.

**Выводы:**

Реализованная в среде Python модель композитного помехово-шумового сигнала, включающего в себя полезный (информационный) сигнал, а также шум и помехи с различными видами модуляции, позволяет получить синтетическую выборку для дальнейшей реализации механизмов адаптации когнитивной системы связи на основе классификатора помех.

Одним из перспективных примеров такой реализации может служить использование выборки для обучения нейросетевого классификатора помех когнитивной системы связи на основе технологий искусственного интеллекта.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет (Сектора связи Международного союза электросвязи) МСЭ-R SM.2152 (09/2009) «Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS)» («Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)»).
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustafa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.

5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов/А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
6. Микушин А.В. Цифровые устройства и микропроцессоры/ А.В. Микушин, А.М. Сажнев, В.И. Сединин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 832 с.

#### REFERENCES

1. Report (of the Telecommunications Sector) MCЭ-R SM.2152 (09/2009) MCЭ-R SM.2152 (09/2009) («Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS)»).
2. Alijani, Morteza & Osman, Anas. Performance Improvement of Energy Detection in Cognitive Radio Under Noise Uncertainty, 2020.
3. Usman, Mustefa & Singh, Ram & Rajkumar, S. Stage Spectrum Sensing Technique for Cognitive Radio Network Using Energy and Entropy Detection. Wireless Power Transfer, 2022.
4. Adhikari, Rammani & Ali, Mazhar. Performance Comparison of Energy Detection Based non – Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio. Himalayan Journal of Applied Science and Engineering, 2022.
5. Sergiyenko A.B. Tsifrovaya obrabotka signalov/A.B. Sergiyenko – SPb.: Piter, 2003. – 604 p.
6. Mikushin A.V. Tsifrovyye ustroystva i mikroprotsessory/ A.V. Mikushin, A.M. Sazhnev, V.I. Sedinin. – SPb.: BKHV-Peterburg, 2010. – 832 p.

## ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ

Д. В. Вихорев, А. В. Мерзвинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Для мультисервисных систем связи и систем управления связью, предложены области применения алгоритмов искусственного интеллекта с целью оптимизации параметров системы связи. Применение интеллектуальных алгоритмов в управлении связью способствует качественному переходу от ручных и автоматизированных систем управления связью к автоматическим.

**Ключевые слова:** система управления связью, искусственный интеллект, мультисервисная система связи, автоматическая система управления связью

## AREAS OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE ALGORITHMS APPLICATION IN COMMUNICATION CONTROL TASKS

D. V. Vikhorev, A. V. Merzhvinskij

JSC «Conzern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

**Abstract:** In this article fields of artificial intelligence algorithms application for multiservice communication systems and communication control systems are proposed to optimize the communication system parameters. The use of intelligent algorithms in communication control procedure contributes to a qualitative transition from a manual to the automated control.

**Keywords:** communication control system, artificial intelligence, multiservice communication system, automated communications control system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Ожидается, что в ближайшей перспективе сохранится устойчивая тенденция к усложнению средств и систем связи, увеличению перечня предоставляемых услуг связи, количества пользователей (в т.ч. специализированных устройств) и создаваемого ими трафика различного типа. Всё это многократно усложняет процесс управления системой связи и её элементами, повышает роль процессов автоматизации. Однако, одновременно с этим необходимо отметить, что роль человека в процессе контроля и управления не только не уменьшается, но и в ряде случаев возрастает, требует от персонала новых навыков, знаний, полноты осведомленности, скорости и адекватности принятия решений. В этой связи существенным является вопрос поэтапного снижения доли участия человека в процессе управления системой связи и его замещения искусственными интеллектуальными решениями.

Необходимо отметить, что снижение доли участия человека в управлении связью, вплоть до полного исключения, сопровождается качественным переходом от автоматизированной системы управления связью к автоматической. Эта особенность, в свою очередь, предопределяет специфику реализации функций управления, в том числе с использованием алгоритмов искусственного интеллекта (ИИ).

## 2. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

Одним из первостепенных вопросов применения ИИ в задачах автоматизированных систем управления связью (АСУС) является определение роли и места данных решений в работе управления связью.

Среди многообразия вариантов применения ИИ в АСУС представляется целесообразным выделить следующие основные типы задач:

Задачи планирования и расчета настроечных данных.

Задачи адаптивного управления.

Задачи поддержки принятия решения.

Указанные задачи являются взаимозависимыми и в каждой из них реализуется свой формат применения алгоритмов искусственного интеллекта.

Для дальнейшего рассмотрения необходимо описать обобщенный порядок функционирования системы связи и ввести некоторые понятия:

Исходные данные – совокупность знаний о системе связи и её элементах, а также условиях, задачах и целях её применения (развертывания) с учетом которых должны быть сформированы соответствующие настроечные данные.

Настроечные данные – совокупность установок, необходимых для внесения в систему связи и её элементы с целью обеспечения функционирования.

Оптимальные настроечные данные – совокупность настроечных данных, обеспечивающих максимальную эффективность функционирования.

Управление связью – процесс изменения настроечных данных в системе связи и её элементах в соответствии с начальными и изменяющимися исходными данными с целью приближения их значений к оптимальным.

Критерий эффективности управления – совокупность показателей, определяющих эффективность функционирования системы связи и её отдельных элементов.

Процесс управления системой связи представлен на рисунке ниже.

На данном рисунке показан процесс информационного взаимодействия двух пользователей, осуществляемого через некоторые средства прикладного уровня (приложения), которые в свою очередь используют предоставленный ресурс транспортной сети. Предоставление ресурса транспортной сетью осуществляется через обобщенный функционал телекоммуникации, которая под соответствующие задачи приложений обеспечивает совокупное выполнение задач представительского и сеансового уровней во взаимодействии с транспортными уровнями\*. [1] (\*Примечание - данное представление несколько отличается от канонического, но необходимо для построения дальнейших рассуждений.)

Транспортная сеть представляет собой совокупность узлов связи и линий связи между ними и строится как мультисервисная пакетная транспортная сеть, обеспечивающая функционирование на основе сетевых протоколов IP. [2]. В основе узлов связи находятся маршрутизаторы канального уровня (канальные маршрутизаторы) взаимодействующие друг с другом по каналам связи различной природы, представленные в общем случае средствами радио, радиорелейной, проводной, волоконно-оптической, спутниковой, тропосферной связи. Каналы связи, независимо от средств, которыми они образованы могут быть описаны следующим набором ключевых характеристик, существенных для использования в процессе предоставления услуг связи:

1. пропускная способность, скорость передачи информации в канале в кбит/с, в которой могут быть отдельно выделены средние, максимальные значения, среднеквадратическое отклонение, другие моменты.

2. коэффициент ошибки (КОШ), безразмерная величина, характеризующая долю ошибочно принятых символов.

3. задержка в мс, [3];
4. джиттер, определяющий отклонение задержки, имеющий существенное значение для выполнения требований QoS [3] при предоставлении тракта передачи под соответствующий трафик;
5. коэффициент исправного действия (КИД), как отношение суммарного времени исправного действия канала связи (т.е. в мультисервисной сети - имеющий возможность передачи трафика заданного типа, и могущий иметь различные значения для услуг различного типа и требований);
6. стабильность канала, как способность канала сохранять в течении времени свои характеристики в пределах некоторых значений;
7. загруженность канала связи в %, определяющая в режиме времени близком к реальному долю уже использованного и оставшегося ресурса, что требуется для оценки возможности использования данного канала для передачи соответствующего трафика.

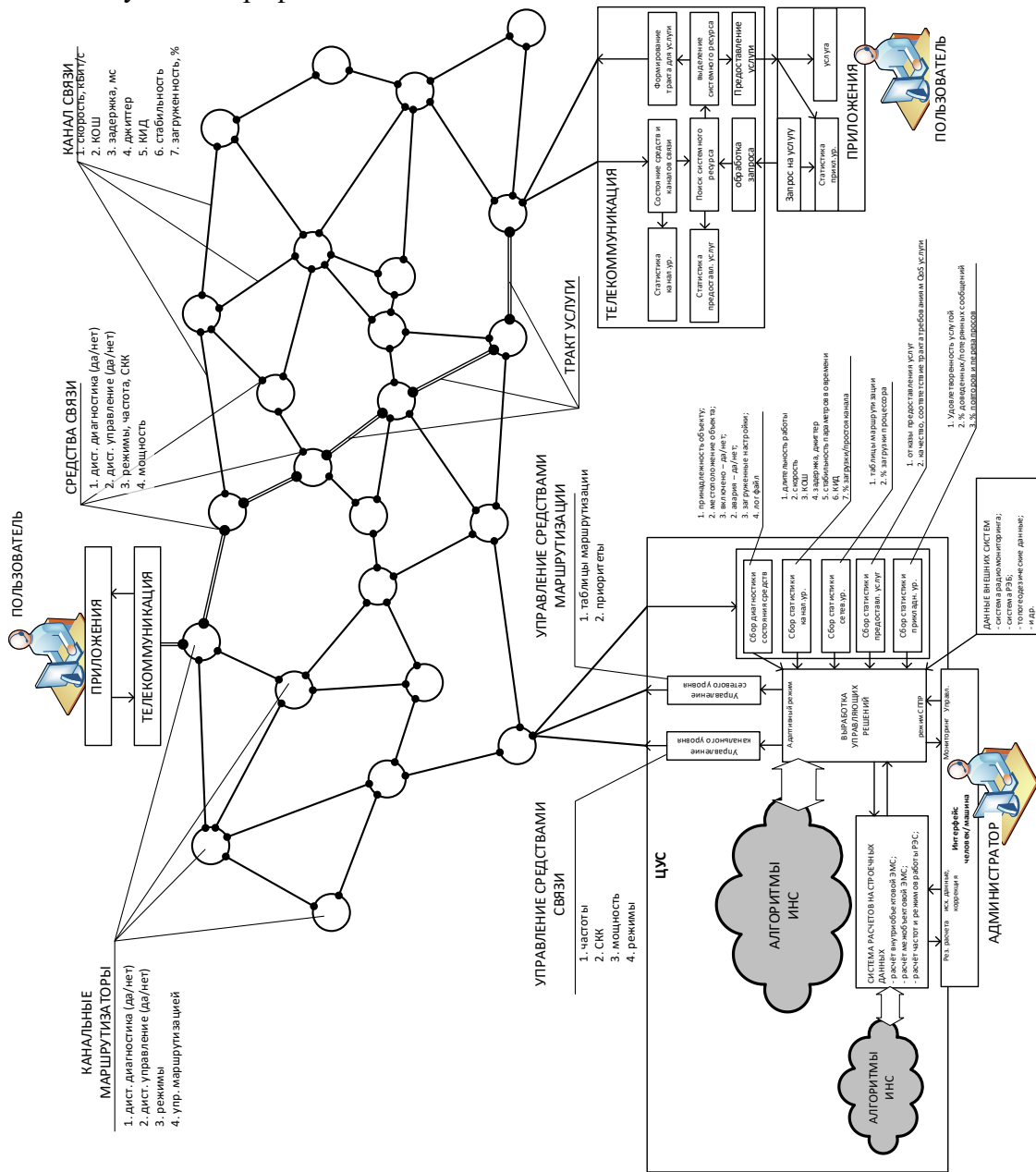


Рис. 1. Иллюстрация процесса управления системой связи



В свою очередь средства связи, независимо от физических особенностей их построения, с точки зрения функционирования системы в большинстве случаев могут характеризоваться набором свойств\*:

1. возможность дистанционной диагностики и управления (да/нет);
2. установкой режимов работы (частоты, вид модуляции, сигнально-кодовые конструкция и т.п.);
3. управление мощностью.

(\*Примечание - перечень свойств и параметров должен быть конкретизирован для каждого типа применяемых средств и известен системе управления)

Таким образом, набор статистики в указанном объеме для каждого канала связи в системе позволит системе управления оценить его пригодность для использования в соответствующий момент времени для передачи конкретного типа трафика. Одновременно с этим, статистика по средствам связи позволит системе управления иметь информацию о состоянии и работе того или иного средства, иметь возможность увязать состояние канала связи с состоянием соответствующих средств связи и воздействовать на средства связи необходимым образом.

В свою очередь, на сетевом уровне ключевыми параметрами могут быть таблицы маршрутизации и % загрузки процессора, что фактически определяет степень загруженности узла, характеризует его коммутационные свойства и обеспечивает возможность управления данным узлом в пределах доступных возможностей.

Здесь необходимо сделать некоторые выводы:

1. Для эффективного внедрения механизмов управления, в т.ч. с алгоритмами ИИ, необходимо, чтобы подавляющее большинство средств канального и сетевого уровней обладали возможностью сбора и передачи статистики, а также дистанционного управления в объеме необходимых параметров. Система управления должна обладать возможностью воздействия на канальном (средства связи) и сетевого (маршрутизаторы, коммутационные устройства) уровнях.

2. Рассматриваемый варианты не задействуют применение ИИ на уровнях выше транспортного, т.е. функционирование приложений и организация сеансов связи осуществляются в рамках своих решений (что не исключает отдельное применение в них алгоритмов ИИ).

На сеансовом уровне ключевой статистикой является количество отказов в предоставлении услуг, их изменение во времени, и соответствие предоставленного тракта связи требованиям QoS соответствующей услуги.

На прикладном уровне могут быть реализованы варианты сбора статистики по удовлетворенности услугой, соотношение доведенных и потерянных сообщений, доля повторов и перезапросов.

Совокупность статистических данных является элементом обратной связи, и впоследствии данные сведения будут использованы для выработки управляющих решений, которые, в свою очередь будут представлены совокупностью настроечных данных, рассчитываемых системой управления и устанавливаемых в конкретные средства. В процессе принятия управляющих решений значения настроечных данных должны стремиться к оптимальным, с учетом изменяющейся обстановки.

Основные технические возможности воздействия системы управления на элементы системы связи заключаются в выработке и реализации управляющих решений, которые включают в себя:

- управление канального уровня – совокупность настроечных данных для каждого вида, типа и комплекта каналов образующих средств (частоты, СКК, мощность режимы и т.п., что доступно для дистанционного управления для данного средства);

- управление сетевого уровня – совокупность настроечных данных для канальных маршрутизаторов в части доведение и корректировки таблиц маршрутизации, обеспечения приоритезации трафика, предотвращения сетевых атак и т.п.

Одновременно с этим, на выработку управляющих решений оказывают влияние данные внешних систем, которые могут быть представлены системами радиомониторинга, РЭБ, топогеодезическими данными и др.

Автоматизированные или автоматические процесс мониторинга и управления могут осуществляться программными методами и реализованы на основе концепции SDN [4]. При этом, построение системы управления может иметь клиент-серверную организацию, при которой в каждом управляемом средстве размещается программный модуль-агент, передающий в ЦУС необходимый объем мониторинговых данных, а также принимающий от ЦУС команды управления с последующей реализацией.

Таким образом, независимо от способа реализации управления (ручного, автоматизированного или автоматического) система управления связью является динамической системой, которая наряду с устойчивостью должна обладать свойством оптимальности, для предоставления услуг связи надлежащего качества [5]. При формулировке задачи оптимизации необходимо ввести понятия совокупности данных  $D=\{D_1...D_l\}$ , необходимых для оптимизации системы. Совокупность данных в общем случае может включать в себя:

условия  $Y=\{Y_1...Y_r\}$ ;

оптимизируемые параметры  $X=\{X_1...X_n\}$ , образующие вектор оптимизируемых параметров и переводящие задачу в многопараметрическую;

показатели качества  $Q=\{Q_1...Q_m\}$ , образующие вектор показателей качества, что переводит задачу в многокритериальную;

ограничения  $O=\{O_1...O_q\}$ , накладываемые на варьируемые параметры и показатели качества.

Взаимодействие системы связи и системы управления, как объекта и субъекта многопараметрической оптимизационной задачи, может быть представлено в виде рисунка, показанного ниже.

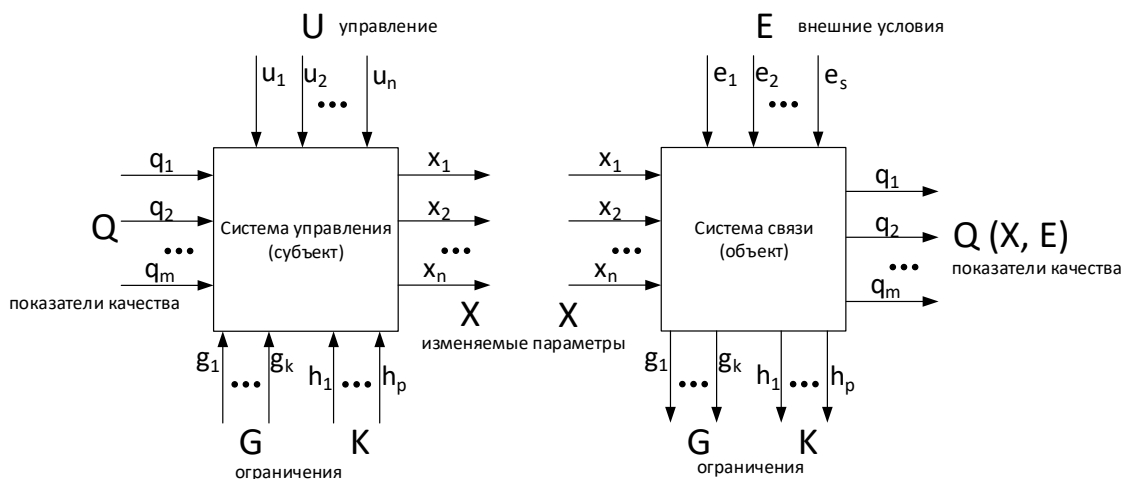


Рис. 2. Представление системы связи и управления как объекта и субъекта многопараметрической и многокритериальной оптимизации

Управляемые входы  $X=\{x_1...x_n\}$ , варьируемые параметры, при помощи которых производится оптимизация системы – набор управляемых параметров канального и сетевого оборудования.

Система связи находится под воздействием совокупности условий (полезных и мешающих)  $E = \{e_1 \dots e_s\}$ . Совокупность  $k+r$  выходов системы связи соответствует совокупности ограничений  $O = \{O_1 \dots O_q\}$  вида равенств  $G$  и неравенств  $K$ .

Задача оптимального управления в общем виде может быть сформулирована как задача поиска экстремума некоторой функции качества  $Q$

$$Q(\vec{x}, \vec{u}) \rightarrow \min, \quad (1)$$

где  $\vec{x}$  - вектор параметров системы;

$\vec{u}$  - вектор управления;

при выполнении совокупности ограничений вида равенств и неравенств, накладываемых на управляющее воздействие, параметры и показатели качества.

В общем случае вектор управления  $U$  формируется набором функционирующих объективных и субъективных процессов, присущих автоматизированной системе управления и являющихся симбиозом деятельности человека и техники. Переход от автоматизированной системы управления к автоматической предполагает в пределе сокращение до нуля доли человеческого труда и в последующем реализацию объективных алгоритмов оптимального управления. Недостаточность самих методов поисковой оптимизации [6], ввиду сложности оптимального управления на фоне значительных длин векторов аргументов (динамический хаос) предполагает поиск решений с помощью искусственного интеллекта.

Обобщенный алгоритм работы системы связи, управляемой системой управления, может быть разбит на этапы и представлен следующим образом:

Этап 1. Этап расчета настроечных данных и первоначальной настройки системы. Данный этап выполняется до начала функционирования системы связи по назначению и характеризуется отсутствием каких либо настроечных данных, физической связности объектов и отсутствием запросов на предоставление услуг связи. В начале данного этапа осуществляется выработка первоначальных настроечных данных (изменяемых параметров  $X$ ) для функционирования системы в условиях заранее известных ограничений  $G$  и  $K$ . Известные ограничения определяются внесенной информацией о составе объектов в системе связи (фиксируется в профиле системы), их особенностях, их планируемом или фактическом размещении на местности, данными от сопряженных внешних систем, данными о составе средств связи в каждом объекте (фиксируется в профиле объекта), их свойствах (фиксируется в профиле средств связи), ограничениями физического уровня (распространение радиоволн в заданных топогеодезических условиях), ограничениями канального уровня (определяются достижимые свойства каналов связи), ограничениями сетевого уровня (определяются варианты связности объектов). На выходе формируется комплект первоначальных настроечных данных для данной системы, который вводится в устройства ручным и автоматизированным способом. В результате выполнения данного этапа система связи готова к функционированию по назначению.

Этап 2. Этап адаптивного функционирования системы связи [6]. Характеризуется одномоментным или постепенным вводом в работу средств и комплексов системы связи, началом формирования статистических данных на всех уровнях. В начале данного этапа формирование сигналов управления  $U$  не осуществляется в связи с неполнотой и противоречивостью поступающих статистических данных в следствии чего система управления не имеет возможности сформировать четкие управляющие решения. По мере ввода средств и комплексов в работу, наполнения статистических данных, формируются управляющие решения, применение которых отражается на получаемой статистике, что в свою очередь, в случае применения алгоритмов ИИ, способствует самообучению системы управления. В этот период система связи по

запросу пользователей через соответствующие приложения, обеспечивает выполнение заявок на передачу информации путем выделения достаточного системного ресурса для формирования тракта услуги. Статистика прикладного уровня о доведенных или отказанных случаях также используется в процессе самообучения системы. В результате выполнения данного этапа система связи входит в адаптивное состояние, когда изменяющиеся внешние условия адекватно отрабатываются системой управления, что отражается на стабильности управления и качестве предоставляемых услуг связи.

Этап 3. Этап деградации и разрушения системы связи. По мере функционирования в адаптивном режиме система связи сталкивается с вызовами, которые не могут быть отработаны самостоятельно и требуют привлечения администратора. В таких случаях система управления формирует управляющее воздействие, которое по каким-либо причинам не может быть выполнено системой связи. Данные эпизоды возникают в случае, когда используются унаследованные средства и комплексы связи, которые не обеспечивают требуемого уровня автоматизации или возникают ситуации, имеющие неоднозначное толкование. В данном случае, система управления предлагает оператору или администратору те или иные решения с прогнозом выполнения в рамках поддержки принятия решения (режим СППР). Однако, по мере увеличения внешних вызовов, дальнейшей деградации системы связи (сокращение узлов, ухудшения каналов связи и т.п.) возникает ситуация при которой вырабатываемые управляющие решения перестают иметь адекватное воздействие на элементы системы связи, что выражается в ухудшении статистики. Прогрессирующая деградация выводит систему из состояния адаптивного управления и ППР, что сопровождается переводом системы связи в ручное управление без участия алгоритмов автоматического управления и ИИ.

В традиционной системе управления указанные задачи управления и этапы функционирования системы связи решаются определенными сложившимися порядками и способами, в том числе с элементами автоматизации. Очевидно, что возрастающий объем и изменяющиеся исходные данные не позволяют в полной мере и своевременно вырабатывать и доводить управляющие решения. В этой связи, зачастую управляющие решения являются неадекватными и не приводят к сходимости управления, в результате чего эффективность функционирования системы связи снижается. Необходимо отдельно отметить, что используемые в системе связи разнородные средства, разных поколений, изготовленные различными производителями не в полной мере могут обеспечить возможности дистанционного мониторинга и управления, что в свою очередь также снижает управление связью, исключает данные средства из контура автоматизации, требует дополнительного времени и затрат на их настройку.

В этой связи необходимо отметить, что сходимость алгоритмов ИИ в управлении системой связи, являющихся алгоритмами с обратной связью, потребуют достаточной полноты ситуационной осведомленности о состоянии объектов и средств, и достаточной полноты реализации управления, что в свою очередь требует высокой степени оснащенности системы связи современными средствами, допускающими диагностику и управление внешней надсистемой.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, задачи внедрения алгоритмов искусственного интеллекта в систему управления связью включают в себя ряд независимых задач, среди которых:

1. Адаптация самой системы связи к переходу к управлению с использованием алгоритмов ИИ. Данный аспект предполагает подготовку системы связи и существующей системы управления к применению перспективных алгоритмов. Одним из важнейших критериев готовности является диагностируемость и управляемость большинства средств связи.

2. Подготовка непосредственно алгоритмов для реализации интеллектуального управления, включающую в себя математическое описание, определение интегрированных критериев эффективности функционирования системы связи и управления.

3. Отдельной задачей является также построение имитационной модели, которую возможно будет использовать для отработки алгоритмов, уточнения требований к системе и как основу для построения системы обучения.

Среди областей применения ИИ в АСУС предлагается выделить следующие основные:

- начальное планирование и расчет начальных настроечных данных – задача оптимизации, которая может выполняться в условиях отсутствия обратной связи, только на основе первоначальные исходные данные, вводных данных подсистем и совокупности знаний, полученных в ходе предшествующего обучения;

- адаптивное управление системой связи и поддержка принятия решений требуют наличия обратной связи от управляемой системы с целью коррекции состояний системы путем выработки управляющих решений. Данное состояние является качественно новым и требует описания АСУС в терминах автоматических систем управления.

В данной статье обозначены, но недостаточно раскрыты математические аспекты описания системы управления связью, не рассмотрены вопросы критериев оптимизации, использования протоколов сетевого управления типа SDN, а также ряд других существенных аспектов, что станет темой дальнейших публикаций.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. ISO/IEC 7498-1 International Standart. Information technology – Open Systems Interconnection – Basic Reference Model: The Basic Model
2. Ity-t y.2011 international telecommunication union. Series y: global information infrastructure, internet protocol aspects and next generation networks. Next Generation Networks – Frameworks and functional architecture models General principles and general reference model for Next Generation Networks
3. Ity-t y.1540 series y: global information infrastructure, internet protocol aspects, next-generation networks, internet of things and smart cities Internet protocol aspects – Quality of service and network performance
4. Докучаев В.А., Иевлев О.П., Маклачкова В.В., Шалагинов А.В. Программно-конфигурируемая архитектура приложений и инфраструктуры. Ч. 1 Обобщенная архитектура концепции SDN и NFV: учебное пособие / МТУСИ. – М., 2020 - 39 с.
5. Щелованов Л.Н., Антонова Г.С., Доронин Е.М. Основы теории автоматического управления. 220400, 220200, 200900: Учеб. Пособие / спбгут. - спб., 1997.
6. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. С англ. – М.: Радио и связь, 1989 – 440с.: ил.

#### REFERENCES

1. ISO/IEC 7498-1 International Standart. Information technology – Open Systems Interconnection – Basic Reference Model: The Basic Model
2. Ity-t y.2011 international telecommunication union. Series y: global information infrastructure, internet protocol aspects and next generation networks. Next Generation Networks – Frameworks and functional architecture models General principles and general reference model for Next Generation Networks
3. Ity-t y.1540 series y: global information infrastructure, internet protocol aspects, next-generation networks, internet of things and smart cities Internet protocol aspects – Quality of service and network performance

4. Dokuchaev V.A., Ievlev O.P., Maklacheva V.V., Shalaginov A.V. The Software configured architecture of applications and Infrastructure. Part 1 Generalized architecture of SDN and NFV concept: tutorial/ MTUCI – Moscow, 2020- 39pp.
5. Schelovanov L.N. Antonova G.S., Doronin E.M. Fundamentals of automated control. 220400, 220200, 200900: tutorial /SPbSUT. – St.Petersburg., 1997.
6. Widrow B., Stearns S. Adaptive signal Processing, Trans. From English. – Moscow: Radio and communication, 1989 – 440pp.: illustrated.

# ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ГРАНИЧНЫХ ПРОБЛЕМ СКВОЗНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

С. В. Козлов

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление»  
Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается онтология как детальная формализация сферы управленческой деятельности с помощью концептуальной схемы, включающей понятия, атрибуты и отношения, обеспечивающая возможность на процессном уровне выявлять проблемы формирования сквозных процессов в жизненном цикле автоматизированных систем управления (АСУ). Приводится уточненная общая схема процессного подхода к обоснованию структуры АСУ. Полная группа процессов представляет совокупность организационных, организационно-ресурсных и технико-технологических процессов, реализующих задачи управления. В свою очередь, формирование этих процессов обеспечивается на всех стадиях жизненного цикла АСУ на основе реализации процессов системной инженерии субъектами государственного заказа. Показано, что граничные проблемы при сопряжении смежных процессов в рамках полной их группы во многом определяются качеством реализации процессов системной инженерии еще на ранних этапах жизненного цикла АСУ.

**Ключевые слова:** Онтология; жизненный цикл АСУ; граничные проблемы сквозных процессов; смежные процессы; атрибуты процессов; вход и выход процесса; управление и ресурсы для реализации процесса.

## ONTOLOGICAL APPROACH TO THE ANALYSIS OF BOUNDARY PROBLEMS OF END-TO-END PROCESSES IN THE LIFE CYCLE OF HIGH-TECH AUTOMATED CONTROL SYSTEMS

S.V. Kozlov

Federal Research Center “Informatics and Management”, Russian Academy of Sciences,  
Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The article considers ontology as a detailed formalization of the sphere of management activity using a conceptual scheme that includes concepts, attributes and relationships, providing an opportunity at the process level to identify the problems of forming end-to-end processes in the life cycle of the automated control system. A refined general scheme of the process approach to substantiating the structure of the automated control system is given. A complete group of processes represents a set of organizational, organizational-resource and technical-technological processes that implement management tasks. In turn, the formation of these processes is ensured at all stages of the life cycle of the automated control system on the basis of the implementation of system engineering processes by the subjects of the state order. It is shown that boundary problems in the conjugation of adjacent processes within their full group are largely determined by the quality of the implementation of system engineering processes at the early stages of the life cycle of the automated control system.

**Keywords:** Ontology; automated control system lifecycle; boundary problems of end-to-end processes; adjacent processes; process attributes; process input and output; management and resources for process implementation.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Создание интегрированных систем управления на основе поэтапного присоединения по определенным правилам к существующей функциональной основе автоматизированной системы управления (АСУ) других информационных, управляющих, телекоммуникационных и различных исполнительных систем представляет собой сложную организационную и системотехническую задачу, от степени полноты решения которой во многом зависит эффективность их интеграции с целью достижения синергетических и эмерджентных свойств. Ключевое значение при этом имеют системотехнические и аппаратно-программные решения по обеспечению совместимости функциональных систем, обеспечивающие устранение различного рода барьеров, обусловленных различием организационных и технических решений по их созданию. Развитие АСУ на основе поэтапного освоения новых инфокоммуникационных, когнитивных и других технологий с одновременным повышением сложности интегрированных систем обуславливает необходимость совершенствования методологии их исследования, выявления угроз и опасностей в ходе их применения по назначению, обоснования эффективных мер по их устранению. В этой связи появляется объективная потребность изучения новых сущностей, появляющихся в процессе создания высокотехнологичных систем и их интеграции, что определяет необходимость применения онтологического подхода к обоснованию методологии развития интегрированных АСУ.

Под онтологией понимается результат классификации, систематизации знаний в различных предметных областях. В информатике под онтологией понимается представление взаимосвязанных концептов (понятий) предметной области [1]. В данной статье необходимость онтологического подхода определяется акцентом на процессную основу развития интегрированных АСУ.

## 2. ПРОЦЕССНАЯ ОСНОВА СОЗДАНИЯ И РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Традиционно интегрированные системы управления (ИСУ) создаются в рамках следующей концепции: исходя из целеполагания на основе анализа и оценки угроз в предметной сфере применения АСУ определяются условия применения, цели и задачи по их выполнению, а с учетом этого определяется стратегия создания и развития системы, на основе которой проводится выбор и обоснование структуры АСУ и определение порядка и сроков ее создания.

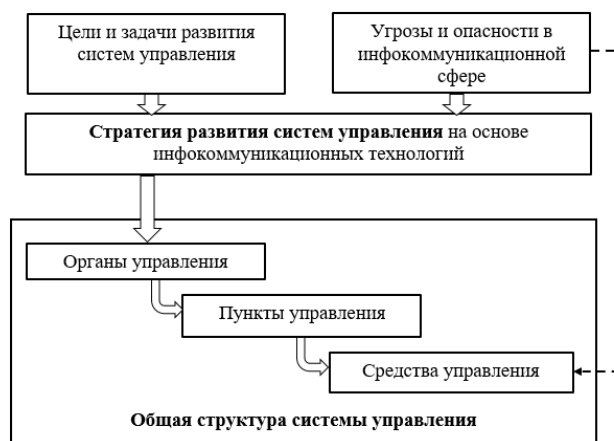


Рис. 1. Общая схема обоснования структуры АСУ на основе функционального подхода



Анализ, обобщение и оценка опыта создания зарубежных и отечественных АСУ свидетельствует о том, что в последние 10-15 лет наблюдается тенденция к резкому расширению их размерности (от  $C^2$  к  $C^3I$ , далее к  $C^4IEFTW$  и т.д.), определяемой перечнем входящих в ее состав функциональных систем. Поскольку до недавнего времени при объединении в рамках АСУ относительно небольшого перечня функциональных систем перечень задач автоматизации управления не превышал двух-трех десятков, то весьма приемлемым было осуществлять автоматизацию управления на основе автоматизации решения соответствующих задач. В дальнейшем по мере появления принципиально новых высокотехнологичных функциональных систем расширяется не только перечень задач управления, реализуемых функциональными системами, но и появляется необходимость постановки и автоматизации выполнения управленческих задач на основе обеспечения эффективного межфункционального (междузадачного) взаимодействия. Важно отметить, что изыскание рациональных системотехнических и технологических решений по его реализации является источником для достижения синергетических и эмерджентных свойств АСУ, что с точки зрения принципа необходимого разнообразия У.Р. Эшби является необходимым условием обеспечения превосходства в цикле управления в отношении конкурирующей стороны.

В этой связи становится актуальным переход от традиционной схемы обоснования структуры АСУ, реализуемой на основе функционального подхода (см. рисунок 1) к применению процессной основы ее обоснования, как показано на рисунке 2 [2]. С другой стороны, появляется необходимость уточнения подхода разработчиков АСУ к изменению содержания автоматизации управленческой деятельности, связанному с переходом от автоматизации функциональных задач к автоматизации межфункциональных процессов [3].

Несмотря на очевидные преимущества процессного подхода к развитию АСУ в направлении создания систем управления с высокой степенью интеграции разнородных функциональных систем, открываются новые горизонты уязвимости применения процессного подхода. Рассмотрим проблему создания и развития АСУ с точки зрения формирования архитектурного каркаса системы управления с учетом схемы Дж. А. Захмана [4], проводимого в целях систематизации целей, создания АСУ, управленческих функций и процессов их реализации в заданном пространстве и периоде времени. В рамках архитектурного каркаса ИСУ по существу представлена классификация предметной области интегрированных систем, т.е. их онтология.

В связи с предполагаемым переходом от автоматизации функций к автоматизации управленческих процессов представляется целесообразным расширить схему Захмана и внести в него такую новую сущность, как процесс и тогда такая схема, представляющая наиболее полный архитектурный каркас будет определять общие свойства АСУ на том уровне, когда они еще не зависят от парадигмы проектирования, технологии и средств разработки. Она систематизирует знания об архитектуре АСУ, охватывая все аспекты проектирования за счет использования системы универсальных вопросов «Зачем? Кто? На какой основе? Что делать? Как делать? Где? Когда?», что в содержательном плане означает: система управления - это система, в которой органы управления оперируют данными, выполняя с заданной целью управленческие функции посредством автоматизации процессов управления в конкретном пространстве в заданный период времени.

Онтология как детальная формализация сферы управленческой деятельности с помощью концептуальной схемы, включающей понятия, атрибуты и отношения, представлена в таблице 1.



Рис. 2. Общая схема обоснования структуры АСУ на основе процессного подхода

Онтология как детальная формализация сферы управленческой деятельности с помощью концептуальной схемы, включающей понятия, атрибуты и отношения, представлена в таблице 1.

Как отмечено в [5], желаемый результат достигается эффективнее, когда деятельностью и соответствующими ресурсами управляют как процессом. Выявление, понимание и менеджмент взаимосвязанных процессов как системы содействуют повышению результативности и эффективности организации при достижении ее целей.

В общем виде процесс может быть представлен в виде типовой модели с учетом его основных атрибутов (вход и выход процесса, управление и ресурсы для реализации процесса), как показано на рисунке 3.

Таблица 1. Онтология сферы управленческой деятельности

Онтология	Целеполагание	Органы управления	Данные	Функции	Процессы	Место	Время
Система универсальных вопросов в предметной области	Зачем ?	Кто ?	На какой основе ?	Что делать ?	Как делать?	Где ?	Когда ?
Предметная область	Управленческая деятельность	Должностные лица и специалисты	Основа для принятия решения	Система задач управления	Система сквозных (межзадачных) процессов	Пространство реализации управленческой деятельности	События и периоды, управленческой деятельности
Модель предметной области	Бизнес-план, стратегии и частные цели	Модели потоков работ	Семантические модели	Постановка задачи управления, алгоритм ее решения	Межзадачное взаимодействие	Система управления	На период цикла управления
Системная модель	Модель бизнес-правил	Архитектура пользовательского интерфейса	Концептуальная модель данных	Архитектура приложений	Система взаимодействующих процессов	Архитектура распределенной системы управления	Структура обработки событий
Технологическая модель	Модель правил обработки событий управленческой деятельности	Архитектура представления	Физическая модель данных	Архитектура программно-аппаратной системы	Модель взаимодействия процессов на уровне их атрибутов	Технологическая архитектура	Структура циклов управления
Детальное представление	Спецификация правил работы системы	Спецификация ролей и прав доступа	Спецификация формата данных	Код программных компонентов	Спецификация	Спецификация архитектуры сети	Спецификация обработки событий
Организационная система	Стратегия и тактика применения	Структура организации управления	Данные	Выполняемые функции	Система сквозных процессов	Дислокация	Диаграммы функционирования

Рассматривая взаимодействие процессов с учетом типовой модели, необходимо отметить, что их стыковка обычно осуществляется на уровне входов и выходов процессов. Кроме того, в целях синхронизации взаимодействующих процессов

потребуется проводить согласование на уровне управления процессами и обеспечения их необходимыми ресурсами для реализации.

Важно отметить следующие основные варианты взаимодействия процессов на уровне их атрибутов (вход и выход процесса, ресурсы для реализации процесса и управление им):

- на уровне выхода одного процесса и входа другого процесса;
- на уровне выхода одного процесса и управляющего входа другого процесса;
- на уровне выхода одного процесса и ресурсного входа другого процесса.

Перечисленные варианты взаимодействия процессов представляют собой основу системы процессов, обеспечивающую формирование сквозных процессов. Анализ уязвимостей в системе процессов свидетельствует о том, что наиболее сложным в ней являются стыки процессов. Это, в свою очередь, определяется не всегда четко обозначенными границами взаимодействующих процессов (в большей степени - неполное согласование по атрибутам процессов, разрывы в трактах управления процессами и в обеспечении их реализации необходимыми ресурсами, либо задержки в реализации транзакций в этих трактах). Говоря о процессном подходе к развитию ИСУ, целесообразно определить систему основных процессов.



Рис. 3. Типовая модель процесса

Процессы, как новая сущность в онтологии ИСУ, рассматриваются в качестве системной основы для интеграции функциональных разнородных систем. При этом необходимо выделить, с одной стороны, целевые процессы, отражающие взаимодействие органов, пунктов и средств управления в динамике функционирования ИСУ, и процессы системной инженерии, рассматриваемые по стадиям жизненного цикла ИСУ и определяющие, в основном, разработку, создание, испытания, ввод в эксплуатацию и обеспечение применения ИСУ по их предназначению. Система процессов поясняется на рисунке 4.

Важно отметить, что целевые процессы, составляющие полную группу процессов реализации предназначения ИСУ, должны поддерживаться на всех стадиях ее жизненного цикла процессами системной инженерии (процессы соглашения, организационного обеспечения проекта, технического управления и технические

процессы) [6-8]. Схема взаимодействия целевых процессов и процессов системной инженерии в жизненном цикле ИСУ поясняется в таблице 2. Содержание взаимодействия указанных групп процессов по стадиям жизненного цикла является различным и должно определяться в ходе разработки замысла создания ИСУ.

Важным условием реализации процессного подхода к созданию и развитию ИСУ является взаимоувязанное управление взаимодействием указанных в таблице 2 групп процессов.

С учетом полной группы вариантов взаимодействия целевых процессов и процессов системной инженерии в жизненном цикле АСУ, развиваемой в направлении интеграции в ее составе разнородных функциональных систем, определяется перечень групп уязвимостей в планировании и обеспечении взаимоувязанного функционирования создаваемых ИСУ.

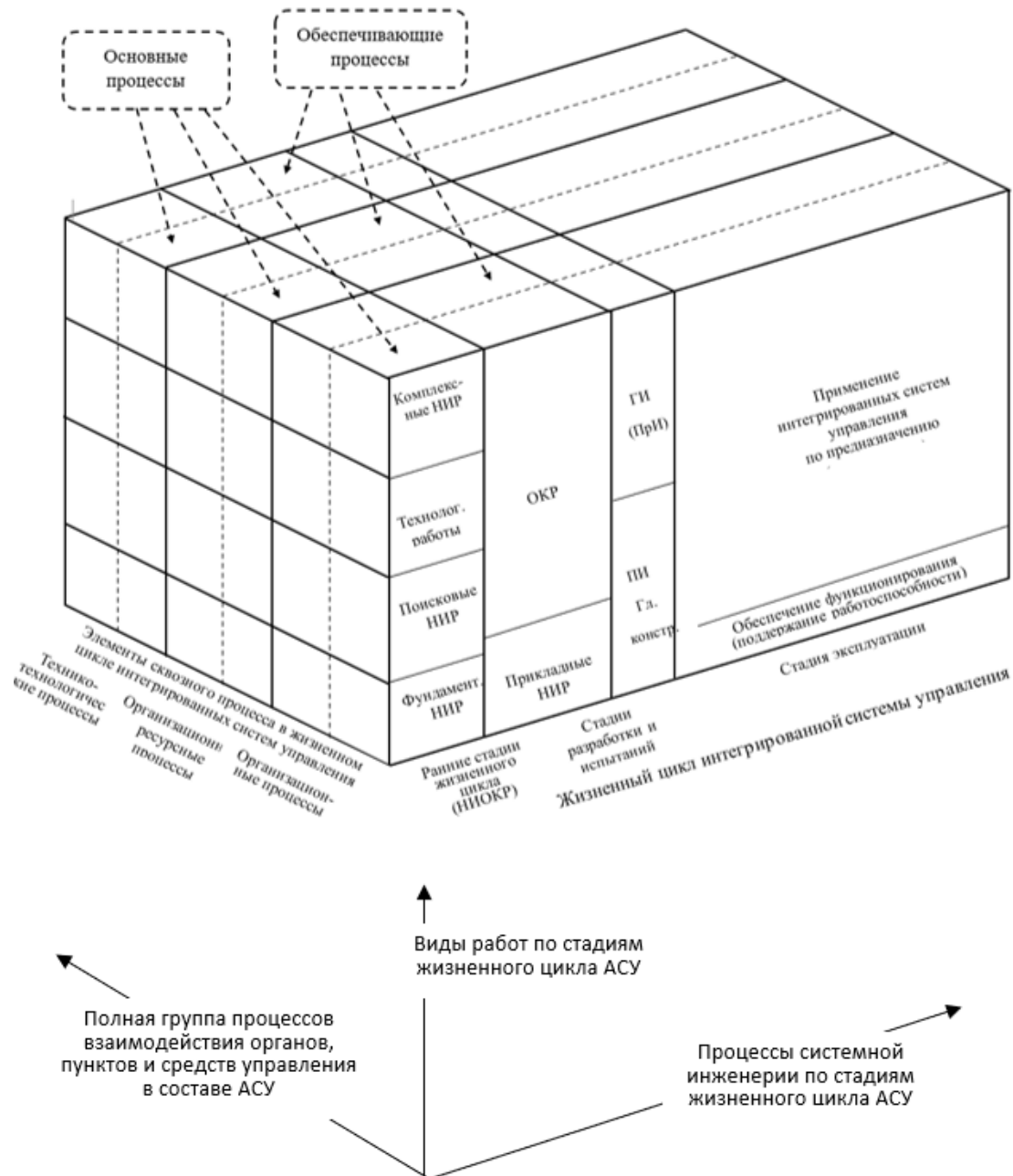


Рис. 4. Система процессов в жизненном цикле системы управления

Таблица 2. Схема взаимодействия целевых процессов и процессов системной инженерии в жизненном цикле ИСУ

Процессы системной инженерии	Целевые процессы		
	Организационные процессы	Организационно-ресурсные процессы	Технико-технологические процессы
Процессы соглашения	√	√	√
Процессы организационного обеспечения проекта	√	√	√
Процессы технического управления	√	√	√
Технические процессы	√	√	√

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Онтологический подход к анализу граничных проблем сквозных процессов в жизненном цикле высокотехнологичных автоматизированных систем управления обеспечивает полноту учета в рамках архитектурного каркаса ИСУ условий и факторов, определяемых в ходе детальной формализации сферы управленческой деятельности с помощью концептуальной схемы, включающей понятия, атрибуты и отношения.

В развитие предложенного подхода к анализу граничных проблем сквозных процессов целесообразно провести декомпозицию целевых процессов и процессов системной инженерии, что расширяет размерность таблице 2, и затем проводить анализ условий стыковки как компонентов целевых процессов между собой, так и условий их качественной реализации на основе процессов системной инженерии.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Брунилин А.А., Куваев В.О., Саенко И.Б. Онтологический подход к организации информационного взаимодействия разнородных автоматизированных систем специального назначения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – No2. – С. 69-73.
2. Козлов С.В. Основные направления интеграции интеллектуальных систем управления на процессной основе реализации сетевых принципов. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Воронеж, 2022. –С. 325-335.
3. Забегалин Е.В. Концептуальная схема организации процессной автоматизации больших военных организаций // Системы управления, связи и безопасности. 2020. No4. –С.1-43.
4. Мадорская Ю.М., Схема Захмана при разработке требований к ИС //Практика проектирования систем.-2015. [электронный ресурс] — Режим доступа: <http://teqcenter.pro/zachman-framework/>, дата обращения 10.03.2023.
5. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь. ГОСТ ISO 9000-2011, Москва, 2011.- 32 с.
6. Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла систем. ГОСТ Р 57193-2016, Москва, 2016. - 98 с.
7. В.К. Батоврин. Стандарты системной инженерии: серия докладов (зеленых книг) в рамках проекта «Промышленный и технологический форсайт Российской Федерации» / В.К. Батоврин; под ред. М.С. Липецкой, К.А. Ивановой; Фонд «Центр стратегических разработок «Северо-Запад». — СПб., 2012. — Вып. 4. — 64 с

8. Баданов А.Ю., Рызванов Р.А. Процессы системной инженерии для поддержания жизненного цикла сложных технических систем. [электронный ресурс] — Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/protsessy-sistemnoy-inzhenerii-dlya-podderzhaniya-zhiznennogo-tsikla-slozhnyh-tehnicheskikh-sistem/viewer>, дата обращения 10.03.2023.

#### REFERENCES

1. Brunilin A.A., Kuvaev V.O., Saenko I.B. Ontological approach to the organization of information interaction of heterogeneous automated systems for special purposes // T-Comm: Telecommunications and transport. – 2015. – No2. – pp. 69-73.
2. Kozlov S.V. The main directions of integration of intelligent control systems on the process basis of the implementation of network-centric principles. In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov. In 6 volumes. Voronezh, 2022. pp. 325-335.
3. Zabegalin E.V. Conceptual scheme of the organization of process automation of large military organizations // Control systems, communications and security. 2020. No4. pp.1-43.
4. Madorskaya Yu.M., Zakhman's scheme for the development of IP requirements //System design practice.-2015. [electronic resource] — Access mode: <http://reqcenter.pro/zachman-framework/>, accessed 10.03.2023.
5. Quality management systems. Basic provisions and dictionary. GOST ISO 9000-2011, Moscow, 2011.- 32 p.
6. System and software engineering. Processes of the life cycle of systems. GOST R 57193-2016, Moscow, 2016. - 98 p.
7. V.K. Batovrin. System engineering standards: a series of reports (green books) within the framework of the project "Industrial and Technological Foresight of the Russian Federation" / V.K. Batovrin; edited by M.S. Lipetsk, K.A. Ivanova; Foundation "Center for Strategic Research "Northwest". — St. Petersburg, 2012. — Issue 4. — 64 s
8. Badanov A.Yu., Ryzvanov R.A. System engineering processes for maintaining the life cycle of complex technical systems. [electronic resource] — Access mode: <https://cyberleninka.ru/article/n/protsessy-sistemnoy-inzhenerii-dlya-podderzhaniya-zhiznennogo-tsikla-slozhnyh-tehnicheskikh-sistem/viewer>, accessed 10.03.2023.

## ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ ПРОГРАММНО- КОНФИГУРИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

А. Н. Буренин, В.С. Артамонов, К.А. Смирнов

АО НИИ «Рубин», г. Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В статье предложен методический подход, позволяющий определить пути формализации при описании программно-конфигурируемых компонентов современных мультисервисных сетей связи ведомственных систем связи. Приводится вариант математического описания.

**Ключевые слова:** автоматизированная система управления связью (АСУС), система связи специального назначения (СССН), программно-конфигурируемые сети.

## APPROACH TO FORMALIZING THE DESCRIPTION OF SOFTWARE- CONFIGURABLE COMPONENTS OF MODERN MULTISERVICE COMMUNICATION NETWORKS

A.N. Burenin, V.S. Artamonov, K.A. Smirnov

JSC SRI "Rubin", St. Petersburg, Russia

**Abstract.** The article proposes a methodical approach that allows to determine the ways of formalization in the description of software-configurable components of modern multiservice communication networks of departmental communication systems. A variant of the mathematical description is given.

**Keywords:** automated communication control system, special purpose communication system, software-configurable networks.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с Федеральным Законом «О связи» от 07.07.2003 № 126-ФЗ [1] к категории систем (сетей) связи специального назначения (СССН) относятся системы связи силовых структур, которые создаются для обеспечения «нужд органов государственной власти, нужд обороны страны, безопасности государства и обеспечения правопорядка.

В настоящее время СССР и сети связи, входящие в их структуру, обеспечивают должностных лиц (ДЛ) органов управления требуемым перечнем информационно-телекоммуникационных услуг и, тем самым, играют существенную роль в обеспечении нормального функционирования государства.

Важным элементом СССР является автоматизированная система управления связью (АСУС), реализующая автоматизированные функции управления функционированием СССР и их сетей связи, а также качеством предоставляемых информационно-телекоммуникационных услуг (сервисов).

Ведомственные сети связи строятся в соответствии с концепцией сетей следующего поколения (NGN) или мультисервисных сетей связи [1–5], в составе ядра которых в последние годы все больше выделяются потенциально более эффективные так называемые программно-конфигурируемые сети (SDN).

Это связано с тем, что в сфере информационно-телекоммуникационных технологий происходит кардинальная смена подходов к построению сетей на основе конвергенции двух основных технологий: SDN (программно-конфигурируемые сети) и NFV



(виртуализация сетевых функций). Эта конвергенция достигается за счет более глубокого проникновения принципа программного управления в реализацию сервисов и развитие техники виртуализации. При этом основной упор делается на использование программных методов, оставляя аппаратной составляющей вспомогательную роль.

Подход SDN - Software Defined Networking - означает физическое разделение плоскости управления и плоскости передачи данных, при котором плоскость управления отвечает за работу нескольких элементов сети. SDN – это новая, простая в управлении, гибкая и экономически эффективная сетевая архитектура, обеспечивающая высокую пропускную способность и динамичность, что принципиально важно для современных приложений.

Архитектура SDN является:

программируемой – управление сетью программируется напрямую, поскольку этот уровень отделен от функций передачи данных;

адаптивной – отделение функций контроля от функций передачи данных позволяет администраторам (должностным лицам из состава административного или управленческого персонала сетей) динамически настраивать транспортные потоки по всей сети для удовлетворения меняющихся потребностей;

централизованно управляемой – интеллектуальный центр управления сетью логически централизован в программных SDN-контроллерах, которые дают общее представление о состоянии сети (в свою очередь для приложений и политик обработки контроллеры являются единичными логическими коммутаторами);

программно-конфигурируемой – SDN позволяет должностным лицам по связи конфигурировать, управлять, обеспечивать защиту и быстро оптимизировать сетевые ресурсы с помощью динамических, автоматизированных программ SDN.

Вместе с тем, для качественного функционирования самого программно-конфигурируемого компонента ведомственной сети NGN необходимо организовать управление этим компонентом на основе его формализованного описания.

## 2. МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ SDN КОМПОНЕНТА

Требуемые качественные показатели функционирования SDN компонента сети связи в условиях информационных и деструктивных воздействий нарушителей обеспечивается АСУС и ее составной частью по управлению сетью (СУ SDN). Цели управления SDN компонентом достигаются формированием должностными лицами АСУС и передачей (доведением) информации требуемого формата до управляемого элемента. Эта задача реализуется в специально создаваемой информационной среде в соответствии со стандартами технологии SDN.

Для формализованного описания информационной среды целесообразно представить ее в виде совокупности двухполюсных сетей, т. к. в каждом случае обмен в данной сети осуществляется между двумя корреспондирующими компонентами.

Информационную среду целесообразно задать графом  $G (Y_A, H_b)$ , с множеством SDN узлов  $Y_A$  и множеством цифровых (виртуальных) каналов  $H_b$  [5].

Рассматривая процессы обслуживания потоков требований [6–8], поступающих на узловой компонент SDN информационной среды с учетом специфики информационного обмена между комплексом средств автоматизации АСУС и элементами SDN компонента, его можно представить двухполюсной виртуальной сетью обслуживания.

При этом узлы предоставления информационно-телекоммуникационных услуг (УПУ) обслуживающего компонента соединяются цифровым коммутируемым каналом с определенной пропускной способностью только на время обмена информацией.

Считаем, что элементарный поток требований на обслуживание характеризуется определенной интенсивностью [6–8]. При этом будем различать интенсивность входящих

(поступающих) требований на передачу информации  $\rho_{ui}$ , интенсивность обслуженных требований или производительность элемента обслуживания  $y_{ui}$  и интенсивность не обслуженных (потерянных или не своевременно обслуженных) требований  $\chi_{ui}$ :

$$\left. \begin{aligned} \rho_{ui} &= \lambda_{ui} / \mu_{ui} \\ y_{ui} &= \lambda_{uico} / \mu_{ui} \\ \chi_{ui} &= \lambda_{uiII} / \mu_{ui} \end{aligned} \right\} \forall \lambda_{ui} = \lambda_{uico} + \lambda_{uiII}, \rho_{ui} = y_{ui} + \chi_{ui}. \quad (1)$$

где  $\lambda_{uico}$  – интенсивность своевременно обслуженного потока требований на передачу информации;

$\lambda_{uiII}$  – интенсивность потока потерянных требований на передачу информации.

Интенсивность требований можно вычислить по числу потенциальных потребителей услуг  $N_{\text{ПУ}}$  и удельной на каждого потребителя интенсивности требований  $\rho_{uia}$ ,  $y_{uia}$ ,  $\chi_{uia}$  [6–8]. При этом, естественно, следует учитывать особенности предоставления услуг в информационной среде и расчет вести для половины удельной нагрузки, т. е.:

$$\begin{aligned} \rho_{ui} &= \frac{N_{\text{ПСУ}} \rho_{uia}}{2}, \\ \rho_{ui} &= \sum_{j=1}^{N_{\text{АСУ}}} \frac{\rho_{uiaj}}{2}, & y_{ui} &= \frac{N_{\text{ПСУ}} y_{uia}}{2}, \\ y_{ui} &= \sum_{j=1}^{N_{\text{АСУ}}} \frac{y_{uiaj}}{2}, & \chi_{ui} &= \frac{N_{\text{ПСУ}} \chi_{uia}}{2}, \\ \chi_{ui} &= \sum_{j=1}^{N_{\text{АСУ}}} \frac{\chi_{uiaj}}{2}; \end{aligned} \quad (2)$$

Чаще всего известной является только интенсивность обслуженных требований  $y_{uia}$ , а интенсивность поступающих  $\rho_{uia}$  и потерянных  $\chi_{uia}$  требований определяют прогнозным расчетом.

Для информационной среды характерно, что как поток требований, так и нагрузка на элемент обслуживания подвержена резким колебаниям. Характер изменения нагрузки может быть самым неожиданным и определяться условиями функционирования, как системы обслуживания ведомственных потребителей, так и процессов управления SDN компонентом, зависящих от применяемых способов управления.

Устойчивость двухполюсного элемента обслуживания информационной среды определяется на основе общей теории [5, 7] ее надежностью, живучестью, помехо- и инфоустойчивостью. При показательном законе распределения интервалов времени исправной работы и интервалов времени восстановления, функции распределения интенсивности исправной работы и восстановления имеют вид:

$$Y(t) = 1 - e^{-y_a t}. \quad (3)$$

$$B(t) = 1 - e^{-b_a t} \quad (4)$$

где  $y_a$  – эквивалентная интенсивность выхода из строя, равная сумме интенсивностей выхода из строя под воздействием соответственно потоков отказов  $y_{\text{вн}}$ ,

деструкций  $y_{вж}$ , помех  $y_{впу}$  и информационных атак  $y_{виу}$ , т.е.  
 $y_{\epsilon} = y_{вн} + y_{вж} + y_{впу} + y_{виу}$ ;

$b_{\hat{a}}$  – интенсивность восстановления работоспособного состояния, равная сумме интенсивностей восстановления после воздействий соответственно потоков отказов  $b_{вн}$ , деструкций  $b_{вж}$ , помех  $b_{впу}$  и информационных атак  $b_{виу}$ , т.е.  $b_{\hat{a}} = b_{вн} + b_{вж} + b_{впу} + b_{виу}$ .

Математическое ожидание времени исправной работы и времени восстановления двухполюсного компонента информационной среды (информационного направления между выделенными элементами SDN компонента или СУ SDN) будут соответственно равны:

$$T_0 = \int_0^{\infty} e^{-y_{\epsilon}t} = \frac{1}{y_{\epsilon}}. \quad (5)$$

$$T_{II} = \int_0^{\infty} e^{-b_{\hat{a}}t} = \frac{1}{b_{\hat{a}}}. \quad (6)$$

При этом в SDN компоненте вероятность работоспособного состояния элемента (компонента) обслуживания выражается через,  $T_{\hat{i}}$ ,  $T_{\hat{i}}$  или  $y_{\epsilon} = y_{вн} + y_{вж} + y_{впу} + y_{виу}$  и  $b_{\epsilon} = b_{вн} + b_{вж} + b_{впу} + b_{виу}$ :

$$P_r = \frac{T_0}{T_0 + T_{II}} = \frac{b_{вн} + b_{вж} + b_{впу} + b_{виу}}{(y_{вн} + y_{вж} + y_{впу} + y_{виу})^{-1} + (b_{вн} + b_{вж} + b_{впу} + b_{виу})^{-1}}. \quad (7)$$

Вероятность простоя (относительного неработоспособного состояния) элемента (компонента) обслуживания определяется по формуле

$$P_{II} = \frac{T_{II}}{T_0 + T_{II}} = \frac{y_{вн} + y_{вж} + y_{впу} + y_{виу}}{(y_{вн} + y_{вж} + y_{впу} + y_{виу})^{-1} + (b_{вн} + b_{вж} + b_{впу} + b_{виу})^{-1}}. \quad (8)$$

При необходимости предоставления информационной средой более сложных услуг (многоэтапное соединение или ассоциация процессов поддержки, сервисный мультикастинг и т. д.) их можно представить либо схемой последовательного соединения элементов обслуживания, либо схемой их параллельного соединения. В первом случае устойчивость сложного компонента определяется вероятностью:

$$P_{mult} = \prod_{z=1}^m \frac{T_0(z)}{T_0(z) + T_{\hat{i}}(z)} \quad \forall z = \overline{1, m}. \quad (9)$$

В случае параллельного соединении компонент обслуживания (например, при сервисном мультикастинге или поддержке SDN режима видеоконференции) устойчивость определяется вероятностью:

$$P_{par} = \sum_{z=1}^m \frac{T_0(z)}{T_0(z) + T_{\hat{i}}(z)} \quad \forall z = \overline{1, m}. \quad (10)$$

### 3. МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННОЙ СРЕДЫ SDN КОМПОНЕНТА

Два узла SDN информационной среды, представляющие собой два полюса одного компонента, соединены между собой одним цифровым каналом с определенной скоростью передачи информации. Причем к каждому узлу подключено некоторое количество пользователей услуг (объектов ведомств и СУ SDN) со средствами различных

типов – АРМ ДЛ органов управления, серверов служб и комплексов средств автоматизации АСУС.

Особенности информационной среды состоят в том, что замыкания внутреннего трафика не существует, т.к. для этого используется внутренняя ЛВС центра ведомственного управления, поэтому для двухполюсного компонента сети в целом  $N_{CMk} + N_{CMd} = N_{kd}$ , где  $N_{CMk}$  и  $N_{CMd}$  – соответственно количество ведомственных пользователей и КСА СУ SDN, подключенных соответственно к  $U_k$  и  $U_d$  узлам информационной среды.

В соответствии с теорией входящего потока [4], группу пользователей, с учетом отсутствия замыкания трафика, можно заменить некоторой интенсивностью входящей

нагрузки  $\rho_{\Sigma kd} = \sum_{i=1}^{N_{kd}} (\rho_{ai}(kd)/2)$ ,  $\rho_{\Sigma kd} = N_{kd} \rho_a(kd)/2$ ,  $\rho_a(kd) = const$  или

некоторой интенсивностью входящего потока  $\lambda_{kd} = \rho_{\Sigma kd} \mu_{kd} \quad \forall \lambda_{kd} = \lambda_{kd\ddot{A}\ddot{E}} + \lambda_{kd\text{КСА}}$ .

Предполагаем, что  $\lambda_{kd}$  на протяжении интервала рассмотрения постоянна. Соответственно будет постоянна в течение этого интервала и вся величина

$$\rho_{\Sigma kd} = N_{kd} \rho_a(kd) / 2.$$

В целях упрощения рассмотрим типовую схему двухполюсного обмена информацией.

Вначале предположим, что узлы SDN информационной среды идеальны, т.е. обладают бесконечной производительностью и идеальной устойчивостью:  $\tilde{N}_{\ddot{O}} \rightarrow \infty$ ,  $P_{\ddot{A}\ddot{O}} \rightarrow 1$ , где  $\tilde{N}_{\ddot{O}}$  – эксплуатационная производительность УПУ, а  $P_{\ddot{A}\ddot{O}}$  – вероятность работоспособного состояния УПУ по всем составляющим устойчивости (надежность, живучесть, помехоустойчивость, инфоустойчивость). В этом случае стохастическая модель двухполюсного уровневого элемента SDN информационной среды может быть представлена [5, 7] в виде стохастической сети, рис. 1.

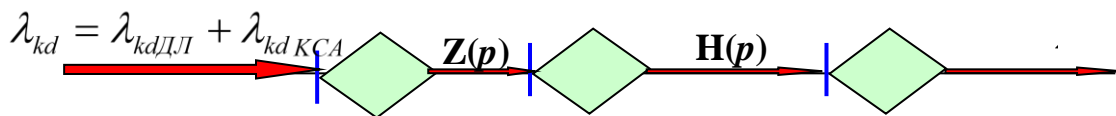


Рис. 1. Стохастическая модель двухполюсного компонента SDN информационной среды

На двухполюсный компонент поступает входящий поток требований на обслуживание с интенсивностью  $\lambda_{kd} = \lambda_{kd\ddot{A}\ddot{E}} + \lambda_{kd\text{КСА}}$ , а на выходе элемента показан поток своевременно обслуженных требований с интенсивностью  $\lambda_{kd\tilde{N}\tilde{I}}$ .

Введем ограничения на законы распределения случайных величин, характеризующих процессы обслуживания требований, т.е. будем считать законы распределения всех случайных величин (поступления требований, обслуживания, исправной работы с требуемым качеством, восстановления после нарушений функционирования и несвоевременного обслуживания или старения с соответствующими интенсивностями  $\lambda_{kd}$ ,  $\mu_{kd}$ ,  $c_{kd}$ ,  $d_{kd}$  и  $v_{kd}$  следующими:

$$\left. \begin{aligned} A_{kd}(t) &= 1 - e^{-\lambda_{kd}t}, \\ B_{kd}(t) &= 1 - e^{-\mu_{kd}t}, \\ C_{kd}(t) &= 1 - e^{-c_{kd}t}, \\ D_{kd}(t) &= 1 - e^{-d_{kd}t}, \\ Z_{kd}(t) &= 1 - e^{-v_{kd}t}, \end{aligned} \right\} . \quad (11)$$

При этом компонент SDN информационной среды интерпретируется системой массового обслуживания с ограниченной очередью (временем) ожидания при дообслуживании прерванных требований, т.е. рассматриваемый компонент относится, в соответствии с символикой Кендалла [7], к классу  $\left| \overline{M} \left| \overline{M} \right| \overline{1} \right| r_{\infty} \left| d_1 \right|$ .

В соответствии с рис. 1 в компоненте SDN информационной среды типа  $\left| \overline{M} \left| \overline{M} \right| \overline{1} \right| r_{\infty} \left| d_1 \right|$  протекают два основных процесса: процесс ожидания передачи информации со случайным временем  $t_{okd}$  и процесс обслуживания (непосредственно передачи в соответствии с особенностями протоколов обмена) со случайным временем  $t_{skd}$ . Ясно, что в силу адаптивности случайное время передачи требования или сервисного сообщения  $t_{kd}$  будет равно

$$t_{kd} = t_{okd} + t_{skd} . \quad (12)$$

В соответствии с моделью, представленной рис. 1, и выражением (12) целесообразно применить преобразование Лапласа-Стилтьеса [7, 9], которое, в силу его мультипликативности, позволяет определить вероятность своевременного обслуживания:

$$P_{svkd} = Z_{kd}(p)H_{kd}(p) \quad \forall \operatorname{Re} p \geq 0, \quad (13)$$

где  $Z_{kd}(p)$ - преобразование Лапласа-Стилтьеса функции распределения времени ожидания обслуживания;  $H_{kd}(p)$ - преобразование Лапласа-Стилтьеса функции распределения времени обслуживания;

$\operatorname{Re} p \geq 0$ , – ограничение, заключающееся в том, что выражение (14) справедливо только при условии  $p \geq 0$ .

Вместе с тем, в реально функционирующих SDN сетях, кроме рассмотренных, протекают другие процессы, связанные с отказами, другими деструктивными изменениями и восстановлением после них. Будем считать, что все процессы пересчитаны в эквиваленты для виртуального канала SDN.

Если в некоторый момент  $T$  виртуальный канал освободится и за время  $t$  новые требования не поступают, то с некоторой вероятностью  $P(t) < 1$  двухполюсный элемент выйдет из строя в промежутке  $[T, T + t]$ .

При этом преобразования Лапласа-Стилтьеса функций распределения времени исправной работы, времени восстановления отказов при отсутствии нагрузки и времени исправной работы двухполюсной элементарной сети SDN информационной среды при входящем потоке с интенсивностью  $\lambda_{kd} = \lambda_{kd\ddot{A}\ddot{E}} + \lambda_{kd\text{KCA}}$  составят соответственно

$$\gamma(\nu) = \int_0^{\infty} e^{-\nu t} dC(t) = \frac{c}{\nu + c} \quad (15)$$

$$\varphi(\nu) = \int_0^{\infty} e^{-\nu t} dD(t) = \frac{d}{\nu + d} \quad (16)$$

$$e^{-(\lambda_{kd\ddot{A}\ddot{E}} + \lambda_{kd\text{KCA}})t} = \int_0^{\infty} e^{-\nu t} dC(t) = \frac{c}{\lambda_{kd\ddot{A}\ddot{E}} + \lambda_{kd\text{KCA}} + c} \quad (17)$$

Тогда получаем:

$$w(\nu) = \frac{(1 - \lambda h_1)\nu[1 + c/d + c]P_r}{\nu - \lambda + \lambda h(\nu)} \quad (18)$$

Вероятность своевременного обслуживания требований элементом SDN информационной среды составит:

$$P_{elem} = \frac{\mu P_r - \lambda}{\mu P_r - \lambda + p \left[ 1 + \frac{\mu P_r P_i}{p P_r + d} \right]} \quad (19)$$

Среднее время обслуживания требований составит:

$$T_v = \frac{1}{\mu_3 - \lambda} \left( 1 + \frac{\mu_3 P_r}{d} \right) \quad (20)$$

Естественно, для того чтобы вся SDN информационная среда работала качественно, требуется, чтобы своевременное обслуживание всех требований выполнялось с вероятностью не ниже требуемой, а для этого необходимо, чтобы

$$P_{\text{IN-ПППР}} = \prod_{i=1}^{N_{elem}} P_{elem}(i) \geq P_{TP} \quad (21)$$

где  $P_{elem}(i)$  – вероятность своевременного обслуживания требования в  $i$ -м элементе SDN информационной среды.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основой систем связи специального назначения являются телекоммуникационные сети, строящиеся на принципах NGN. В последние годы наметилась тенденция к применению оборудования и виртуальных технологий для построения программно-конфигурируемых сетей (SDN), в которых применяются принцип программного

управления и программные методы для реализации информационно-телекоммуникационных услуг (сервисов), предоставляемых пользователям.

Требуемые качественные показатели функционирования SDN компонента сети связи в условиях информационных и деструктивных воздействий нарушителей обеспечивается АСУС и ее составной частью по управлению сетью (СУ SDN). Цели управления SDN компонентом достигаются формированием должностными лицами АСУС и передачей (доведением) информации требуемого формата до управляемого элемента. Эта задача реализуется в специально создаваемой информационной среде в соответствии со стандартами технологии SDN.

Для качественного функционирования программно-конфигурируемого компонента ведомственной сети NGN необходимо организовать управление этим компонентом. С этой целью в статье приведено формализованное описание SDN компонента, а также информационной среды при реализации управленческих процедур.

Формализованное описание SDN компонента и его информационной среды представлено в виде совокупности двухполюсных сетей. Процессы обслуживания потоков требований, поступающих на узловой компонент SDN информационной среды представлены двухполюсной виртуальной сетью обслуживания. Для описания применен математический аппарат системы массового обслуживания с ограниченной очередью (временем) ожидания.

Предложенный в статье методический подход позволил осуществить формализацию описания функционирования каждого элемента SDN информационной среды и получить вероятностно временные характеристики процедур обмена информацией между ее элементами.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный Закон «О связи» от 7 июля 2003 года N 126-ФЗ (с внесенными изменениями).
2. Легков К.Е., Буренин А.Н. Некоторые проблемы управления современными инфокоммуникационными сетями специального назначения // Н&ES: Научные технологии в космических исследованиях Земли. № 2. 2012.
3. Буренин А.Н., Легков К.Е. Особенности архитектур, функционирования, мониторинга и управления полевыми компонентами современных инфокоммуникационных сетей специального назначения // Н&ES: Научные технологии в космических исследованиях Земли. № 3. 2013.
4. Буренин А.Н., Легков К.Е. Инфокоммуникационные системы и сети специального назначения. Основы построения и управления. М.: ИД Медиа Паблишер. 2015. 348 с.
5. Хинчин А. Я. Работы по математической теории массового обслуживания. М.: Физматгиз. 1963. 236 с.
6. Захаров Г. П. Методы исследования сетей передачи данных. М.: Радио и связь. 1982. 208 с.
7. Прохоров Ю.В., Розанов Ю.А. Теория вероятностей. СМБ. М.: Наука. 1967. 406 с.
8. Диткин В.В., Прудников А.П. Интегральные преобразования и операционное исчисление. СМБ. М.: Наука. 1966. 348 с.

#### REFERENCES

1. Federal Law "On Communications" of July 7, 2003 N 126-FZ (as amended).
2. Legkov K.E., Burenin A.N. Some problems of management of modern infocommunication networks of special purpose // Н&ES: High-tech technologies in space research of the Earth. No. 2. 2012.

3. Burenin A.N., Legkov K.E. Features of architectures, functioning, monitoring and management of field components of modern infocommunication networks of special purpose // H&ES: High-tech technologies in Earth space research. No. 3. 2013.
4. Burenin A.N., Legkov K.E. Infocommunication systems and special purpose networks. Fundamentals of construction and management. Moscow: ID Media Publisher. 2015. 348 p.
5. Khinchin A. Ya. Works on the mathematical theory of queuing. M.: Fizmatgiz. 1963. 236 p
6. Zakharov G. P. Methods of research of data transmission networks. M.: Radio and communications. 1982. 208 p.
7. Prokhorov Yu.V., Rozanov Yu.A. Probability theory. SMB. M.: Nauka. 1967. 406 p.
8. Ditkin V.V., Prudnikov A.P. Integral transformations and operational calculus. SMB. M.: Nauka. 1966. 348 p.



## ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ДВУХПОРОГОВЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЬ/ПАУЗА ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ

Д. С. Юдаков<sup>1</sup>, А. П. Чернышов<sup>1</sup>, С. Алшавва<sup>1</sup>, А. Д. Юдаков<sup>2</sup>, К. С. Шалаев<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА им. Проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Воронежский Государственный Университет, Воронеж, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен процесс разделения речевого сигнала абонента на участки, содержащие речевую активность и паузы. Разработан устойчивый к фоновым шумам алгоритм сегментации сигнала по принципу речь/пауза для дальнейшего использования в системах распознавания речевых сигналов. Разработан алгоритм вычисления порога, на основе измеренного мгновенного отношения сигнал/шум. Проведена аппроксимация характеристики порога при помощи многочлена и нейронной сети. Проведен анализ использования разработанного алгоритма на основе базы данных реальных голосов. На основании полученных результатов, можно сделать вывод о том, что предлагаемый алгоритм позволит значительно повысить характеристики систем идентификации абонента по голосу на основе предварительной обработки речевого сигнала.

**Ключевые слова:** системы распознавания речи, помехоустойчивость, сегментация, речевой сигнал, пауза.

## NOISE-RESISTANT TWO-THRESHOLD SEGMENTATION ALGORITHM SPEECH/PAUSE FOR SPEAKER IDENTIFICATION SYSTEMS BY VOICE

D. S. Yudakov<sup>1</sup>, A. P. Chernyshov<sup>1</sup>, S. Alshavva<sup>1</sup>, A. D. Yudakov<sup>2</sup>, K. S. Shalaev<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarina, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>Voronezh State University, Voronezh, Russia

**Abstract.** The process of dividing the speaker's speech signal into sections containing speech activity and pauses is considered. A speech/pause signal segmentation algorithm resistant to background noise has been developed for further use in speech signal recognition systems. An algorithm for calculating the threshold based on the measured instantaneous signal-to-noise ratio has been developed. The threshold characteristic was approximated using a polynomial and a neural network. The analysis of the use of the developed algorithm based on a database of real voices is carried out. Based on the results obtained, it can be concluded that the proposed algorithm will significantly improve the characteristics of subscriber identification systems by voice based on pre-processing of the speech signal.

**Keywords:** speech recognition systems, noise immunity, segmentation, speech signal, pause.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Системы идентификации абонента применяются для бесконтактного определения личности, и в зависимости от результата, выдаче доступа человека к работе с терминалами. Такая система должна обеспечивать максимальную точность идентификации, а также, быть устойчива к внешним воздействиям в виде имитации голоса или воздействия шумов, поэтому анализу с целью извлечения идентификаторов

должна подвергаться только речь абонента без учета пауз, которые снижают качество их получения. В настоящее время разработано достаточно большое количество алгоритмов сегментации сигнала абонента речь/пауза, но их общим недостатком является неспособность адаптации к изменяющемуся отношению сигнал/шум.

## 2. АКТУАЛЬНОСТЬ

Высокое качество и надежность работы систем идентификации абонента получится достичь благодаря реализации эффективных алгоритмов предварительной обработки сигналов и методов борьбы с различными шумовыми воздействиями, неизбежно возникающими в каналах передачи информации.

Поэтому, задача разработки алгоритма предварительной обработки речевого сигнала с целью выделения участков, содержащих речевую активность, является актуальной задачей.

Речевой сигнал абонента представляет собой участки сигнала, несущие информацию, и участки сигнала, не несущие информацию, то есть паузы различного рода. Речь человека по своей природе является нелинейным и нестационарным сигналом достаточно сложной формы, характеристики которого очень быстро изменяются в течении достаточно короткого времени.

Если время анализа речевой активности абонента сократить до 5-100 мс, то характеристики речевого сигнала становятся стационарными. Также в речи присутствуют паузы, длительность которых будет определяться произносимыми словами и варьироваться от 0,1 до 1.5 с [1, 2].

Как уже было отмечено, паузы в речи по своим характеристикам будут очень слабо отличаться для различных абонентов. Воздействие шума на участки речевой активности будет значительно снижать качество получаемых идентификаторов абонента, и как следствие, приведет к увеличению числа ошибок системы идентификации.

Точное обнаружение границ участков пауз позволит повысить качество вычисленных идентификаторов, облегчит работу последующих алгоритмов фильтрации шума, а также снизит вычислительную нагрузку при дальнейшей идентификации абонента.

В настоящее время разработаны и применяются на практике следующие алгоритмы сегментации речь/пауза речевых сигналов:

1. STE (Short-time Energy) - алгоритм основан на использовании кратковременной энергии [3];
2. ZCR - алгоритм, основанный на использовании количества переходов сигнала через нуль в короткие промежутки времени [4];
3. Помехоустойчивый алгоритм, основанный на совместном использовании STE и ZCR [5];
4. Алгоритм сегментации речь/пауза на основе декомпозиции на эмпирические моды и одномерного расстояния Махаланобиса [6].

Общим недостатком известных методов сегментации является низкая устойчивость к резкому возрастанию фоновых шумов, но при очень больших отношениях сигнал/шум получается добиться выделения участков с речевой активностью с точностью до 80% [1], при этом, с возрастанием уровня фоновых шумов, наряду со снижением вероятности выделения участков речевой активности до 67,2% (при отношении сигнал/шум 5 Дб), возникают ошибки, связанные с увеличением вероятности ложной тревоги, т.е. ошибочным присвоением фрагменту «паузы» статуса «речь». На качество работы алгоритмов сегментации значительно влияют

невокализованные звуки (доля в речевом сигнале составляет 32 %), которые по своим характеристикам очень близки к фоновым шумам.

Исходя из особенностей русского языка звонкие звуки речи, особенно гласные, имеют высокий уровень интенсивности, глухие – низкий, в среднем, на 20 дБ ниже уровня гласных. Динамический диапазон уровней речи находится в пределах 35...45 дБ. Длительность отдельных звуков речи составляет 20...350 мс. Гласные звуки, в свою очередь, имеют большую длительность (в среднем около 200 мс), чем согласные (гласные около 80 мс, а согласные около 30 мс). Речь с физической точки зрения состоит из последовательности звуков речи с паузами между их группами. Паузой считается отсутствие речи в течение времени, большего 350 мс. В целом, средняя длительность пауз составляет приблизительно 16 % от длительности речи, а средняя скорость речи 10...15 звуков/с. Перспективный алгоритм выделения участков речевой активности, с учетом особенностей формирования речевого сигнала, должен обеспечивать следующие характеристики:

- вероятность ложной тревоги (придания участку «паузы» статуса «речь») должна стремиться к нулю, так как более важно не пропустить на этап вычисления идентификаторов участков, не содержащих индивидуальных особенностей абонента;

- возможность адаптации к резкому изменению уровня фонового шума в пределах длительности интервала получения идентификатора;

- способность обеспечивать достаточно высокие показатели вероятности правильного обнаружения при низких отношениях сигнал/шум (учитывая, что вероятность очень малых отношений сигнал шум с выхода микрофона радиостанции достаточно мала, ограничимся нижним порогом в 5 Дб).

При построении алгоритма будем принимать во внимание, что в соответствии с физиологическими аспектами формирования речи человек перед произношением делает кратковременную паузу (обычно 200 мс или более). Этот участок не содержит речи и соответствует тишине с шумовым фоном, что позволит проанализировать его характеристики.

Диапазон речи, воспроизводимой среднестатистическим человеком, лежит в пределах 100 - 10000 Гц [7], поэтому алгоритмы расчета идентификаторов будут функционировать в этом диапазоне несмотря на то, что диапазон слышимости звуков человеческим ухом примерно в два раза больше, т.е. от 20 Гц до 20000 Гц. С увеличением частоты и ограниченным временем обработки на высоких частотах ошибка измерения идентификаторов будет увеличиваться за счет эффекта утечки спектра [8].

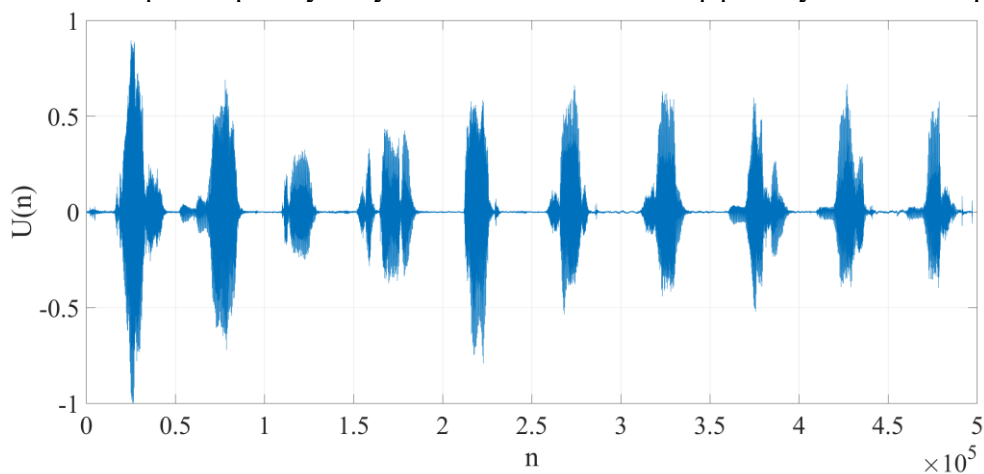


Рис. 1. Реализация речевого сигнала

Принимая во внимание, что речевой сигнал можно представить как сумму гармонических колебаний с различной амплитудой [9], частотой и начальной фазой, на

основании центральной предельной теоремы закон распределения речи на участке анализа будет иметь распределение, близкое к нормальному, а учитывая, что математическое ожидание гармонического сигнала при времени наблюдения соответствующем  $2k\pi$  (при  $k = 1, 2, \dots, K$ ) будет равно нулю, математическое ожидание суммы гармонических колебаний будет стремиться к нулю. Пример речевого сигнала представлен на рисунке 1, а гистограмма участков фонового шума и участков, содержащих речевую активность, представлена на рисунке 2.

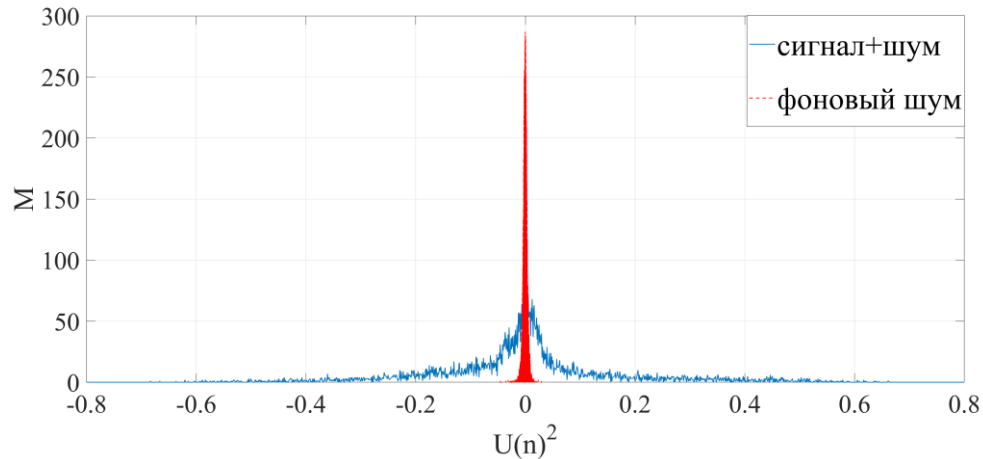


Рис. 2. Гистограмма участка паузы и участка речи

Анализ рисунка 2 подтверждает предположение о близком к нулю математическом ожидании смеси речевого сигнала и фонового шума. Принимая во внимание необходимость определения принадлежности отсчета к сигналу либо паузе, встает задача выбора порога, близкого к оптимальному.

Принимая во внимание, что и пауза, и речь имеют гауссовскую плотность распределения вероятности с нулевым математическим ожиданием, рассмотрим возможность установки порога на уровне  $3\sigma_u$ , при этом  $\sigma_u$  - среднее квадратическое отклонение (СКО) при отсутствии полезного сигнала. Тогда, вероятность пропуска участка речи, в зависимости от отношения сигнал/шум, будет определяться как:

$$P_{np} \left( \frac{\sigma_u}{\sigma_{c+u}} \right) = 2 * \int_0^h \frac{1}{\sigma_{ex} \sqrt{2\pi}} \exp \left( -\frac{x^2}{2\sigma_{ex}^2} \right) dx = erf \left( \frac{h}{\sigma_{ex} \sqrt{2\pi}} \right), \quad (1)$$

где,  $erf \left( \frac{h}{\sigma_{ex} \sqrt{2\pi}} \right)$  - функция ошибок Гаусса,  $h$  - порог,  $\sigma_{ex}$  - СКО смеси на входе приемника.

При отсутствии речевого сигнала вероятность пропуска сигнала определяется как:

$$P_{np} \left( \frac{\sigma_u}{\sigma_u} \right) = erf \left( \frac{3\sigma_u}{\sigma_u \sqrt{2}} \right) = 0.9973, \quad (2)$$

а при наличии речи:

$$P_{np} \left( \frac{\sigma_u}{\sigma_{c+u}} \right) = erf \left( \frac{3\sigma_u}{\sigma_{c+u} \sqrt{2}} \right) = erf \left( \frac{3}{\sqrt{2Q}} \right), \quad (3)$$

Рассмотрим зависимость (3) на графике (Рисунок 3). Из рисунка 3 видно, что выделить достаточно большой процент сигнала (более 80%) можно только при очень больших отношениях сигнал/шум.

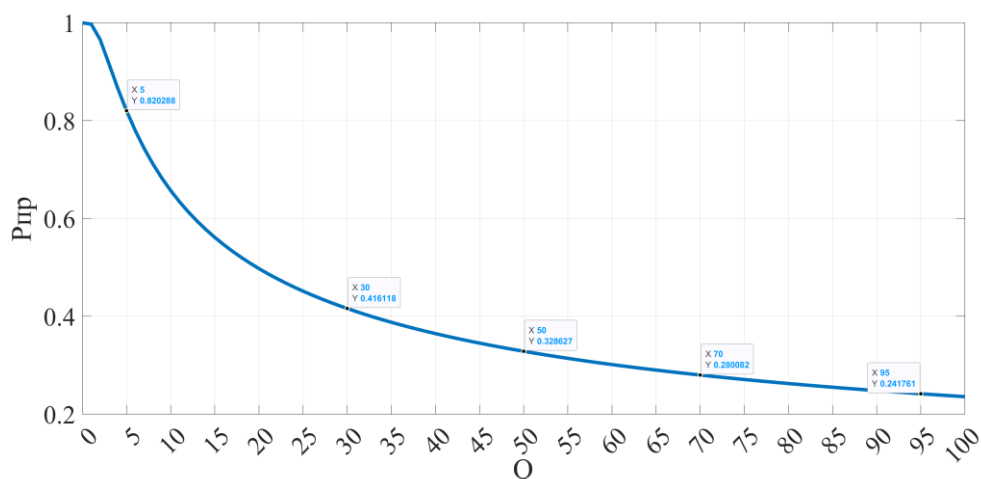


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска речи от отношения сигнал/шум

Работа разработанного алгоритма при значительно малых фоновых шумах показана на рисунке 4.

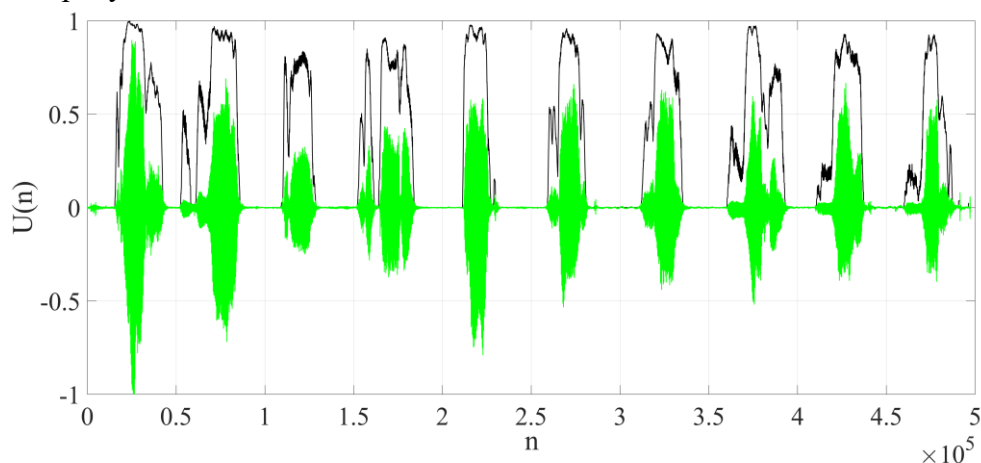


Рис. 4. Пример сегментации речь/пауза сигнала на рисунке 2

По результатам сегментации получили, что участку «речь» принадлежит 152300 отсчетов, а участку «пауза» 345200 отсчетов, что позволяет также снизить объем информации, передаваемый в канале связи.

При увеличении мощности фонового шума, с увеличением  $3\delta_u$  вероятность ошибки значительно увеличивается, что приводит к значительному снижению процента выделенного полезного сигнала.

Увеличить отношение сигнал/шум в полосе сигнала можно с использованием фильтрового метода, принимая во внимание, что работа ведется с цифровыми сигналами увеличение отношения сигнал/шум на выходе идеального полосового фильтра в зависимости от величины на входе будет определяться как:

$$N = \frac{f_o}{2\Delta f}, \quad (4)$$

где,  $f_o$  - частота дискретизации сигнала,  $\Delta f$  - полоса пропускания фильтра.

Принимая во внимание, что основная часть энергии сигнала лежит в полосе до 3400 Гц, а особенности голоса содержатся в полосе до 5600 Гц, увеличивая частоту дискретизации, можно получить значительное увеличение отношения сигнал/шум в полосе сигнала. Например, при частоте дискретизации  $f_o = 44100$  Гц, и полосе

пропускания фильтра  $\Delta f = 2000$  Гц, получаем выигрыш в отношении сигнал/шум в 11,02 раз.

Анализируя рисунок 3, можно сделать вывод о том, что применение гребенки фильтров в полосе от 300 до 5600 Гц, позволит получить определенный выигрыш по вероятности потери полезного сигнала, вместе с тем, снижение полосы пропускания будет приводить к увеличению числа фильтров, а при учете, что полосы соседних фильтров должны частично пересекаться, чтобы не потерять часть сигнала, затраты будут достаточно велики.

Таким образом, при достаточно малом отношении сигнал/шум, сегментация на основе (1) дает неудовлетворительные результаты.

Решить данную проблему можно введением второго порога на выходе фильтров. При вычислении второго порога воспользуемся Байесовским классификатором, на интервале накопления информации будем считать, что для каждого отсчета вероятность превышения порога постоянна и определяется в соответствии с (3). Будем рассматривать только два случая для каждого отсчета внутри окна анализа, гипотеза Н1 - амплитуда отсчета превысила порог и Н2 - амплитуда отсчета не превысила порог, вероятность превышения порога для каждого отсчета будем считать одинаковой и определим на основании (3), в зависимости от отношения сигнал/шум на входе. Тогда, зная количество отсчетов в окне  $N$ , с использованием формулы Бернулли, определим наиболее вероятное число отсчетов в окне, превысивших порог:

$$N1 = \text{ceil} \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N C_N^i P^i Q^{N-i} \right), \quad (5)$$

где,  $P$  - вероятность гипотезы Н1;  $Q = 1 - P$  - вероятность гипотезы Н2.

Определим число отсчетов  $N2$  для которых:

$$P_{N2} = \sum_{i=1}^{N2} P(i) \approx 0.999, \quad (6)$$

где,  $P(i)$  - вероятность что порог превысит  $i$  отсчетов.

Принимая во внимание, что при достаточно большом числе испытаний:

$$P_{N1} = \sum_{i=1}^{N1} P(i) \approx 0.5, \quad (7)$$

Далее, с учетом измеренного отношения сигнал/шум, рассчитанного  $N$  и на основе (1), (2) и (3) определяется значение порога:

$$H = \frac{2 * N2}{N}, \quad (8)$$

т.е. с уменьшением  $P(i)$  уменьшается  $N2$ , а при учете, что  $N$  постоянно, значение порога уменьшается, при очень больших отношениях сигнал/шум  $H \approx 2$ .

Вычисленное значение  $H$  корректирует значение порога в зависимости от мгновенно измеренного отношения сигнал/шум.

Реализация зашумленного сигнала с рисунка 1 представлена на рисунке 5. Отношение сигнал/шум на рисунке 5 для участка слова «раз» максимально и равно 15, а для участка слова «три» минимально и равно 4.

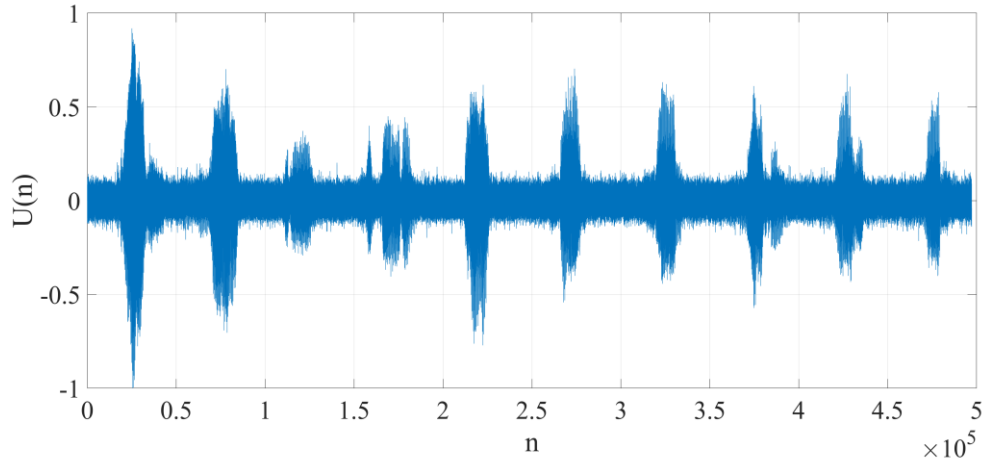


Рис. 5. Пример реализации зашумленного сигнала

На рисунке 6 представлен результат реализации сегментации зашумленного сигнала, представленного на рисунке 5 с использованием представленного алгоритма.

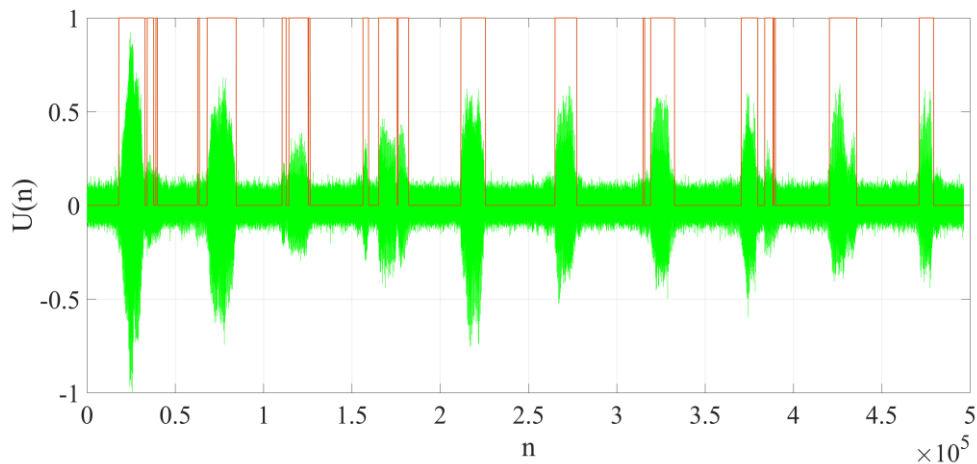


Рис. 6. Пример сегментации речь/пауза сигнала на рисунке 5

### 3. АНАЛИЗ АЛГОРИТМА

Проведем анализ работы полученного алгоритма на различных входных реализациях, с использованием базы данных голосов абонентов с сайта The Open Speech Repository [10], при анализе учитывался процент правильно обнаруженных участков «речь» и процент ложных обнаружений участков «речь», усредненные результаты анализа работы алгоритма представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты работы полученного алгоритма

Отношение (сигнал+шум) / шум	Отношение (сигнал+шум) /шум Дб	Процент правильно обнаруженных участков «речь», %	Процент ложных обнаружений участков «пауза» классифицированных как «речь», %
100	20	99.27	0
63.3	18	98.64	0
25.4	14	92.44	0
13.1	11.2	82.80	0

10.6	10.2	79.43	0
7.10	8.51	76.97	0
5.5	7.4	70.30	0
4.51	6.54	70.23	0.04
3.65	5.62	71.03	0.31
3.17	5	71.97	0.93
2.85	4.55	73.62	1.45
2.51	4	76.77	4
2.24	3.5	86.94	22.90
2	3	88.61	37.62

Анализ таблицы 1 показывает, что на основании поставленной задачи выделить максимальный процент участков, содержащих «речь» и при стремлении к нулю ложно выделенных отсчетов, принадлежащих к «паузам», алгоритм показывает достаточно хорошие результаты до уровня соотношения сигнал/шум равного 4.5 Дб. При увеличении мощности шума процент ложных срабатываний значительно возрастает, что в свою очередь приведет к ошибкам в измерении идентификаторов. Снижение процента правильного обнаружения участков «речь» в диапазоне от 10 Дб до 5 Дб обусловлено наличием невокализованных звуков, энергия которых как было показано выше значительно меньше, чем у вокализованных, и они классифицируются как «пауза».

Принимая во внимание, что отношение сигнал/шум меньше 5 Дб в микрофоне радиостанции маловероятно, можно признать работу алгоритма достаточно эффективной.

Для ускорения быстрогодействия при технической реализации алгоритма необходимо упростить механизм получения значений порога, так как вычисление наиболее вероятного значения для каждой реализации окна анализа является достаточно ресурсозатратной.

Для ускорения расчетов проведем аппроксимацию выражения (8) полиномом, при этом степень полинома выберем таким образом, что при увеличении степени полинома на единицу средний квадрат ошибки аппроксимации меняется не более чем  $e = 0.0001$ . На основании расчетов получим полином 5 степени:

$$P(x) = 6.6903 \cdot 10^{-8} \cdot x^5 - 9.3620 \cdot 10^{-6} \cdot x^4 + 5.2987 \cdot 10^{-4} \cdot x^3 - 158 \cdot 10^{-4} \cdot x^2 + 0.2607 \cdot x - 0.0018, \quad (9)$$

Результат расчетов по выражению (8) и результата аппроксимации по (9) представлены на рисунке 7.

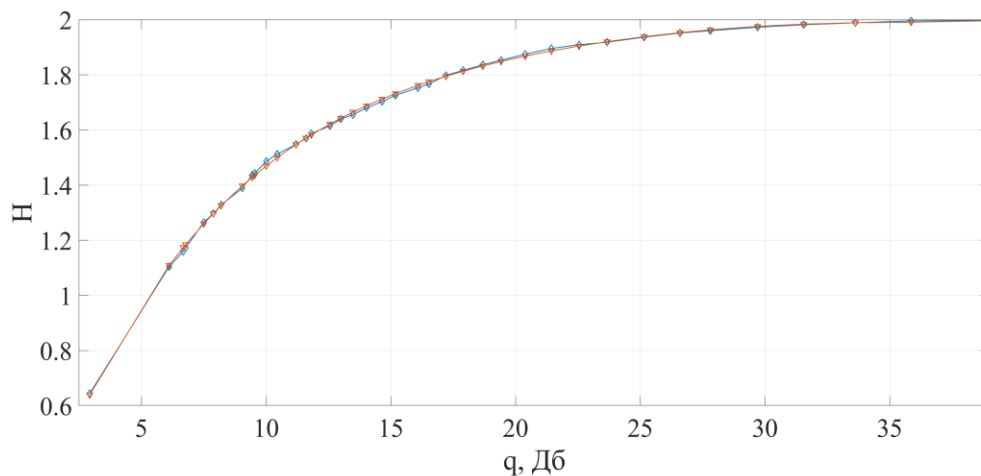


Рис. 7. Аппроксимация значения порога многочленом



Далее, используя (9), подготовим базу для обучения нейронной сети. Нейронную сеть создадим с использованием пакета Neural network toolbox программы Matlab. Структуру сети выберем на основе минимизации ошибок при обучении, при этом наиболее важно добиться минимальных ошибок в диапазоне 5-30 Дб, при обучении сети использовался алгоритм на основе байесовской теории регуляризации. Структура нейронной сети для расчета порога в зависимости от отношения сигнал/шум представлена на рисунке 8, а на рисунке 9 представлен результат обучения сети и график ошибок сети. Анализ рисунков 8 и 9 позволяет сделать вывод, что предложенный вариант сети для расчета порога можно использовать при технической реализации алгоритма.

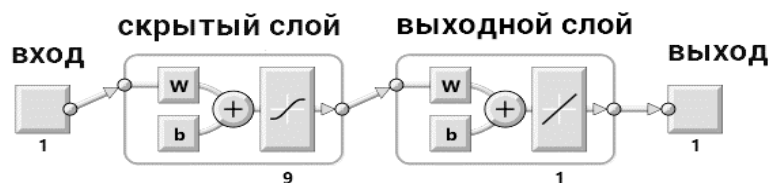


Рис. 8. Структура нейронной сети для эксперимента

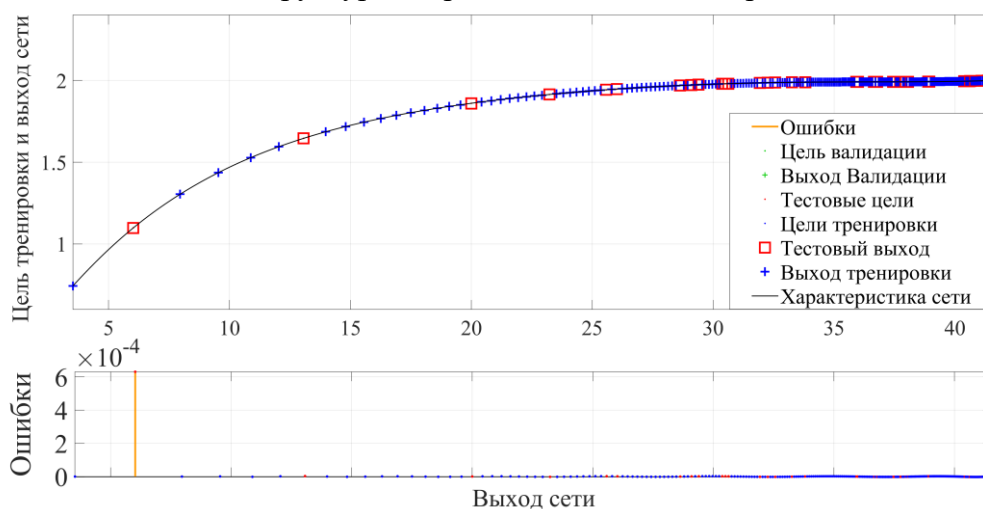


Рис. 9. Аппроксимация значения порога нейронной сетью

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье рассмотрен помехоустойчивый двухпороговый алгоритм сегментации речь/пауза, применение которого в системах идентификации абонентов по голосу позволит значительно снизить ошибки идентификации, за счет более точного вычисления идентификаторов, основанном на использовании только участков, содержащих речевую активность абонента.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Алимуратов А. К., Чураков П. П. Помехоустойчивый адаптивный алгоритм сегментации «сигнал/пауза» для систем распознавания речи // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион, 2015, №2(34). – С. 82-94.
2. Шейкин Р. Л. К анализу механизмов возникновения пауз в речи // Механизмы речеобразования и восприятия сложных звуков. М., 1966. - С. 31-44.
3. Atal, B. A pattern recognition approach to voiced-unvoiced-silence classification with applications to speech recognition / B. Atal, L.R. Rabiner // Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions, 1976, Vol. 24 (3), Jun. -P. 201–212.

4. Childers, D. G. Silent and Voiced/Unvoiced. Mixed Excitation (Four-Way), Classification of Speech / D. G. Childers, M. Hand, J. M. Larar // IEEE Transaction on ASSP, 1989, Vol. 37 (11), Nov. - P. 1771–1774.
5. Greenwood, M. SUVing: Automatic Silence/ Unvoiced/ Voiced Classification of Speech: Undergraduate Coursework, Department of Computer Science / M. Greenwood, A. Kinghorn. The University of Sheffield, UK, 1999. - 4 p.
6. Алимуратов А.К., Тычков А.Ю. Алгоритм сегментации речь/пауза на основе декомпозиции на эмпирические моды и одномерного расстояния Махаланобиса //Труды МФТИ, 2021, Том 13, №3. - С. 5-22.
7. Rossing T.D. (Ed.) Springer Handbook of Acoustics. // Springer Science+Business Media, LLC New York, 2007. - P. 1-23.
8. Юдаков Д.С., Чернышов А.П., Митрофанова С.В. Алгоритм расчета Мел-спектральных коэффициентов для систем текстонезависимой идентификации абонента радиосети// Военно-космические силы. Теория и практика, 2021, №4 (20). - С. 86-95.
9. Юдаков Д.С., Чернышов А.П., Харченко В.В., Митрофанова С.В. Моделирование звукового сигнала абонента для систем распознавания речи и оценка его помехоустойчивости// Военно-космические силы. Теория и практика, 2022, №7 (23). - С. 16-32.
10. The Open Speech Repository. [https://www.voiptroubleshooter.com/open\\_speech](https://www.voiptroubleshooter.com/open_speech), 21.12.2022.

#### REFERENCES

1. Alimuradov A. K., Churakov P. P. Noise-resistant adaptive segmentation algorithm "signal/pause" for speech recognition systems // Izvestia of higher educational institutions. Volga Region, 2015, №2(34). – P. 82-94.
2. Sheikin R. L. To the analysis of the mechanisms of occurrence of pauses in speech // Mechanisms of speech formation and perception of complex sounds. M., 1966. - P. 31-44.
3. Atal, B. A pattern recognition approach to voiced-unvoiced-silence classification with applications to speech recognition / B. Atal, L.R. Rabiner // Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions, 1976, Vol. 24 (3), Jun. -P. 201–212.
4. Childers, D. G. Silent and Voiced/Unvoiced. Mixed Excitation (Four-Way), Classification of Speech / D. G. Childers, M. Hand, J. M. Larar // IEEE Transaction on ASSP, 1989, Vol. 37 (11), Nov. - P. 1771–1774.
5. Greenwood, M. SUVing: Automatic Silence/ Unvoiced/ Voiced Classification of Speech: Undergraduate Coursework, Department of Computer Science / M. Greenwood, A. Kinghorn. The University of Sheffield, UK, 1999. - 4 p.
6. Alimuradov A.K., Tychkov A.Yu. Speech/pause segmentation algorithm based on decomposition into empirical modes and one-dimensional Mahalanobis distance //Proceedings of MIPT, 2021, Volume 13, No. 3. - P. 5-22.
7. Rossing T.D. (Ed.) Springer Handbook of Acoustics. // Springer Science+Business Media, LLC New York, 2007. - P. 1-23.
8. Yudakov D.S., Chernyshov A.P., Mitrofanova S.V. Algorithm for calculating Chalk-spectral coefficients for text-independent identification systems of a radio network subscriber// Military space forces. Theory and practice, 2021, №4(20). - P. 86-95.
9. Yudakov D.S., Chernyshov A.P., Kharchenko V.V., Mitrofanova S.V. Modeling of a subscriber's audio signal for speech recognition systems and evaluation of its noise immunity// Military space forces. Theory and practice, 2022, №7(23). - P. 16-32.
10. The Open Speech Repository. [https://www.voiptroubleshooter.com/open\\_speech](https://www.voiptroubleshooter.com/open_speech), 21.12.2022.

## ПРЕДИКТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

О. М. Лепешкин<sup>1</sup>, О. А. Остроумов<sup>2</sup>, И. С. Черных<sup>2</sup>, А. С. Пермяков<sup>2</sup>, В. В. Ларькин<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский Политехнический университет Петра Великого, г. Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup>Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), г. Санкт-Петербург, Россия

<sup>3</sup>Михайловская военная артиллерийская академия, г. Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Современные сложные технические системы выполняют большое количество функций, при этом системы могут состоять из большого количества распределенных в пространстве элементов. Процессы, которые выполняет системы могут иметь важное критическое значение для других объектов систем, что определяет потребность в их устойчивом функционировании. При нарушениях функционирования система должна своевременно в режиме реального времени на них реагировать. В работе рассматривается предиктивный контроль процесса функционирования сложной технической системы, предназначенный для выявления и упреждающего реагирования на возникающие в ней нарушения.

**Ключевые слова:** критическая информационная инфраструктура, сложная техническая система, предиктивный контроль, критически важный объект, функциональная устойчивость, система управления, система связи.

## PREDICTIVE CONTROL OF A COMPLEX TECHNICAL SYSTEM FUNCTIONING PROCESS

O. M. Lepeshkin<sup>1</sup>, O. A. Ostroumov<sup>2</sup>, I. S. Chernykh<sup>2</sup>, A. S. Permyakov<sup>2</sup>, V. V. Larkin<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Military Orders of Zhukov and Lenin Red Banner Academy of Communications. Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (Military Academy of Communications), St. Petersburg, Russia

<sup>3</sup>Mikhailovskaya Military Artillery Academy, St. Petersburg, Russia

**Abstract.** Modern complex technical systems perform a large number of functions, while systems can consists of many elements distributed in space. The processes that the system performs can be of great critical importance for other objects of the systems, which determines the need for their stable functioning. In case of malfunctions, the system must respond to them in a timely manner in real time. The paper considers predictive control of a complex technical system functioning process, designed to identify and proactively respond to violations that occur in it.

**Keywords:** critical information infrastructure, complex technical system, predictive control, critical object, functional stability, control system, communication system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Значение информации с каждым годом растет, наряду с этим возрастает значение информационной инфраструктуры, предназначенной для ее обработки. Современная информационная инфраструктура страны включает большое количество элементов,

систем, сетей, объектов. Сложность таких объектов, систем обусловлена ее составом и возможностями по выполнению большого количества задач и функций, при этом ее элементы могут территориально разнесены на большие расстояния. Сложные технические системы (СТС): информационные, телекоммуникационные системы, системы управления, связи и т.д. в процессе функционирования выполняют определенный ограниченный набор функций и задач, выполнение которых позволяет достигать их целевого предназначения, при этом нарушение функционирования таких систем может приводить к нарушениям в других системах, тяжелым последствиям для организаций, общества, государства [1, 2]. Протекающие в системах процессы, технические средства и элементы, часто, бывают сильно чувствительны к малейшим изменениям внутренней и внешней среды, что определяет необходимость предвидения появления таких изменений, а также реакции на наступление событий нарушения функционирования системы и ее элементов в режиме реального времени или кратчайшие сроки.

Системы, их элементы нарушение функционирования, которых может привести к тяжелым последствиям становится критически важными для системы, других систем, объектов. Необходимость в устойчивом функционировании сложных технических систем, наличие в них критических элементов определяют потребности систем управления и лиц, принимающих решение, выявлять такие системы и их элементы, осуществлять их контроль функционирования и обеспечивать их функциональную устойчивость за счет выявления и устранения возникающих в системе нарушений [3-5]. Одним из инструментов, позволяющим это реализовать является реализация методов предиктивного контроля процесса функционирования СТС [6].

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Вопросом выявления и защиты критически важных объектов занимались давно, однако законодательно закрепили данный вопрос относительно недавно. Контроль обеспечения устойчивого функционирования критически важных объектов (КВО) государства осуществляет Министерство чрезвычайных ситуаций РФ, что закреплено в Федеральном законе от 21.12.1994 N 68-ФЗ «О защите населения и территорий от чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера». При этом, такие объекты потенциально подвержены влиянию факторов природного и техногенного характера, а последствия нарушения функционирования таких объектов могут привести к снижению безопасности жизнедеятельности населения [2].

Документом, регулирующим отношения в области безопасности информационной инфраструктуры является ФЗ № 187 от 12.07.2017 года «О безопасности критической информационной инфраструктуры (КИИ) РФ». Критичность проявляется в потенциальном нарушении функционирования объектов из-за воздействия компьютерных атак [2].

Количество дестабилизирующих факторов, влияющих на функционирование КВО, объектов КИИ, СТС значительно больше и не ограничивается только КА [2, 6]. Наряду с природными, техногенными факторами, компьютерными атаками на процесс функционирования СТС оказывают влияние другие внутренние и внешние факторы, результатом которых может быть нарушение функционирования СТС [7-10], поэтому рассматривая процесс функционирования критически важных объектов и систем главенствующую роль при определении критичности того или иного объекта, системы, элемента системы необходимо отдавать последствиям влияния факторов, а именно нарушению их функционирования. Существует необходимость обеспечения выявления критических элементов, объектов СТС, а также нарушений их функционирования и их

причин. Для этих целей предлагается использовать систему предиктивного контроля процесса функционирования СТС.

Построение автоматизированной системы предиктивного контроля процесса функционирования СТС, реализующая весь перечень ее потребностей, позволяющих, в первую очередь, обеспечить ее устойчивое функционирование обусловлено потребностями современных СТС, систем управления получать информацию в режиме реального времени. Результаты анализа систем контроля функционирования сложных технических систем показали возрастающую роль информационно технических систем (ИТС), выступающих в качестве интеграторов различных систем контроля и мониторинга и представляющих собой совокупности баз данных и баз знаний [11-15]. Способность систем контроля использовать ИТС определяют эффективность их применения.

Существующая единая система комплексного технического обслуживания и ремонта СТС является планово-предупредительной с периодическим контролем технического состояния элементов системы, с обязательным проведением определенных видов технического обслуживания в соответствии с наработкой или календарными сроками. Основной недостаток такого подхода заключается в отсутствии комплексного подхода к обслуживанию техники, что может привести к необоснованным затратам и трудоемкости работ, а также к несвоевременному выявлению нарушения функционирования системы и ее элементов из-за большого разрыва во времени между мероприятиями контроля.

Принятие решения о дальнейшей эксплуатации техники осуществляется по двухуровневой шкале: соответствует – не соответствует, на основании обнаружения отклонения от установленного нормативными документами состояния. В существующей системе контроля применяемые средства позволяют осуществлять контроль только при регламентных работах, что требует вывода их из СТС на время проведения таких работ, и не способны проводить анализ причин возникновения таких событий и влияния их возникновения на саму систему. Кроме этого, часто, из-за отсутствия возможности вывода технического средства из системы для проведения регламента часть работ может не проводиться, что опять же влияет на качество контроля и процесса функционирования СТС.

Отклонение того или иного параметра от нормы, в соответствии с руководством по эксплуатации, требует ремонта данного технического средства, при этом анализ возможности функционирования данного средства и способности им выполнять требуемый перечень задач и функций, необходимых для данной СТС, средства контроля не проводят и показать не могут.

Современная система предиктивного контроля функционирования СТС требует:

- создания информативных баз данных и баз данных;
- интеграции различных средств контроля и мониторинга СТС, возможности обработки получаемых параметров;
- интеграцию системы контроля в систему поддержки принятия решения и систему управления;
- разработки новых подходов к контролю процесса функционирования системы;
- реализацию процессного рискоориентированного подхода при осуществлении контроля;
- разработку подхода к описанию СТС, позволяющего учитывать процесс функционирования, выполняемые в ней регламенты;
- разработку унифицированных средств контроля для различных СТС, ведомств на основе отечественного оборудования и программного обеспечения;

автоматизации процесса контроля, формирования сценариев действий по устранению нарушений функционирования системы;

выявление нарушения функционирования системы на основе анализа функционирования контролируемой системы, изменения характеристик ее функционирования, а также влияния нарушения функционирования отдельных элементов на всю систему и ее элементы.

При формировании баз данных и баз знаний и использовании их в системе контроля СТС возникает вопрос вычислительной сложности в процессе контроля функционирования системы и обработки ее результатов. Для решения данной проблемы предлагается использовать профиль функционирования системы [6, 16], представляющие собой формализацию процесса выполнения целевого предназначения СТС в виде совокупности матриц, характеризующих структуру системы, ее возможности по предоставлению ресурсов для СТС и функциональную характеристику, описывающую процесс выполнения функций, задач и целей системы за счет имеющегося ресурса. Соответствие профиля функционирования системы ее реальному состоянию в данный момент времени будет определять ее функциональную устойчивость. Не соответствие – приводит к возникновению конфликта, обусловленного невыполнением функций, задачи, цели, отсутствием ресурса, что требует принятия решения для перевода системы из этого состояния в функционально устойчивое.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедрение систем предиктивного контроля должно привести к уходу от планово-предупредительного ремонта к ремонту по состоянию системы или их комплексному использованию. Основой системы контроля должна стать информационно-техническая система, функционирование которой осуществляется через взаимодействие баз данных и баз знаний, предназначенных для хранения информации о системе и процессе ее функционирования. Основным инструментом для реализации контроля предлагается использовать профиль функционирования СТС, характеризующий процесс функционирования системы.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Савищенко Н.В. Анализ реализации процессного подхода в управлении системой связи / Савищенко Н.В., Митрофанов М.В., Остроумов М.А., Ракицкий С.Н., Остроумов О.А. // Радиолокация, навигация и связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полета в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября — 30 сентября 2021 г.): в 4 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». - Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021, Т1. – 440 с. (с. 62-73).
2. Лепешкин О.М. К вопросу о понятии критической информационной инфраструктуры системы управления / Лепешкин О.М., Ковалев Д.С., Остроумов О.А., Остроумова Е.В. // I-metods, 2021, № 3. – с. 10-15.
3. Груздев Д.А. Мониторинг информационно-телекоммуникационных сетей / Груздев Д.А., Закалкин П.В., Кузнецов С.И., Тесля С.П. // Труды учебных заведений связи. 2016, Т.2, №4. – с. 46-50.
4. Бурлов В.Г. Теоретические основы управления риском. СПб.: НПО «Стратегия будущего». 2009 г. – 270 с.
5. Ахмадиев И. Р., Мартынюк И. А., Новиков П. А. Мониторинг сетей общего пользования в условиях компьютерных атак. Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право, 2019, №2(34). – с. 15-18.

6. Остроумов О.А. Систематизация основ методологии синтеза критической информационной инфраструктуры Российской Федерации / Остроумов О.А., Лепешкин О.М., Синюк А.Д. // Военная мысль, 2021, № 8. – с. 109–114.
7. Стародубцев Ю.И. Концептуальные направления решения проблем обеспечения устойчивости Единой сети электросвязи Российской Федерации в интересах органов государственной власти и военного управления / Стародубцев Ю.И., Иванов С.А., Закалкин П.В. // Военная мысль, 2021, № 4. – с. 39-49.
8. Коцыняк М.А. Методика оценки устойчивости информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства / Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму, 2019, № 1-2 (127-128). – с. 58-62.
9. Михайлов Р. Л. Оценка устойчивости сети связи в условиях воздействия на неё дестабилизирующих факторов / Михайлов Р. Л., Макаренко С. И. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2013, № 4. – с. 69-79.
10. Lepeshkin O.M. The communication system functional stability with critical objects / Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A., Sinyuk A.D. // В сборнике: Проблемы управления безопасностью сложных систем. Материалы XXIX международной научно-практической конференции. Москва, 2021. – с. 80-85.
11. Петренко С. А. Концепция поддержания работоспособности киберсистем в условиях информационно-технических воздействий // Труды ИСА РАН, 2009, Т. 41. – с. 175-193.
12. Haring I. Quantifying Resilience for Resilience Engineering of Socij Technical Systems / Haring I., Ebenhoch S., Stolz A. // Springer International Publishing, 2016. pp. 21-58. DOI: 10.1007/s41125-015-0001-x.
13. Шуравин А. С. Модель сетевого мониторинга распределенной системы управления от внешних сетевых воздействий / Шуравин А. С., Худайназаров Ю. К., Пермьяков А. С. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции, Воронеж, 2020. – с. 256-261.
14. Тарасов А.А. Проблема обеспечения гарантоспособности информационных систем и пути ее решения // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, 2000, № 32. – с. 78 - 80.
15. Ларичев О. И. Системы поддержки принятия решений: современное состояние и перспективы их развития / Ларичев О. И., Петровский А. В. // Итоги науки и техники. Сер. Техническая кибернетика, 1987, Т.21. – с. 131–164.
16. Баленко Е.Г. Метод построения профиля функционирования сложной технической системы / Баленко Е.Г., Лаута О.С, Федоров В.Х., Лепешкин О.М., Остроумов О.А. // Инженерный вестник Дона, 2023, №2. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183).

#### REFERENCES

1. Savishchenko N.V. Analysis of the process approach implementation in the management of the communication system / Savishchenko N.V., Mitrofanov M.V., Ostroumov M.A., Rakitsky S.N., Ostroumov O.A. // Radar, navigation and communication: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of Yu.A. Gagarin and G.S. Titov (Voronezh, September 29 - September 30, 2021): in 4 volumes / Voronezh State University; JSC "Concern" Constellation ". - Voronezh: VSU Publishing House, 2021, T1. – 440 p. (pp. 62-73).

2. Lepeshkin O.M. On the concept issue of control system critical information infrastructure / Lepeshkin O.M., Kovalev D.S., Ostroumov O.A., Ostroumova E.V. // I-methods, 2021, № 3. – pp. 10-15.
3. Gruzdev D.A. Monitoring of information and telecommunication networks / Gruzdev D.A., Zakalkin P.V., Kuznetsov S.I., Teslya S.P. // Proceedings of communication educational institutions. 2016, Vol.2, No.4. – pp. 46-50.
4. Burlov V.G. Theoretical foundations of risk management. St. Petersburg: NGO "Future Strategy". 2009 - 270 p.
5. Akhmadiev I. R. Monitoring of public networks under conditions of computer attacks / Akhmadiev I. R., Martynyuk I. A., Novikov P. A. // Information technologies and systems: management, economics, transport, law, 2019, № 2(34). – pp. 15-18.
6. Ostroumov O.A. Systematization of the methodology fundamentals for the synthesis of the critical information infrastructure of the Russian Federation / Ostroumov O.A., Lepeshkin O.M., Sinyuk A.D. // Military Thought, 2021, № 8. – pp. 109–114.
7. Starodubtsev Yu.I. Conceptual directions for solving the problems of ensuring the stability of the Unified Telecommunication Network of the Russian Federation in the interests of state authorities and military administration / Starodubtsev Yu.I., Ivanov S.A., Zakalkin P.V. // Military Thought, 2021, № 4, – pp. 39-49.
8. Kotsynyak M.A. Methodology for assessing the stability of the information and telecommunications network in the conditions of information confrontation / Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P. // Issues of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism, 2019, № 1-2 (127-128). – pp. 58-62.
9. Mikhailov R. L. Assessment of the stability of a communication network under the influence of destabilizing factors / Mikhailov R. L., Makarenko S. I. // Radio engineering and telecommunication systems, 2013, №4. – pp. 69-79.
10. Lepeshkin O.M. The communication system functional stability with critical objects / Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A., Sinyuk A.D. // In the collection: Problems of security management of complex systems. Materials of XXIX international scientific-practical conference. Moscow, 2021. – pp. 80-85.
11. Petrenko S. A. The concept of maintaining the efficiency of cyber systems under conditions of information and technical influences // Proceedings of the ISA RAS, 2009, V. 41. – pp. 175-193.
12. Haring I. Quantifying Resilience for Resilience Engineering of Socij Technical Systems / Haring I., Ebenhoch S., Stolz A. // Springer International Publishing, 2016. – pp. 21-58. DOI: 10.1007/s41125-015-0001-x.
13. Shuravin A. S. The network monitoring model of a distributed control system from external network influences / Shuravin A. S., Khudainazarov Yu. K., Permyakov A. S. // V collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference, Voronezh, 2020. – pp. 256-261.
14. Tarasov A.A. The problem of ensuring the reliability of information systems and ways to solve it // Security Systems, Communications and Telecommunications, 2000, № 32. – pp. 78 - 80.
15. Larichev O. I. Decision support systems: current state and prospects for their development / Larichev O. I., Petrovsky A. V. // Results of science and technology. Ser. Technical Cybernetics, 1987, V.21. – pp. 131–164.
16. Balenko E.G. Method for constructing the profile of a complex technical system functioning/ Balenko E.G., Lauta O.S., Fedorov V.Kh., Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A. // Engineering Bulletin of the Don, 2023, № 2. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183).



## ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

А. С. Селиванов<sup>1</sup>, Д. И. Беликов<sup>1</sup>, А. А. Сапрыкин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Современные технологии беспроводной связи являются важным средством коммуникации для многих отраслей, включая телекоммуникации, медицину, науку, армию и т.д. Однако, помехи, вызванные многими факторами, могут существенно повлиять на качество связи. Одним из методов для устранения влияния этих помех является прогнозирование их уровня для последующего выбора наименее зашумленных частот. В данной статье мы рассмотрим процесс сбора данных, их подготовки и создания модели для прогнозирования уровня помех в КВ, УКВ диапазонах с применением алгоритмов машинного обучения, в частности алгоритма градиентного бустинга деревьев решений. На основе данной модели осуществим прогноз и сравним его с реальными данными и оценим точность такого прогноза, а также возможность применения таких моделей в реальных задачах.

**Ключевые слова:** электромагнитные помехи, прогнозирование, машинное обучение, отбор признаков, fft; ray, optuna, xgboost.

## PREDICTION OF ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE USING MACHINE LEARNING ALGORITHMS

A. S. Selivanov<sup>1</sup>, D. I. Belikov<sup>1</sup>, A. A. Saprykin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

**Abstract.** Modern wireless communication technologies are an important means of communication for many industries, including telecommunications, medicine, science, the military, and so on. However, interference caused by many factors can significantly affect the quality of communication. One of the methods to eliminate the influence of these interferences is to predict their level for the subsequent selection of the least noisy frequencies. In this article, we will consider the process of collecting data, preparing them and creating a model for predicting the level of interference in the HF, VHF bands using machine learning algorithms, in particular, the algorithm for gradient boosting decision trees. Based on this model, we will make a forecast and compare it with real data and evaluate the accuracy of such a forecast, as well as the possibility of using such models in real problems.

**Keywords:** electromagnetic interference, forecasting, machine learning, feature selection, fft, ray, optuna, xgboost.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Конечная цель любого эксперимента, связанного с передачей сигналов - обеспечение высококачественной связи между отправителем и получателем. Однако, этому могут мешать помехи, вызванные различными факторами, такими как погода, электромагнитные помехи и другие внешние воздействия. Прогнозирование уровня помех с использованием алгоритмов машинного обучения может помочь в снижении влияния этих факторов на качество передачи данных.

В этой статье мы рассмотрим задачу прогнозирования уровня помех с использованием библиотеки XGBoost и различных предикторов.

## 2. СБОР ДАННЫХ

Для рассмотрения способов решения поставленной задачи, необходимо в первую очередь осуществить сбор данных. Нами планируется осуществлять прогнозирование шума в полосе частот КВ, УКВ диапазона, поэтому сбор данных осуществлялся по следующей схеме.

В качестве антенны был выбран несимметричный четвертьволновой вибратор с круговой диаграммой направленности, так как в нашем эксперименте важно не учитывать коэффициент усиления антенны в зависимости от направления. В качестве такового использовался отрезок провода длиной ~10 метров, таким образом, чтобы центральная частота приёма составила порядка 7.96 МГц.

В качестве приемного устройства был выбран широкополосный приемник с полосой пропускания 2.4 МГц и аналогово-цифровым преобразователем способным оцифровывать сигнал на частотах от 10Гц до 28.8 МГц, а также выдавать на выходе оцифрованный сигнал в виде отсчетов квадратурных компонент.

Данный приёмник был подключен к персональному компьютеру, настроен на центральную частоту приема 7.96 МГц. Запись сигнала проводилась один раз в минуту в файл с расширением wav длительностью 2 секунды с частотой дискретизации (fs) 2.4 миллионов отсчетов в секунду во избежание риска потери данных при буферизации.

На персональном компьютере была развернута база данных и в фоновом режиме запущен скрипт на языке python, который с периодичностью в минуту считывает файл, созданный драйвером приёмника, содержимое файла усекается до секундной длительности сигнала

```
data = file[:fs] ,
```

восстанавливает из квадратурных компонент исходный вид сигнала

```
dat = data.T[0]+1j*data.T[1],
```

затем с помощью модуля быстрого преобразования Фурье (fft) из библиотеки scipy конвертируется в частотную область [1]

```
sp = fft(dat, n=fs) .
```

Следующим этапом из спектра извлекается амплитудная часть и усредняется по мощности с шириной полосы в 1 кГц (base = 1000).

```
psd = (np.abs(sp)/len(sp))**2
```

```
psd_log = 10.0*np.log10(psd)
```

```
psd_log_shift = np.fft.fftshift(psd_log)
```

```
ts = psd_log_shift.reshape(fs//base,base)
```

```
ts = ts.sum(axis=1)/base
```

В результате в базу данных заносится строка из значений мощности спектра по частотам и метка времени записи данного сигнала.

Таким образом была сформирована база данных, содержащая описание спектральной мощности эфирного сигнала длительностью более полутора лет, которая была дополнена информацией из открытых источников об окружающей среде (температура, влажность, и т.д.), а также данными из рабочего календаря о выходных и праздничных днях. В этом случае каждый столбец, содержащий значение спектральной мощности будет являться временным рядом, который мы и будем исследовать. Для примера, возьмем столбец с частотой 7761кГц (частота выбрана случайным образом) используемый в данном эксперименте (далее по тексту будем называть этот столбец исходными данными).

### 3. ПРЕДОБРАБОТКА ДАННЫХ.

В процессе сбора данных мы можем столкнуться с непредвиденными факторами такими как:

- отключение электроэнергии,
- человеческий фактор,
- выход оборудования из строя,
- программные сбои.

Эти факторы приводят к искажению собираемой информации и, как итог, необработанные данные обычно содержат пропуски и аномальные выбросы. Данные искажения играют существенную роль в задачах анализа временных рядов и перед построением рабочей модели необработанные данные необходимо подготовить.

В первую очередь необходимо масштабировать и нормализовать (стандартизировать) данные.[1]

В данной задаче мы будем использовать стандартизацию, которая приводит данные к нулевому среднему значению и единичному стандартному отклонению. Это позволяет получить данные с более четко определенными свойствами, что улучшает работу алгоритмов машинного обучения. Нормализацию данных проведем путем вычитания из нормированных данных математического ожидания, в данном случае с учетом равновероятного появления всех значений ряда математическое ожидание равно среднему арифметическому значению нашего временного ряда

```
normalize = lambda df: df.sum()/len(df)
```

Масштабирование данных - это процесс преобразования данных в диапазон значений, который не превышает определенное значение, например, от 0 до 1. Это позволяет уменьшить разброс значений и сделать их более сопоставимыми между собой. Нормировку будем производить относительно шкалы измерения (данные находятся в диапазоне от 0 до -100 Дб)

```
norm = lambda df: (df-(-100))/(0-(-100))
```

После таких преобразований данные будут иметь размерность от 0 до 1 и будут локализованы около значения 0.5, что позволит ускорить тензорные вычисления, которые мы будем производить в дальнейшем.

После нормировки и нормализации нам необходимо удалить из данных аномальные выбросы и заполнить пропущенные значения временного ряда.

Для поиска и удаления выбросов воспользуемся классом ECOD из библиотеки PyOD, который представляет собой алгоритм обнаружения аномалий, основанный на методе эмпирических кумулятивных функций распределения (ECDF). ECDF — это функция, которая показывает, какая часть значений некоторой случайной величины меньше или равна определенному порогу. Алгоритм ECOD использует ECDF для вычисления расстояния между каждой парой отсчетов в наборе данных. Это расстояние показывает, является ли точка выбросом. Так как ECOD является методом обнаружения аномалий без учителя и имеет небольшую вычислительную сложность, он может быть применен к большим наборам данных. [2, 3]

```
from pyod.models.ecod import ECOD
ecod = ECOD()
ecod.fit(y)
result = ecod.predict(y)
```

Значение 1 в массиве result указывает на аномалию, 0 — на нормальные данные. Используя данное знание, удаляем из нашего набора данных аномальные выбросы.

Существует несколько методов заполнения пропущенных данных, включая:

- Заполнение нулями: отсутствующие значения заменяются нулями. Этот метод может работать, если пропущенные значения имеют смысл как нулевые значения, но в большинстве случаев он не рекомендуется.

- Заполнение средним значением: отсутствующие значения заменяются средним значением столбца, в котором они находятся. Этот метод хорошо работает с числовыми данными, но может исказить распределение данных.

- Заполнение медианой: отсутствующие значения заменяются медианным значением столбца, в котором они находятся. Этот метод также хорошо работает с числовыми данными, но может исказить распределение данных.

- Заполнение модой: отсутствующие значения заменяются модой (наиболее часто встречающееся значение) столбца, в котором они находятся. Этот метод хорошо работает с категориальными данными.

- Интерполяция: отсутствующие значения заменяются вычисленными по определенному алгоритму на основе данных, которые лежат между двумя соседними неизвестными значениями. Этот метод может использоваться для числовых данных, но может не работать хорошо для категориальных данных.

- Использование моделей машинного обучения: можно использовать модели машинного обучения, такие как регрессия или классификация, для предсказания отсутствующих значений. Этот метод может дать лучшие результаты, но требует больше вычислительных ресурсов и времени.

- Алгоритм MICE — расшифровывается, как алгоритм многомерного заполнения с помощью цепных уравнений. Метод, при котором пропущенные значения в наборе данных заполняются на основе данных из других столбцов. [4, 5]

В данном эксперименте применяется алгоритм на основе машинного обучения на основе деревьев решений, который показал точность выше, чем у остальных исследованных алгоритмов, но в то же время он имеет высокую вычислительную сложность, что негативным образом отражается на времени обучения и предсказания модели, а как следствие и на заполнении пропущенных значений. Описание данного алгоритма и его сравнительный анализ выходят за рамки этой статьи и будут описаны отдельно.

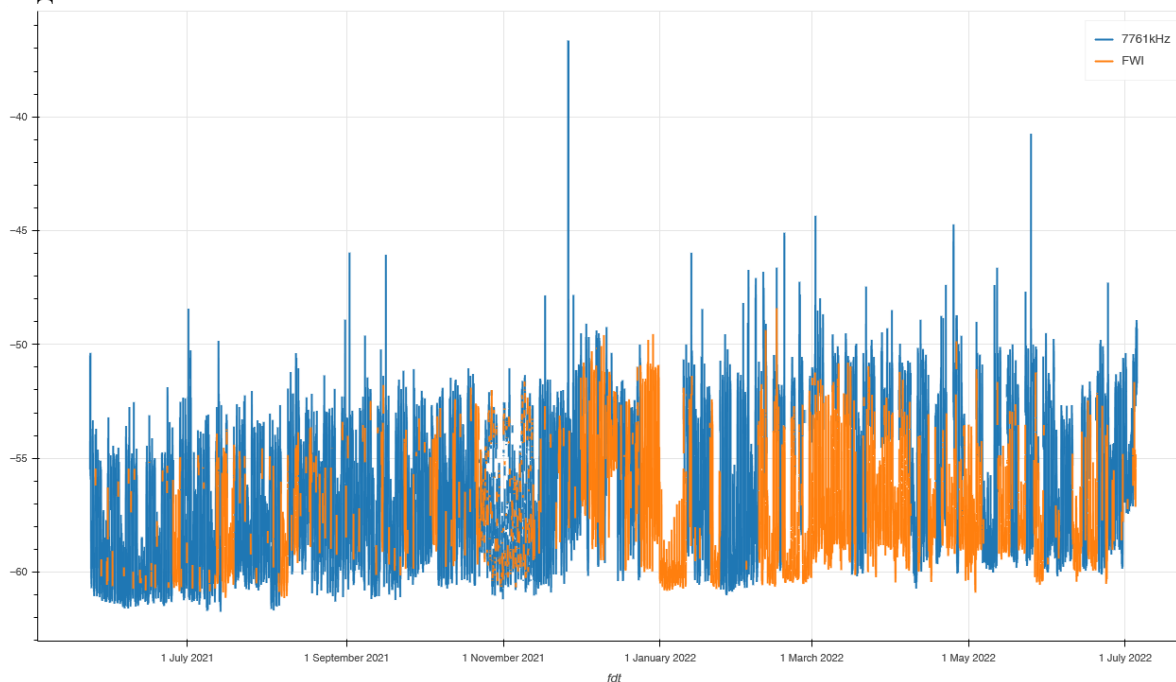


Рис. 1. Исходные и восстановленные данные.

Стоит отметить, что для моделей, описывающих поведение временных рядов, не допускается заполнять пропущенные значения в исходном наборе данных, опираясь на будущие значения временного ряда, то есть для пропущенного интервала  $\Delta t$  мы можем использовать лишь данные, находящиеся до искомого интервала, в противном случае мы вносим в данные рекурсивную зависимость от будущих значений ряда, что значительно ухудшает прогностическую способность модели или вовсе исключает её. Данный эффект называется ликом. [2] На рисунке 1 приведен исходный необработанный временной ряд (синим цветом, легенда - 7761кГц) и восстановленные пропуски (оранжевым цветом, легенда - FWI ) значений мощности амплитудного спектра сигнала на частоте 7761кГц.

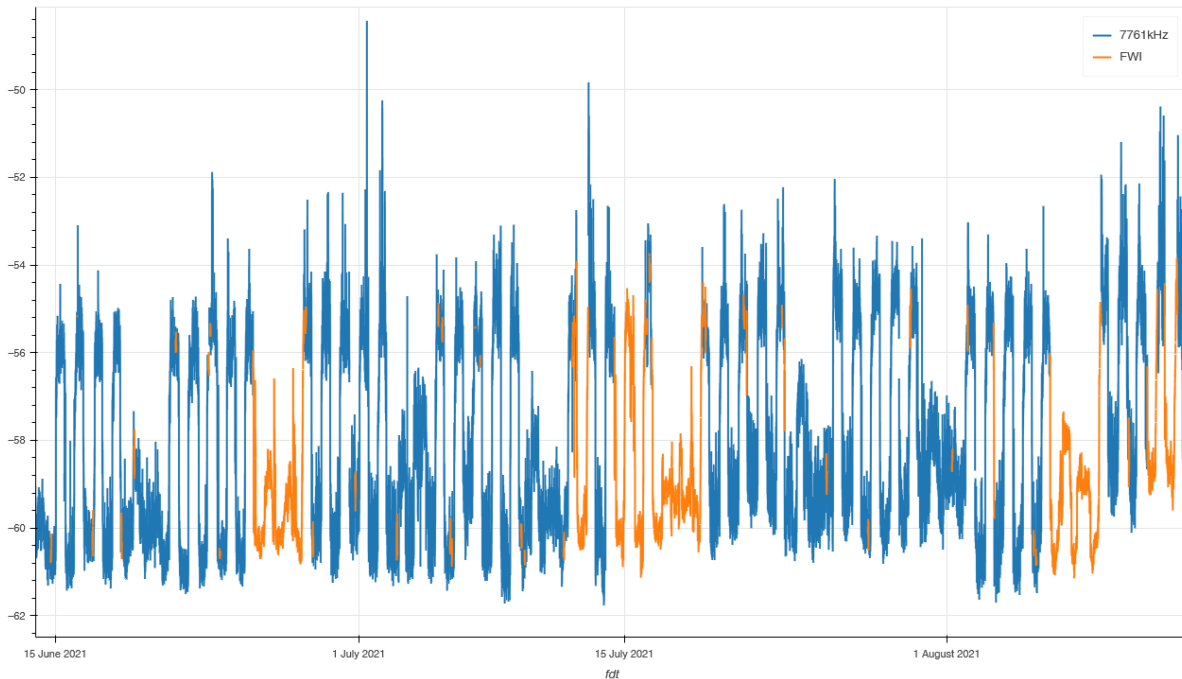


Рис. 2. Исходные и восстановленные данные в масштабе.

На рисунке 2 показаны исходные данные и заполненные значения в укрупненном масштабе (отображен отрезок времени от 15 июня 2021 до 15 августа 2021)

#### 4. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ОТБОР ПРИЗНАКОВ.

Создание и отбор признаков (предикторов) — это процесс выбора наиболее значимых и информативных признаков из набора данных, которые могут использоваться для построения моделей машинного обучения. Цель этого процесса — уменьшить размерность набора данных и улучшить производительность модели, увеличив ее точность и устойчивость к переобучению. Существует множество методов отбора признаков, которые можно объединить в классы:

Отбор признаков без учителя:

- Исключение признаков, имеющих высокую корреляцию друг с другом.

Отбор признаков с учителем:

- Методы фильтрации:

- Статистические методы (коэффициент корреляции Пирсона, коэффициент корреляции Спирмана, коэффициент взаимной информации, коэффициент хи-квадрат и другие).

- Методы на основе значимости признаков (расчет значимости на основе коэффициентов линейной регрессии, расчет значимости на основе метода опорных векторов).

- Оберточные методы (методы, применяемые к различным алгоритмам и постепенно добавляющие или удаляющие признаки на основе метрик точности).

- Встроенные методы оценки (такие, как значимость признаков на основе частоты их использования в моделях, основанных на деревьях решений).

- Гибридные методы.

В данном эксперименте в качестве предикторов мы используем всевозможные метеоданные, взятые из открытых источников, данные о состоянии ионосферы, набор признаков сгенерированных из временных меток, данные о солнечной активности, данные о выходных и праздничных днях, продолжительности рабочего дня, взятые из рабочего календаря, авторегрессионная компонента исходных подготовленных данных с необходимым временным лагом. Такой набор позволяет внести в модель максимальное количество априорной информации о рассматриваемом процессе и влияния на него всевозможных факторов, таких как электромагнитные индустриальные помехи, магнитные бури, помехи вызванные погодными условиями или состоянием ионосферных слоев. Авторегрессионная компонента позволяет учитывать различные явления циклического характера. Отбор признаков осуществлялся по гибриднему алгоритму, включающему усреднение значимости по различным классам методов, с последующим финальным усреднением, описание будет приведено в отдельной статье.

## 5. ВЫБОР МОДЕЛИ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ.

Для задачи прогнозирования будем использовать алгоритм градиентного бустинга, а именно, интерпретацию библиотеки XGBoost для языка Python. Эта библиотека позволяет эффективно работать с большими объемами данных и достигать высоких показателей качества предсказаний. Основной принцип работы XGBoost заключается в построении ансамбля деревьев решений, которые последовательно улучшают предсказательную способность модели. Алгоритм градиентного бустинга основан на последовательном обучении решающих деревьев, при котором каждое новое дерево стремится исправить ошибки предыдущего.[6]

XGBoost и Gradient Boosting Machines (GBM) — ансамбли методов деревьев, которые используют принцип бустинга слабых учеников (чаще всего, алгоритм построения бинарного дерева решений) при помощи архитектуры градиентного спуска. В свою очередь, XGBoost — улучшение фреймворка GBM через системную оптимизацию и усовершенствование алгоритма.

Параллелизация: В XGBoost построение деревьев основано на параллелизации. Это возможно благодаря взаимозаменяемой природе циклов, используемых для построения базы для обучения: внешний цикл перечисляет листья деревьев, внутренний цикл вычисляет признаки. Нахождение цикла внутри другого мешает параллелизовать алгоритм, так как внешний цикл не может начать своё выполнение, если внутренний ещё не закончил свою работу. Поэтому для улучшения времени работы порядок циклов меняется: инициализация проходит при считывании данных, затем выполняется сортировка, использующая параллельные потоки. Эта замена улучшает производительность алгоритма, распределяя вычисления по потокам.

Отсечение ветвей дерева: В фреймворке GBM критерий останова для разбиения дерева зависит от критерия отрицательной потери в точке разбиения. XGBoost использует параметр максимальной глубины `max_depth` вместо этого критерия и начинает обратное отсечение. Этот подход значительно улучшает вычислительную производительность.

Аппаратная оптимизация: Алгоритм был разработан таким образом, чтобы он оптимально использовал аппаратные ресурсы. Это достигается путём создания внутренних буферов в каждом потоке для хранения статистики градиента. Дальнейшие улучшения, как, например, вычисления вне ядра, позволяют работать с большими наборами данных, которые не помещаются в памяти компьютера.

Улучшения алгоритма:

Регуляризация: алгоритм штрафует сложные модели, используя как регуляризацию LASSO (L1), так и Ridge-регуляризацию (L2) для того, чтобы избежать переобучения.

Метод взвешенных квантилей: XGBoost использует его для того, чтобы наиболее эффективно находить оптимальные точки разделения в случае работы со взвешенным датасетом.

Кросс-валидация: алгоритм использует свой собственный метод кросс-валидации на каждой итерации. То есть, нам не нужно отдельно программировать этот поиск и определять количество итераций бустинга для каждого запуска.

## 6. ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ

Для обучения модели машинного обучения необходимо разбить набор данных на обучающую и тестовую выборки. Обучающая выборка используется для обучения модели, а тестовая - для оценки ее качества. Первые 70% обучающей выборки будем использовать для тренировки модели и оставшиеся 30% в качестве валидационного набора. Тестовые данные будем использовать для итоговой оценки качества прогноза модели.

В XGBoost реализовано множество параметров, которые необходимо настроить для достижения наилучшего качества модели. Одни из наиболее важных параметров - это количество деревьев, скорость обучения и глубина деревьев. Оптимизация гиперпараметров алгоритма машинного обучения является важной задачей для достижения максимальной точности модели. Традиционный подход к оптимизации включает в себя ручное определение набора гиперпараметров и последующую оценку качества модели для каждой их комбинации. Однако ручное определение может быть очень трудоемким и неэффективным, особенно для моделей с большим количеством гиперпараметров. Современные библиотеки оптимизации, такие как Optuna и Ray Tune, позволяют автоматизировать процесс и ускорить обучение модели. Библиотека Optuna является открытым программным обеспечением для оптимизации гиперпараметров алгоритмов машинного обучения. Она предоставляет API для определения пространства поиска гиперпараметров, а также для определения функции потерь и метрик качества модели. Optuna использует алгоритмы Tree-structured Parzen Estimator (TPE) и Successive Halving (SH), чтобы эффективно и автоматически находить оптимальные значения гиперпараметров. Библиотека Ray также является открытым программным обеспечением. Она использует алгоритмы HyperBand и Asynchronous Successive Halving. Ray также поддерживает распределенную обработку данных, что позволяет ускорить процесс оптимизации. [7, 8, 9]

В нашей работе мы использовали библиотеку Optuna для оптимизации гиперпараметров модели XGBoost, а также использовали библиотеку Ray для распределенной обработки данных. Мы определили пространство поиска гиперпараметров, включая параметры, такие как максимальная глубина дерева, скорость обучения и коэффициент регуляризации, а также функцию потерь и метрики качества модели. Затем мы использовали алгоритм TPE для оптимизации. Результаты оптимизации гиперпараметров показали, что мы можем достичь более высокой точности модели, чем при использовании гиперпараметров, заданных вручную.

Оптимизация гиперпараметров и тренировка модели были осуществлены на кластере, состоящем из нескольких персональных компьютеров, объединенных через локальную сеть. Сам кластер был создан при помощи пакета Ray для языка Python.[10] Это позволило создать полноценную масштабируемую вычислительную систему с незначительными изменениями основного кода программы. Для оценки качества модели были использованы несколько метрик: средняя абсолютная ошибка в процентах (MAPE) и среднеквадратическая ошибка (MSE). Данные метрики были ключевыми и минимизировались в процессе подбора гиперпараметров.

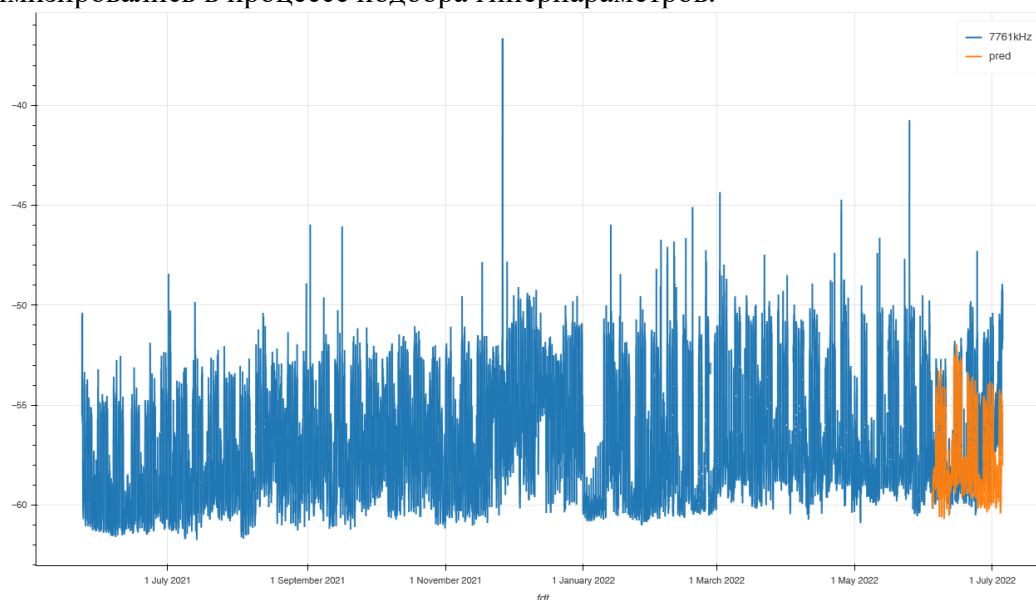


Рис. 3. Сравнение исходных данных и долгосрочного прогноза (31 день).

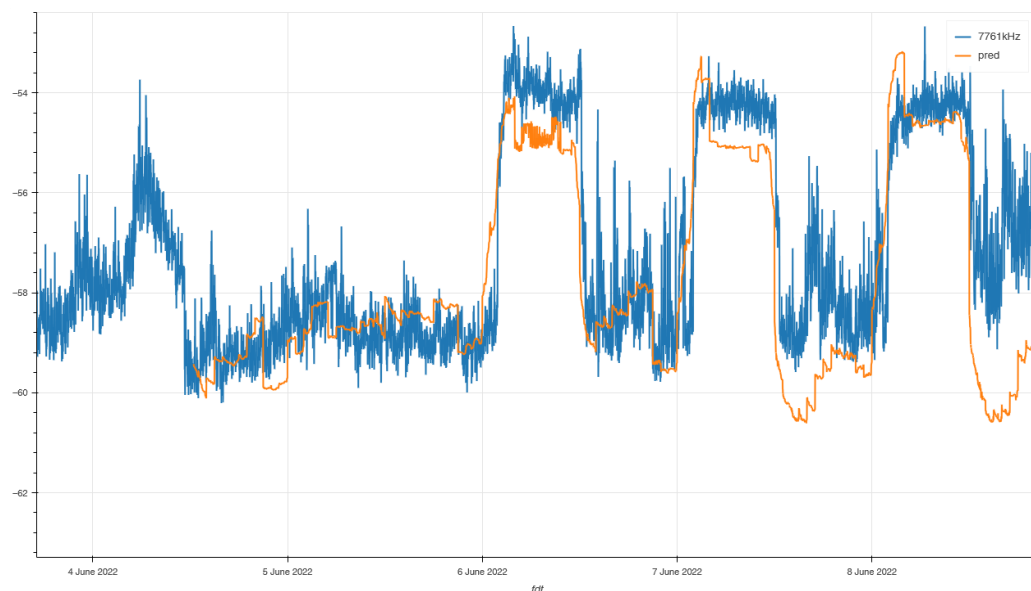


Рис. 4. Сравнение исходных данных и прогноза (первые 4 дня) рис.3 крупно.

Время обучения модели в кластере, состоящем из двух персональных компьютеров с 16-ти ядерными процессорами i9-11900K@3.50GHz, на подготовленных данных составляет от 2 до 15 минут, в зависимости от диапазона и шага гиперпараметров, в частности параметра `learning_rate`. После выполнения обучения можем приступить к прогнозированию уровня помех. Для этого необходимо предикторы из тестовой выборки передать на вход обученной модели. В результате получим предсказанный временной ряд «pred», который сравним со значениями



временного ряда из тестовой выборки. Визуализируем результат в виде графика рис.3, на котором совмещены реальные значения с заполненными пропусками (синим цветом, легенда - «7761кГц») и предсказанные значения модели (выделены оранжевым цветом, легенда - «pred»).

Построение прогноза заняло 18 минут, обучение производилось на выборке данных без учёта прогностического интервала и тестовой выборкой 10% от набора данных с метрикой оптимизации MAPE.

В результате эксперимента точность итоговой модели составила 1% для обучающей выборки, 2% для валидационного набора данных, 7% разницы для интервала спрогнозированных и реальных данных (тестовая выборка).

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье мы рассмотрели задачу прогнозирования уровня помех на заданной частоте с использованием алгоритма градиентного бустинга библиотеки XGBoost и оптимизацией гиперпараметров с использованием библиотеки Optuna. Для решения этой задачи мы использовали различные предикторы, такие как данные метеосводок, авто-регрессионный компонент, рабочий календарь. Мы также произвели подготовку данных, обучение модели и оценку ее качества. Результаты показали, что выбранный подход позволяет достичь высокой точности прогнозирования (например, сравнение исходных данных и долгосрочного прогноза (31 день) даёт точность порядка 93% по метрике MAPE). Также было продемонстрировано, что модель хорошо работает с различными типами предикторов, что делает ее универсальным инструментом для решения подобных задач. В дальнейшем можно рассмотреть возможности для улучшения качества модели, например, использование дополнительных признаков, настройку дополнительных параметров алгоритма, а также использование других алгоритмов машинного обучения, таких как рекуррентные нейронные сети с долгой краткосрочной памятью или же алгоритм векторной авторегрессии VAR и различные гибридные системы, строящиеся на данных алгоритмах. Также можно рассмотреть возможности для оптимизации процесса обучения модели (уменьшения размерности предикторов, масштабирование кластера на большее количество вычислительных машин), чтобы улучшить производительность.

В целом, алгоритм градиентного бустинга и библиотека XGBoost являются мощными инструментами для решения задач машинного обучения, включая задачи прогнозирования временных рядов. Их использование позволяет достичь высокой точности прогнозирования, что является важным при решении практических задач, а в частности, построения стационарных систем частотно-временного распределения каналов связи для различных абонентов в исследуемом радиодиапазоне.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток -М Радио и связь, 1985
2. Эйлин Нильсен. Практический анализ временных рядов. Вильямс, 2021. - 544с.
3. Max Kuhn, Kjell Johnson. Feature engineering and selection: A practical approach for predictive models. Chapman&Hall/CRC, 2019, - 298с.
4. Dominique T. Shipmon, Jason M. Gurevitch, Paolo M. Piselli, Steve Edwards. Time Series Anomaly Detection. <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1708/1708.03665.pdf>
5. Zheng Li, Yue Zhao, Xiyang Hu, Nicola Botta, Cezar Ionescu, George H. Chen. ECOD: Unsupervised Outlier Detection Using Empirical Cumulative Distribution Functions. <https://arxiv.org/pdf/2201.00382v3.pdf>
6. <https://cran.r-project.org/web/packages/miceRanger/vignettes/miceAlgorithm.html>

7. Stef van Buuren, Karin Groothuis-Oudshoorn. mice: Multivariate Imputation by Chained Equations in R. Journal of statistical software, December 2011, Volume 45, Issue 3
8. Tianqi Chen, Carlos Guestrin. XGBoost: A Scalable Tree Boosting System. <https://arxiv.org/pdf/1603.02754.pdf>
9. Shuhei Watanabe, Frank Hutter. c-TPE: Generalizing Tree-structured Parzen Estimator with Inequality Constraints for Continuous and Categorical Hyperparameter Optimization. <https://arxiv.org/pdf/2211.14411.pdf>
10. Robin Schmucker, Michele Donini, Muhammad Bilal Zafar, David Salinas, Cédric Archambeau. Multi-objective Asynchronous Successive Halving. <https://arxiv.org/pdf/2106.12639.pdf>
11. Lisha Li, Kevin Jamieson, Giulia DeSalvo, Afshin Rostamizadeh, Ameet Talwalkar. Hyperband: A Novel Bandit-Based Approach to Hyperparameter Optimization. <https://arxiv.org/pdf/1603.06560.pdf>
12. Philipp Moritz, Robert Nishihara, Stephanie Wang, Alexey Tumanov, Richard Liaw, Eric Liang, Melih Elibol, Zongheng Yang, William Paul, Michael I. Jordan, Ion Stoica. Ray: A Distributed Framework for Emerging AI Applications. <https://arxiv.org/pdf/1712.05889.pdf>

#### REFERENCES

1. Nussbaumer G. Fast Fourier Transform and Convolution Calculation Algorithms -M Radio and Communications, 1985
2. Eileen Nielsen. Practical analysis of time series. Williams, 2021. - 544p.
3. Max Kuhn, Kjell Johnson. Feature engineering and selection: A practical approach for predictive models. Chapman&Hall/CRC, 2019, - 298c.
4. Dominique T. Shipmon, Jason M. Gurevitch, Paolo M. Piselli, Steve Edwards. Time Series Anomaly Detection. <https://arxiv.org/ftp/arxiv/pappers/1708/1708.03665.pdf>
5. Zheng Li, Yue Zhao, Xiyang Hu, Nicola Botta, Cezar Ionescu, George H. Chen. ECOD: Unsupervised Outlier Detection Using Empirical Cumulative Distribution Functions. <https://arxiv.org/pdf/2201.00382v3.pdf>
6. <https://cran.r-project.org/web/packages/miceRanger/vignettes/miceAlgorithm.html>
7. Stef van Buuren, Karin Groothuis-Oudshoorn. mice: Multivariate Imputation by Chained Equations in R. Journal of statistical software, December 2011, Volume 45, Issue 3
8. Tianqi Chen, Carlos Guestrin. XGBoost: A Scalable Tree Boosting System. <https://arxiv.org/pdf/1603.02754.pdf>
9. Shuhei Watanabe, Frank Hutter. c-TPE: Generalizing Tree-structured Parzen Estimator with Inequality Constraints for Continuous and Categorical Hyperparameter Optimization. <https://arxiv.org/pdf/2211.14411.pdf>
10. Robin Schmucker, Michele Donini, Muhammad Bilal Zafar, David Salinas, Cédric Archambeau. Multi-objective Asynchronous Successive Halving. <https://arxiv.org/pdf/2106.12639.pdf>
11. Lisha Li, Kevin Jamieson, Giulia DeSalvo, Afshin Rostamizadeh, Ameet Talwalkar. Hyperband: A Novel Bandit-Based Approach to Hyperparameter Optimization. <https://arxiv.org/pdf/1603.06560.pdf>
12. Philipp Moritz, Robert Nishihara, Stephanie Wang, Alexey Tumanov, Richard Liaw, Eric Liang, Melih Elibol, Zongheng Yang, William Paul, Michael I. Jordan, Ion Stoica. Ray: A Distributed Framework for Emerging AI Applications. <https://arxiv.org/pdf/1712.05889.pdf>

## ПРОЦЕДУРА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ

В.В. Алексеев, И.А. Глазкова, М.А. Ивановский

Тамбовский государственный технический университет («ТГТУ»), Тамбов, Россия

**Аннотация.** Работа посвящена вопросам построения модели структуры связи по результатам мониторинга радиообстановки. Рассмотрена схема и алгоритм определения принадлежности коротковолновых центров связи в условиях неопределенности и большой размерности данных. Предложена процедура мониторинга, ориентированная на определение первичной структуры системы связи как совокупности узлов и связей между ними. С использованием методов теории распознавания образов и нечетких множеств разработана процедура синтеза матрицы связности системы связи на уровне узлов и средств связи.

**Ключевые слова:** синтез структуры, система связи, система мониторинга.

## PROCEDURE FOR DETERMINING THE STRUCTURE OF THE COMMUNICATION SYSTEM BASED ON THE RESULTS OF MONITORING OF RADIO PLACEMENT

V.V. Alekseev, I.A. Glazkova, M.A. Ivanovsky

Tambov State Technical University ("TSTU"), Tambov, Russia

**Abstract.** The work is devoted to the issues of constructing a model of the communication structure based on the results of monitoring radio placement. The **scheme** and algorithm for determining the affiliation of short-wave communication centers under conditions of uncertainty and large data dimensionality are considered. A monitoring procedure focused on determining the primary structure of the communication system as a set of nodes and connections between them is proposed. Using the methods of the theory of pattern recognition and fuzzy sets, a procedure for synthesizing the connectivity matrix of the communication system at the level of nodes and means of communication has been developed.

**Keywords:** structure synthesis, communication system, monitoring system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В процессе проектирования и исследования свойств систем связи, функционирующих в условиях конфликта, возникает необходимость использования математических моделей, позволяющих по результатам мониторинга радиообстановки получать структуру первичной сети связи.

Важнейшим компонентом системы связи является модель мониторинга радиообстановки, с помощью которой добывается значительный объем информации о системах за сравнительно короткое время, в чем заключается ее основное преимущество.

Постановка задачи. Дадим формализованное описание системы связи. Введем множество типов средств радиосвязи (СРС):

$$S = \{S_1, S_2, \dots, S_w\}, \quad (1)$$

которые характеризуются соответствующим множеством признаков:

$$X_S = \{^S X_1, ^S X_2, \dots, ^S X_n\}, \quad (2)$$

где  $w$  – число типов СРС;

$n$  – число типов признаков СРС.

Средства связи группируются в узлы:

$$V_K = \{ \{S_1\}_{MK^1}, \{S_2\}_{MK^2}, \dots, \{S_W\}_{M_K^W} \}, \quad (3)$$

где  $M_k^i$  – число средств  $S_i$  в составе узла  $V_k \subset V$ ;

$V$  – множество типов узлов;

$J$  – число типов узлов (ретрансляторов)  $j = I, \dots, W; k = I, 2, \dots, J$ .

Для множества типов узлов  $V$  определено множество признаков:

$$X_V = \{ {}^V X_1, {}^V X_2, \dots, {}^V X_m \}, \quad (4)$$

отношения между ними:

$$H_K^V \subset H^V \quad (5)$$

на множестве  $X_S$  – признаков средств радиосвязи (СРС), входящих в состав узла, где  $m$  – число типов признаков УС.

Типовые СРС  $S_i$  могут образовывать множество типов линий  $L$ , для которых определено множество признаков:

$$X_L = \{ {}^e X_1, {}^e X_2, \dots, {}^e X_q \}, \quad (6)$$

и отношений на множестве признаков  $X_S$ :

$$H_e^L \subset H^L \quad (7)$$

где  $q$  – число типов признаков линий связи;

Для системы связи (СС) считаются заданными допустимые структуры, описываемые графом:

$$G(V^d, R^d), \quad (8)$$

где  $V^d$  – допустимое множество узлов,  $V^d = \{ \{V_1\}_{K^1}, \{V_2\}_{K^2}, \dots, \{V_j\}_{K^j} \}$ ;

$R^d$  – допустимое множество связей;

$K^i$  – число узлов  $i$ -го типа в СС:

$$K = \langle S, V, G, H, X \rangle, \quad (9)$$

где  $H = H^V \cup M^L$ ;  $G = G(V^d; R^d)$ ;  $X = X_V \cup X_L \cup X_S$ ,

и конкретный вариант – кортеж:

$$K = \langle S, V, G^*, H^*, X^* \rangle. \quad (10)$$

Считаем, что существует оператор  $\phi$ , отображающий множество реальных состояний  $X^*$ , соответствующее конкретному варианту СС, во множество оценок признаков СРС  $X_S^* \subset X_S$ , получаемых системой разведки:

$$\Phi: X^* = X_S^*. \quad (11)$$

Ставится задача нахождения процедуры синтеза графа  $G(V^*, R^*)$  в минимальной степени отличного от графа  $G^* = G(V^*, R^*)$ , по результатам мониторинга радиообстановки по множеству  $X_S^*$  и известному кортежу  $K$ :

$$\Pi : \hat{X}_S^* = \hat{G}(V^*, R^*), \quad (12)$$

где  $\Pi$  – процедура синтеза графа структуры системы связи.

## 2. ФОРМИРОВАНИЕ ПРОЦЕДУРЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ

Вследствие нечеткости отображения  $\Phi$  для синтеза процедуры  $\Pi$  воспользуемся методами теории распознавания образов и искусственного интеллекта [1 – 5].

Для упрощения данной задачи произведем ее декомпозицию на ряд этапов:

Первый – распознавание обнаруженных СРС;

Второй – Распознавание узлов связи (ретрансляторов);

Третий – синтез графа  $\hat{G}(V^*, R^*)$ .

На первом этапе с использованием множества оценок  $\hat{X}_S^*$ , а также формализованных правил классификации средств связи решается задача распознавания типов обнаруженных СРС и для них определяются недостающие данные из множества  $X_S$ .

На втором этапе осуществляется разбиение множества обнаруженных излучателей на подмножества УС по результатам проверки принадлежности обнаруженных средств тому или иному узлу, а также определяется ОТП УС, т.е. конкретный тип (наименование) УС.

Третий этап заключается в построение графа  $G(V^*, R^*)$  или изоморфной ему матрицы связности  $M$  на уровне УС. На основании результатов двух предыдущих этапов строится матрица связности на уровне СРС, а затем – на уровне УС.

Решение задачи. Априорно множества  $X_S$  разбиваются соответственно на подмножества частотных диапазонов  ${}^S X_1$ , временных интервалов  ${}^S X_2$  типов поляризации  ${}^S X_3$ , спектров  ${}^S X_4$ , пространственного положения  ${}^S X_5$  и др. В свою очередь множества  $X_i$  разбиваются на подмножества.

$${}^S X_i^j \subset {}^S X_i, \quad i \in (I, n), \quad j \in (I, Q_i),$$

где  $Q_i$  – число подмножеств во множестве  ${}^S X_i, i \in (I, w)$ .

Считаем что для любого обнаруженного и СРС возможно получение оценок признаков несущей частоты длительности излучения на одной частоте типа поляризации ширины спектра и другие.

Тогда для любого СРС справедливо следующее формальное условие:

$$\forall_r \forall_m \exists_k ({}^S \hat{X}_m^r \subset {}^S X_m^k) \quad (13)$$

где  $m = I, 2, \dots, n; k = I, 2, \dots, N_x^m; r = I, 2, \dots, N_o$ ;

$N_x^m$  – число признаков в подмножестве;

$N_o$  – число обнаруженных СРС.

Представим процедуру синтеза графа  $G(V^*, R^*)$  или изоморфной данному графу матрицы связности  $M$  в виде последовательности шагов, соответствующих определенным этапам. На первом этапе процедуры для каждого обнаруженного средства выполняется следующая совокупность операций:

Шаг 1. По результатам проверки находится подмножество и множество типовых средств связи, признаки которых принадлежат множеству пересечений.

Шаг 2. Для каждого определяется тип (имя) по результатам минимизации введённой меры  $B$  признаков в новом пространстве:

$$\min p(\hat{S}_i, S_*^k) = \min \int_0 [\varphi_i(f) - \varphi_k(f)]^2 df \Rightarrow S_*^i \varphi_i(f) - \varphi_k(f) \quad (14)$$

$S_*^i$  – имя, присваиваемое обнаруженному СРС,  $S_*^{-i} \subset S$ .

На втором этапе процедура синтез включает в себя три основные операции.

Шаг 3. Множество обнаруженных и идентифицированных и СРС  $S_*^i = U_i S_*^{-i}$ ,  $i \in (I, N_o)$ , разбивается на ряд подмножеств  $U_k$  образующих узлы связи.

Для формирования подмножеств  $U_k$  используются следующие правила:

$S_*^i \subset U_k$  и  $S_*^j \subset U_k$ , если  $r^{ij} \leq r_d^{ij}$ , где  $r^{ij}, r_d^{ij}$  – соответственно реальное и допустимое расстояния между СРС в составе УС;

$S_*^i \subset U_k$  и  $S_*^j \subset U_k$ , если  $S_*^i \subset V_m \subset V$  и  $S_*^j \subset V_m \subset V$ .

Шаг 4. Для каждого подмножества решается задача определения значений функции принадлежности [2] по количеству СРС 1-го типа, входящих в состав узла связи, удаленности УС от центра мониторинга радиообстановки.

Функция принадлежности  $F_{ij}^k$  УС –  $U_j$  к  $V_i \subset V$  по  $k$ -му ОТП должна обладать следующими свойствами:

$0 \leq F_{ij}^k \leq I$ ; если значения  $k$ -го признака УС  $U_j$  и  $V_i$ , соответственно  $\hat{K}_j^k$  и  $\hat{K}_i^k$  равны между собой, то  $F_{ij}^k = I$ .

Чем больше разница между тем меньше  $\hat{K}_j^k \vee \hat{K}_j^{-k}$  тем меньше  $F_{ij}^k$ , если  $\hat{K}_j^k < K_{i\min}^k$  или  $\hat{K}_j^k > K_{i\max}^k$ , то  $F_{ij}^k = 0$  значения функции убывают с ростом времени разведки  $T_p$ .

Функция принадлежности, удовлетворяющая данным свойствам, может быть определена следующим образом:

$$F_{ij}^k = \begin{cases} (\hat{K}_j^k / K_i^{-k}) \exp[-T_p | \hat{K}_j^k - K_i^{-k} | / K_i^{-k}], & K_{i\min}^k \leq \hat{K}_j^k \leq K_{i\max}^k \\ 0, & \hat{K}_j^k < \hat{K}_{i\min}^k \text{ или } \hat{K}_j^k > K_{i\max}^k \end{cases} \quad (15)$$

В процессе исследования получено аналитическое выражение для степени принадлежности УС  $U_j$  к УС I-го типа  $V_i$  оценивается величиной:

$$\mu_{ij} = \frac{1}{m} \left[ \sum_{k=1}^m \alpha_k \right]^{-1} \prod_{k=1}^m \alpha_k F_{ij}^k \quad (16)$$

где  $\alpha_k$  – весовой коэффициент  $k$ -го признака.

Шаг 5. Для каждого УС  $U_j$  осуществляется выбор конкретного «наименования» из множества  $V$ . Эта задача может решаться методами дискретного программирования. Но поскольку решение таких задач при большой размерности сводится к направленному перебору возможных вариантов, то для широкого класса задач это приводит к значительным временным затратам. Необходимо использовать подход, приводящий к

существенному сокращению объема вычислений. Поэтому воспользуемся известным ДСМ - методом [3], позволяющим сократить временные затраты на решение за счет уменьшения перечня возможных гипотез путем введения функции штрафа, значение которой минимизируется. Для построения функции штрафа, значение которой минимизируется. Для построения штрафа вводится понятие конфликтного столбца матрицы степеней принадлежности  $\{\mu_{ij}\}$ , где  $i=(I, N_k)$ ;  $j$  – число идентифицированных узлов. Конфликтным является столбец, в котором количество ненулевых элементов превосходит ожидаемое количество УС  $j$ -го типа. Функцию штрафа определим следующим образом [2]:

$$W_{ij} = \frac{n_{ij} \cdot \beta_j}{\mu_{ij}} \cdot \frac{(I + N_{HK1}) N_i}{N_{ki}}, \quad (17)$$

где  $\beta_j = \frac{N_{Tj}}{N_{jo}}$ ;

$N_{ki}, N_{HK1}$  – соответственно количество конфликтных и неконфликтных наименований  $i$ -го УС,  $N_{HK1} = N_i - N_{ki}$ ;

$N_i$  – число ненулевых элементов в  $i$ -й строке;

$n_{ij}$  – порядковый номер степени принадлежности  $\mu_{ij}$  в списке упорядоченных по убыванию элементов строки матрицы.

Порядок присвоения наименований выделенным УС следующий.

Присваиваются наименования всем УС, для которых максимальное значение степени принадлежности  $\mu_{ij}$  принадлежит неконфликтному столбцу.

Присваивается наименование УС, соответствующему минимуму штрафа по всем ненулевым элементам матрицы.

После каждого присваивания наименования ожидаемое количество УС  $j$ -го типа  $N_{jo}$  уменьшается на единицу, переопределяются конфликтные столбцы.

На последнем этапе по результатам предыдущих этапов выполняются операции по формированию матрицы связности СС, изоморфной структурному графу.

Шаг 6. Формируется исходная матрица связности  $M_N$  размерности  $\hat{N} \cdot \hat{N}$ ,

где  $\hat{N}$  – число обнаруженных СРС, в которой элементы  $m_{ij}$ ,  $(i, j = 1, 2, \dots, \hat{N})$ ,  $\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$ , первоначально заполняются нулями при выполнении следующих условий:

$\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$  – отнесены к различным типам СРС;

$\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$  – входят в состав одного узла связи;

$\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$  – входят в состав различных узлов, между которыми согласно  $G(V^*, R^*)$  нет связности.

Оставшиеся элементы  $m_{ij}$  заполняются единицами. Только для  $m_{ij} = I$  будет осуществляться поиск связности на последующих этапах.

Шаг 7. Формируется матрица связности СРС

$$M_c(i, j) = \prod_{k=1}^{I^c} M_k(i, j), \quad (18)$$

где  $I^c$  – число признаков связности;

$M_c(i, j)$  – функция связности по  $k$ -му признаку между  $\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$ .

Так, функция принадлежности одному диапазону частот имеет вид:

$$M_1(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } |\hat{f}_i - \hat{f}_j| > f_{\text{дон}}^\beta \\ I, & \text{если } |\hat{f}_i - \hat{f}_j| \leq f_{\text{дон}}^\beta \end{cases} \quad (19)$$

где  $f_{\text{дон}}^\beta$  – максимально допустимый разнос частот передачи станций;

$\hat{f}_i - \hat{f}_j$  – оценки частот излучений СРС.

$M_2(i, j)$  характеризует допустимость частного разноса и совпадения ширины спектра  $\Delta f$ :

$$M_2(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } |\hat{f}_i - \hat{f}_j| > f_\delta^H \quad \text{или} \quad \Delta \hat{f}_i \neq \Delta \hat{f}_j \pm Q_f; \\ I, & \text{если } |\hat{f}_i - \hat{f}_j| \leq f_\delta^H \quad \text{или} \quad \Delta \hat{f}_i = \Delta \hat{f}_j \pm Q_f; \end{cases} \quad (20)$$

где  $f_\delta^H$  – минимально допустимый разнос между частотами передачи  $\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$ .

$\hat{f}_i$  – оценка ширины спектра;

$Q_f$  – допустимая ошибка в определении  $\Delta f$ .

$M_3(i, j)$  характеризует результат проверки на допустимые дальности связи  $D_{\text{max}}$ :

$$M_3(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } \hat{D}_{i,j} > D_{\text{max}}; \\ I, & \text{если } \hat{D}_{i,j} \leq D_{\text{max}}, \end{cases} \quad (21)$$

где  $\hat{D}_{i,j}$  – оценка расстояния между СРС.

$M_4(i, j)$  – характеризует результат проверки допускаемых направлений связи:

$$M_4(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } \mu_{i(j)} - a^* \leq \hat{\mu}_{i(j)} \leq \mu_{ij} + a^*; \\ & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (22)$$

где  $\mu_{i(j)}$  – оценка направления максимума диаграммы направленности  $(i, j)$  излучателя;

$a^*$  – ширина диаграммы направленности СРС;

$\mu_{ij}$  – угол (направление) между  $\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$ , рассчитанный по координатам этих средств.

При формировании матриц  $M_k(i, j)$  для сокращения объема вычислений перебор пар  $\hat{S}^j$  и  $\hat{S}^i$  ведется только по ненулевым элементам матриц  $M_4$  и  $T = \prod_i^{k-1} M_i$ .

Шаг 8. При определении наличия (отсутствия) каждой из попарных связностей из-за неопределенности исходных данных (мониторинга) может возникнуть ситуация, когда в столбцах (строках) для некоторых средств оказывается несколько единиц. Для устранения такой многозначности и сокращения тем самым количества возможных гипотез о наличии связности и соответственно временных затрат на получение решения необходимо учитывать максимальное количество  $N_m^c$  для определения конфликтного столбца по указанному ДСМ-методу.



Конфликтным является тот столбец матрицы связности, в котором количество ненулевых элементов превышает значение МКОС для данного СРС, начисленное на первом этапе. Функция штрафа вводится аналогично (17), за исключением того, что величина  $n_{ij}$  принимает только два значения: 1 – для элементов матрицы, равных 1, и 2 – для элементов, равных 0.

В конфликтном столбце остается тот элемент из числа равных единиц, который имеет наименьшее значение функции штрафа, после чего столбец перестает быть конфликтным.

Шаг 9. Преобразование матрицы связности на уровне СРС в матрицу для УС осуществляется посредством поэлементного сложения тех строк и столбцов, номера которых определены ранее как номера СРС, относящиеся к одному УС. Строка (столбец), образованные в результате сложения, соответствует строки (столбцу) в матрице УС и имеет номер, равный наименьшему номеру из суммируемых строк (столбцов). Сложения элементов строк (столбцов) осуществляется по правилам дизъюнкции.

Использование таких правил объясняется тем, что наличие связанности хотя бы между одной парой СРС, принадлежащих двум УС, означает наличие связано с тем между этими УС.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанный подход позволяет упростить процедуры определения структуры первичной системы связи на основе мониторинга радиообстановки и обеспечивает возможность практической реализации модели в системе мониторинга.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Анализ и синтез структур информационных целенаправленных систем // под общей ред. Громова Ю.Ю.: монография / Ю.Ю. Громов, М.А. Ивановский, О.Г. Иванова, А.В. Яковлев. - Саарбрюкен (Германия): LAP LAMBERT Academic Publishing. – 2015. – 164 с.
2. Емельянов С.В. Многокритериальные методы принятия решений.- М.: Знание, 1985. – 223 с.
3. Фишберн П. Теория полезности для принятия решений.-М.: Наука, 1978.
4. Яковлев А.В., Елисеев А.И., Долгополова И.А., Яковлева Д.А. Моделирование систем множественного доступа к каналу передачи данных с ортогональным частотным разделением. Информация и безопасность / ФГБОУ ВПО ВГТУ.– Воронеж: ВГТУ, 2018, №2, том 21 – ISSN 1682-7813. с.165–170.
5. Яковлев А.В., Громов Ю.Ю., Васюкова Е.О. Динамическая модель сетевидной информационной системы. «Приборы и системы. Управление, контроль и диагностика»: ежемесячный научно-технический журнал / Учредители Московский инженерно-физический институт (технический университет); ООО Издательство «Научтехлитиздат». – М.: Научтехлитиздат, 2015, №11.

### REFERENCES

1. Analysis and synthesis of structures of information targeted systems // under the general ed. Gromova Yu.Yu.: monograph / Yu.Yu. Gromov, M.A. Ivanovsky, O.G. Ivanova, A.V. Yakovlev. - Saarbrücken (Germany): LAP LAMBERT Academic Publishing. - 2015. – 164 p.
2. Emelyanov S.V. Multicriteria methods of decision-making.- M.: Znanie, 1985.

3. Fishburn P. Theory of utility for decision-making.-M.: Nauka, 1978.
4. Yakovlev A.V., Eliseev A.I., Dolgopolova I.A., Yakovleva D.A. Modeling of multiple access systems to a data transmission channel with orthogonal frequency division. Information and security / FGBOU VPO VSTU.– Voronezh: VSTU, 2018, No. 2, volume 21 – ISSN 1682-7813. pp.165–170
5. Yakovlev A.V., Gromov Yu.Yu., Vasyukova E.O. Dynamic model of a network-centric information system. "Devices and systems. Management, control and diagnostics": monthly scientific and technical journal / Founders of the Moscow Engineering Physics Institute (Technical University); LLC Publishing House "Nauchtehlitizdat". - M.: Nauchtehlitizdat, 2015, No. 11.

# СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ, КЛАССИФИКАЦИИ, ПРИНЦИПАМ СОЗДАНИЯ

С. А. Мочалов<sup>1</sup>, А. А. Пилипов<sup>1</sup>, О. А. Лыкова<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ЦНИИ ВВС (Минобороны России), Москва, Россия

**Аннотация.** В статье предлагается перечень основных определений в актуальной в настоящее время предметной области систем искусственного интеллекта, а также в ее составной части – в области систем искусственного интеллекта пилотируемых и беспилотных авиационных комплексов военного назначения. Приведена структурная схема варианта классификации систем искусственного интеллекта. Предложены принципы, которые должны быть реализованы при разработке интеллектуальных систем.

**Ключевые слова:** искусственный интеллект; авиационный комплекс; беспилотный летательный аппарат; термины и определения; классификация; принципы создания.

## ARTIFICIAL INTELLIGENCE SYSTEMS OF AVIATION COMPLEXES, SUGGESTIONS ON TERMINOLOGY, CLASSIFICATION, PRINCIPLES OF CREATION

S. A. Mochalov<sup>1</sup>, A. A. Pilipov<sup>1</sup>, O. A. Likova<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Central Research Institute of the Air Force (Ministry of Defense of Russia), Moscow, Russia

**Abstract.** The article proposes a list of basic definitions in the currently relevant subject area of artificial intelligence systems, as well as in its component - in the field of artificial intelligence systems of manned and unmanned military aircraft systems. A block diagram of a variant of the classification of artificial intelligence systems is given. The principles that should be implemented in the development of intelligent systems are proposed.

**Keywords:** artificial intelligence; aviation complex; unmanned aerial vehicle; Terms and Definitions; classification; creation principles.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, первоочередное внимание при исследовании любой системы должно быть уделено всестороннему ее изучению [1–3]. Познание же особенностей системы необходимо начинать с определения понятийного аппарата. Понятийный аппарат служит организующей основой при формировании ключевых идей и методов исследования, определении содержания исследовательских задач и способствует повышению научного уровня обоснования характеристик и свойств системы.

Роль единого понятийного аппарата на современном этапе системных исследований существенно возросла в связи со значительным усложнением рассматриваемых объектов. Кроме понятийного аппарата на начальной стадии исследований большую роль играют вопросы классификации исследуемого объекта, и, несомненно, принципы его создания, которые в значительной степени определяют его будущие возможности.

В полной мере это относится к такому новому объекту исследований, как системы искусственного интеллекта (СИИ), в том числе СИИ в составе пилотируемых и беспилотных авиационных комплексов (АК) военного назначения.

## 2. ТЕРМИНОЛОГИЯ

Итак, в настоящее время существует множество определений в рассматриваемой предметной области, всесторонне описывающих предмет исследования и отражающих характерные признаки СИИ. Вместе с тем необходимо отметить, что некоторые из определений нарушают необходимую для терминов иерархию и даже противоречат друг другу. В частности, это касается трех основных определений: искусственный интеллект, система искусственного интеллекта, технология искусственного интеллекта.

Как правило, определения в этой триаде начинают с искусственного интеллекта.

Так в [4] приводится следующее определение. «Искусственный интеллект – комплекс технологических решений, позволяющий имитировать когнитивные функции человека (включая самообучение и поиск решений без заранее заданного алгоритма) и получать при выполнении конкретных задач результаты, сопоставимые, как минимум, с результатами интеллектуальной деятельности человека. Комплекс технологических решений включает в себя информационно-коммуникационную инфраструктуру, программное обеспечение (в том числе, в котором используются методы машинного обучения), процессы и сервисы по обработке данных и поиску решений».

Во-первых, предполагается, что искусственный интеллект – это комплекс решений, что не дает ответа на вопрос является ли он материальным или программным объектом. Во-вторых, понятие «результаты деятельности человека» не является конкретным.

Известны и другие определения искусственного интеллекта.

«Искусственный интеллект – научное направление, в рамках которого ставятся и решаются задачи аппаратного или программного моделирования тех видов человеческой деятельности, которые традиционно считаются интеллектуальными».

«Искусственный интеллект – свойство интеллектуальных систем выполнять творческие функции, которые традиционно считаются прерогативой человека».

«Искусственный интеллект – наука и технология создания интеллектуальных машин, интеллектуальных компьютерных программ».

Как представляется, основополагающим в этой паре слов является слово «интеллект – способность делать заключения, планировать, решать проблемы, обучаться и учиться...». Тогда «искусственный интеллект – способность (свойство) искусственно созданной интеллектуальной (интеллектуализированной) системы выполнять творческие функции в конкретной предметной области, знания о которой хранятся в памяти системы: делать заключения, планировать, решать проблемы, абстрактно мыслить, обучаться и учиться на основании опыта». В этом случае искусственный интеллект, как свойство СИИ, может рассматриваться в качестве предмета исследований. Объектом исследований является интеллектуальная система или СИИ.

С учетом сказанного, предлагается следующее определение, наиболее полно раскрывающее основной критерий отнесения системы к разряду интеллектуальной – выполнение творческих функций на основе имеющихся в ее памяти знаний: «Интеллектуальная система в составе АК военного назначения – техническая система, входящая в состав АК, способная выполнять творческие функции (принятие решений, оптимизация действий, и т.д.) в конкретной предметной области, связанной с решением задач АК, знания о которой хранятся в памяти системы, накапливаются, в том числе в процессе обучения и самообучения».

Учитывая множество известных определений «технологии», как «совокупности методов, процессов и материалов, используемых в какой-либо отрасли деятельности, способов работы и последовательности действий, преобразований вещества, энергии, информации», предлагается следующее определение: «Технологии искусственного

интеллекта АК военного назначения – совокупность методов, способов, порядка обработки, преобразования информации, позволяющих СИИ выполнять творческие функции в конкретной предметной области, связанной с решением АК поставленных задач».

С учетом вышеизложенного, триада определений выстраивается следующим образом. Основной объект исследований – система искусственного интеллекта или интеллектуальная система АК. Она обладает способностью (свойством) искусственного интеллекта вследствие реализации в ней технологий искусственного интеллекта.

Какие же системы следует отнести к разряду интеллектуальных. Для ответа на этот вопрос прежде всего нужно определиться с тем, что относить к технологиям в общем смысле слова и к интеллектуальным технологиям, в частности, так как именно применение в системе технологий искусственного интеллекта позволяют отнести систему к разряду интеллектуальной.

Судя по предложенным терминам, определяющими в интеллектуальных технологиях являются три условия.

Первое. Технология – это совокупность методов, способов, порядка обработки, преобразования информации. Таким образом, к технологиям можно отнести и наиболее актуальные для настоящего времени технологии нейронных сетей, и технологии экспертных систем, нечеткой логики, генетических алгоритмов, а также технологии аналитического и имитационного (статистического) моделирования. Все они основываются на математических методах и предполагают определенный порядок обработки информации.

Второе. Интеллектуальная технология основана на использовании знаний, которые хранятся в памяти системы, накапливаются, в том числе в процессе обучения и самообучения. Заметим, что все перечисленные выше технологии используют сохраненные в системе знания. Так, в системе, применяющей нейросети, эти знания хранятся в полученных в процессе обучения значениях весовых коэффициентов, в экспертной системе – в принятых продукционных правилах, в системе, использующей методы аналитического и имитационного (статистического) моделирования, – в аналитических выражениях, описывающих моделируемые процессы и используемых при расчетах. Что касается обучения, то при применении всех перечисленных технологий коэффициенты, правила и даже математические выражения принципиально могут корректироваться, то есть обучаться человеком (но не самообучаться) в соответствии с поступающей дополнительной информацией. Самообучающимися можно считать только системы, использующие технологии нейронных сетей. При соответствующей доработке (введении дополнительных методов адаптации, самонастройки) остальные технологии также могут обеспечить самообучение систем.

Кроме сказанного следует заметить, что все перечисленные технологии используют «жесткие» математические алгоритмы, продукционные правила в том числе и для самообучения. Это в полной мере относится и к технологиям нейросетей, в которых в процессе обучения (самообучении) и подстройке коэффициентов применяются разнообразные математические алгоритмы поиска экстремума функций. Иллюзию отсутствия применения «жестких» математических алгоритмов создает сверхбольшая сложность структуры этих систем.

Третье. Применение интеллектуальной технологии должно позволить системе выполнять творческие функции. Применение любой из перечисленных технологий позволяет находить решение какой-либо из задач: распознавание объекта, оптимизация действий, оценка и прогнозирование развития ситуации и т.д., то есть получить новое знание в сложившихся условиях, что, несомненно, можно считать творчеством.

Таким образом, все перечисленные выше технологии предлагается считать технологиями искусственного интеллекта, а системы, в которых используются перечисленные технологии – интеллектуальными системами.

Вместе с тем, в интересах учета уже сложившихся представлений о СИИ, для «особо развитых» из них предлагается ввести понятие «перспективных систем искусственного интеллекта». В качестве критерия отнесения системы искусственного интеллекта к разряду перспективной предлагается принять ее способность к самообучению. Соответственно, технологию искусственного интеллекта, реализация которой позволяет достичь этого качества системы предлагается относить к разряду перспективной. Данному критерию удовлетворяют в настоящее время технологии нейронных сетей, а также все остальные перечисленные выше технологии с элементами самообучения. Таким образом, «Перспективные технологии искусственного интеллекта – это технологии искусственного интеллекта, позволяющие интеллектуальной системе обучаться и самообучаться».

### 3. КЛАССИФИКАЦИЯ

Важным представляется классификация СИИ. Предлагается следующий вариант классификации интеллектуальных систем применительно к пилотируемым и беспилотным АК (беспилотным летательным аппаратам – БПЛА):

- по области применения (в пилотируемых АК (БПЛА), в системах управления пилотируемых АК (БПЛА), в системах оборудования и вооружения, в бортовых комплексах обороны, в системах компьютерного зрения, обработки естественного языка, распознавания и синтеза речи);

- по решаемым интеллектуальными системами задачам (оптимизация решения боевых задач, контроль состояния систем и безопасности полета, определение местоположения и ориентации пилотируемых АК (БПЛА), формирование траекторий полета пилотируемых АК (БПЛА), обнаружение, определение координат, распознавание, идентификация, целераспределение, определение зон пуска, определение результатов применения оружия, выявление опасных объектов, формирование типов и параметров помех, формирование способа защиты и т.д.);

- по выполняемым функциям (получение и обработка информации, контроль состояния, коммуникация (интерфейс), поддержка принятия решений, управление);

- по используемым в составе интеллектуальных систем технологиям искусственного интеллекта (искусственные нейронные сети, нечеткая логика, имитационное статистическое, аналитическое моделирование, генетические алгоритмы).

Предлагаемый вариант классификации СИИ АК военного назначения представлен на рисунке 1.

Приведенная классификационная схема СИИ сформирована с учетом приведенных выше предложений по терминологии в данной предметной области. В свою очередь, она позволяет формировать решаемые интеллектуальной системой задачи, выполняемые функции и применяемые технологии с учетом их взаимосвязи и условий реализуемости.

### 4. ПРИНЦИПЫ СОЗДАНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ

Несомненно, создание СИИ должно осуществляться на основе реализации совокупности принципов – общих, на основе которых должно создаваться любое бортовое радиоэлектронное оборудование (БРЭО), и специфических, присущих именно процессу создания СИИ. К общим техническим принципам, которые имеют отношение к построению СИИ, относятся следующие принципы: интеграции, унификации, базовости, модульности [5].

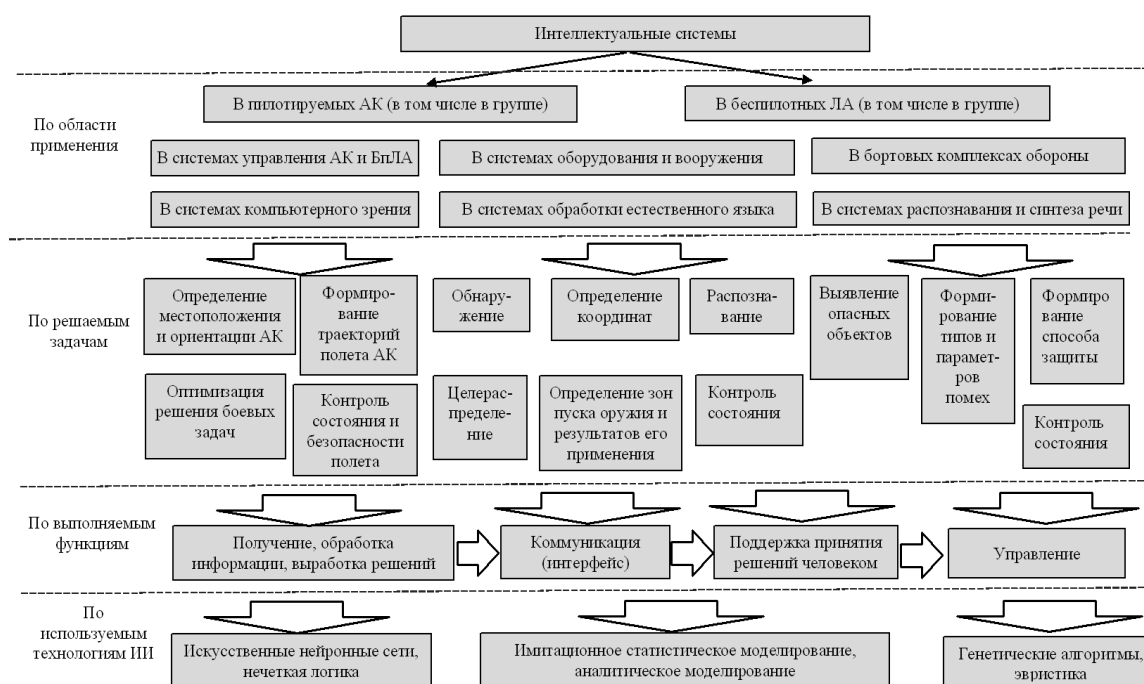


Рис.1. Вариант классификации систем искусственного интеллекта

Принцип **интеграции** предполагает создание единой аппаратуры, выполняющей разные функции. Применительно к СИИ – это создание единой аппаратно-программной системы, решающей все многообразие задач, которые должны выполняться с использованием технологий искусственного интеллекта.

Принцип **унификации** предполагает создание единой аппаратуры для АК различного типа и назначения. В полной мере это относится и к СИИ, которые по возможности должны быть применимы на различных пилотируемых и беспилотных АК.

Принцип **базовости** лежит в основе построения базовых интегрированных комплексов бортового оборудования (БИ КБО) и предполагает создание общего ядра с возможностью формирования на его основе различных модификаций в соответствии с предназначением АК. Этот принцип по возможности также должен быть реализован при построении СИИ.

Принцип **модульности** заключается в построении аппаратуры на основе отдельных модулей: антенных, приемных, передающих, вычислительных и т.п. Модули СИИ, по-видимому, должны включать платы вычислителей с процессорами и соответствующим программным обеспечением и должны позволять наращивать выполняемые задачи для АК различных типов и размерности.

К общим организационным принципам относятся следующие принципы: системного подхода, самостоятельности, последовательности, проработанности, ответственности, автоматизации проектирования [5].

**Системный подход** является основным организующим принципом создания любых сложных иерархических систем. Применение данного принципа требует рассмотрения СИИ, как составного элемента надсистемы – БРЭО в составе АК. В связи с этим эффективность системы не может быть не связанной с эффективностью решения задач АК, а в ряде случаев и с решением задач авиационного формирования.

**Принцип самостоятельности** характерен для разработки БИ КБО и предполагает разработку оборудования в рамках отдельной целевой программы или ОКР с самостоятельным целевым финансированием. Так как системы ИИ, вследствие своей универсальности, также могут быть отнесены к базовому оборудованию, данный принцип должен быть реализован и при создании СИИ. В проведении подобной самостоятельной ОКР обязательно должны участвовать и разработчики надсистемы – БРЭО и АК в целом.

**Принцип последовательности** заключается в строгом выполнении этапов разработки АК, БРЭО и, соответственно СИИ, предписанных в нормативных документах. Это известные этапы создания научно-технического задела, обликосые и концептуальные исследования, завершающиеся формированием ТТЗ на ОКР, непосредственно этапы ОКР, завершающиеся летно-конструкторскими и государственными испытаниями.

Последовательное выполнение этапов разработки является неременным условием выполнения **принципа проработанности** или, по другой терминологии, обоснованности решений на каждом этапе. Под обоснованностью понимается наличие результатов выбора предпочтительной из возможных альтернатив на основе их анализа.

Важнейший принцип, который позволит обеспечить проработанность решений – **принцип ответственности** каждого участника разработки СИИ за получаемый результат. Для обеспечения ответственности разработчики АК и БРЭО должны принимать участие в согласовании ТТЗ на СИИ. Их дальнейшая задача состоит в том, чтобы заложенные в СИИ возможности были полностью реализованы при размещении системы в БРЭО АК.

Несомненно, будущее за **автоматизацией проектирования**. Под автоматизацией проектирования СИИ следует понимать автоматическое (то есть с использованием расчетных алгоритмов или же в будущем методов искусственного интеллекта) обоснование перечня решаемых СИИ задач, рациональных методов их решения с учетом располагаемых ресурсов и ограничений.

Кроме общих предлагается выделить следующие **специфические организационно-технические принципы** создания СИИ: достаточности затрачиваемых ресурсов, гарантированной надежности результата, полноты охвата задач, комплексности.

**Принцип достаточности затрачиваемых ресурсов** требует ограничить применяемые в СИИ методы и технологии искусственного интеллекта теми, которые достаточны для решения стоящих задач с необходимой эффективностью. Реализация этого принципа позволяет экономить располагаемые вычислительные ресурсы, используя наиболее простые и менее затратные методы принятия решений.

**Принцип гарантированной надежности результата**, то есть принимаемых СИИ решений устанавливает ограничения на уровень автоматизации, не позволяет неоправданно завышать его, устранив контроль со стороны человека. Реализация этого принципа уберегает от неоправданной и опасной автономности принятия решений СИИ в наиболее ответственных задачах. Также этот принцип выдвигает требования к качеству используемых исходных данных, в том числе банку данных сигнатур объектов.

**Принцип полноты охвата задач** требует применения технологий искусственного интеллекта для максимального числа задач, которые должен решать АК, его БРЭО и система вооружения. Реализация принципа требует использования технологий искусственного интеллекта (с учетом целесообразности) практически во всех задачах, решаемых АК, его БРЭО и системой вооружения.

**Принцип комплексности** заключается в целесообразности комплексного применения технологий (методов) решения задач. Основопологающим для принятия



подобного решения о применимости комплексного метода является его целесообразность. Данный принцип дополняет принцип достаточности затрачиваемых ресурсов.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье предлагается перечень основных определений в актуальной в настоящее время предметной области систем искусственного интеллекта, а также в ее составной части – в области систем искусственного интеллекта АК военного назначения. Приведена структурная схема варианта классификации СИИ военного назначения применительно к пилотируемым АК и БпЛА. Предложены общие и специфические принципы, которые должны быть реализованы при разработке СИИ. Материал статьи представляет собой очередной шаг в области комплексных исследования систем искусственного интеллекта военного назначения и может служить организующей основой при их проведении.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Платунов В.С. Методология системных военно-научных исследований авиационных комплексов. М.: Дельта, 2005. – 343 с.
2. Блауберг И.В., Юдин Э.Г. Становление и сущность системного подхода. М.: Наука. 1973. – 271 с.
3. Губанов В.А., Захаров В.В. Коваленко А.Н. Введение в системный анализ. Л.: ЛГУ им. А.А. Жданова. 1988. – 228 с.
4. Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года (указ Президента Российской Федерации от 10.10.2019. № 490).
5. Мочалов С.А. Принципы создания комплексов бортового оборудования перспективных летательных аппаратов // Успехи современной радиоэлектроники, 2017, № 6. – С.70-77.

## REFERENCES

1. Platunov V.S. Methodology of Systemic Military Scientific Research of Aviation Complexes. M.: Delta, 2005. – 343 p.
2. Blauberger I.V., Yudin E.G. Formation and essence of the system approach. M.: Science. 1973. – 271 p.
3. Gubanov V.A., Zakharov V.V. Kovalenko A.N. Introduction to system analysis. Leningrad: Leningrad State University im. A.A. Zhdanov. 1988. – 228 p.
4. National strategy for the development of artificial intelligence for the period up to 2030 (Decree of the President of the Russian Federation dated October 10, 2019 No. 490).
5. Mochalov S.A. Principles of creating on-board equipment complexes for advanced aircraft // Successes of modern radio electronics, 2017, No. 6. – Pp. 70-77.

# СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПОМОЩИ СЦЕНАРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В. А. Дроговоз

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), г. Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Представлены результаты анализа текущих подходов к обеспечению интероперабельности в сложных системах. На примере интероперабельности сетцентрических информационно-управляющих систем показаны барьеры для каждого из уровней интероперабельности. Проанализированы методики количественной оценки показателей достижения интероперабельности при сценарном подходе. Предложена среда сценарного моделирования для локализации барьеров и контроля за показателями интероперабельности.

**Ключевые слова:** интероперабельность; семантический уровень; сетцентрические информационно-управляющие системы; сложные системы.

## IMPROVING THE EVALUATION OF THE INDICATORS OF INTEROPERABILITY OF COMPLEX SYSTEMS USING SCENARIO MODELING

V. A. Drogovoz

Federal Research Center "Informatics and Management" of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The results of the analysis of current approaches to ensuring interoperability in complex systems are presented. Using the example of the interoperability of network-centric information management systems, the barriers for each of the levels of interoperability are shown. The methods of quantitative evaluation of indicators of achieving interoperability with a scenario approach are analyzed. A modeling environment for localization of barriers and control of the indicator of interoperability is proposed.

**Keywords:** interoperability; semantic level; network-centric information and control systems; complex systems.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Проблеме обеспечения интероперабельности в гетерогенных информационных системах, сложных системах, Едином информационном пространстве Российской Федерации и его компонентах (например, национальной обороне) в последние годы уделяется большое внимание [1-3].

Наряду с исследовательскими работами [4,5] также были разработаны несколько государственных стандартов, которые учитывают, как задание требований по интероперабельности для автоматизированных систем управления (АСУ) [6], так и общие подходы по достижению интероперабельности для систем различного масштаба [7, 8, 9].

Помимо ГОСТ Р 55062-2021 [7] был разработан ГОСТ Р 59797-2021 [8], что дает возможность применить его положения как к обеспечению интероперабельности в едином информационном пространстве Российской Федерации, различных государственных информационных и управляющих системах, так и других задачах

цифровой трансформации экономики России (умное производство, цифровое здравоохранение и т.д.).

Согласно п. 3.1.17 ГОСТ Р 70568-2022 [9] сетецентрическая информационно-управляющая система (СЦИУС) – это совокупность функционально связанных информационных и управляющих подсистем, реализующих сетецентрический принцип управления и решающих группу общих или частных задач на основе сетевого обмена информацией по принципу «каждый с каждым».

## 2. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

Отечественный подход по достижению интероперабельности согласно ГОСТ Р 55062-2021 [7] представлен на рисунке 1.

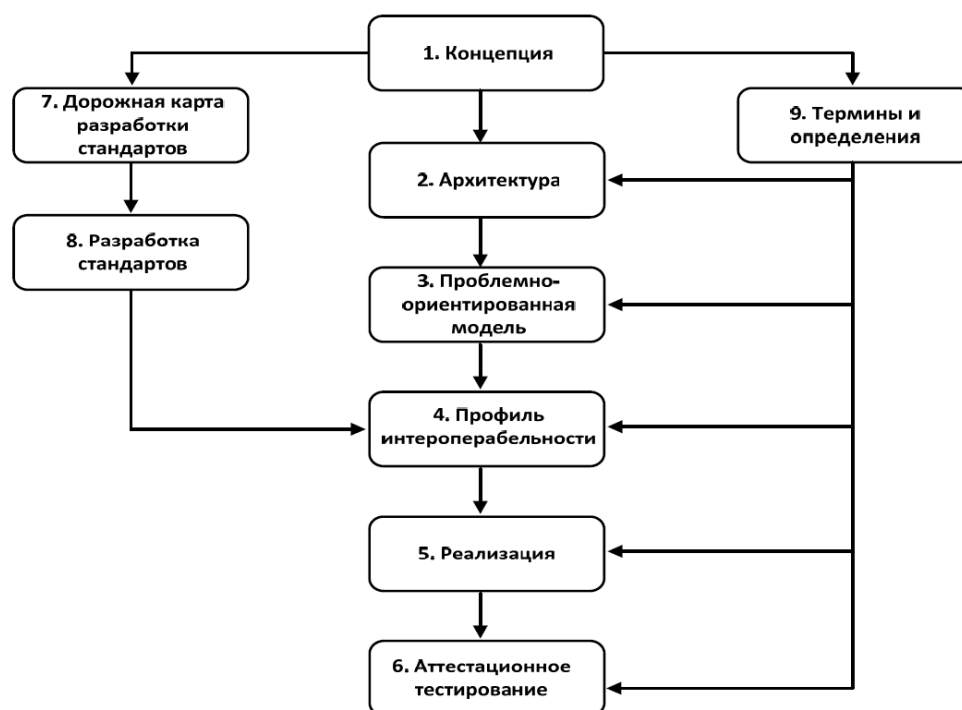


Рис. 1. Основные этапы обеспечения интероперабельности согласно ГОСТ Р 55062-2021

Ряд работ уточняет, что семантический уровень интероперабельности является наиболее значимым при обеспечении достижения интероперабельности [10,11] и одновременно наименее проработанным на данный момент времени относительно технического и организационного уровня [12].

Задаче создания проблемно-ориентированной модели, а также моделированию уровней и барьеров интероперабельности СЦИУС также посвящено ряд работ [13, 14, 15]. Проблемно-ориентированная модель типовой СЦИУС согласно ГОСТ Р 70569-2022 [9] представлена на рисунке 2.

## 3. БАРЬЕРЫ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

Согласно п. 5.2.3.2 ГОСТ Р 70569-2022 [9] технический уровень рассматривает барьеры, связанные с обеспечением единых стандартов формирования, передачи, хранения, поиска, обработки и представления информации, программно-аппаратной реализацией элементов СЦИУС, их надежностью и производительностью, удобством эксплуатации и обслуживания. Техническая интероперабельность достигается, главным образом, за счет использования соответствующих стандартов и достаточно надежных и производительных компонентов, открытых технических и программных решений.



Рис. 2. Типовая проблемно-ориентированная модель СЦИУС согласно ГОСТ Р 70569-2022

Исходя из п. 5.2.3.3 ГОСТ Р 70569-2022 [9] семантический уровень описывает информационно-лингвистические, смысловые аспекты взаимодействия, т.е. содержательную сторону обмениваемой информации и ее качество. Семантическая интероперабельность позволяет системам комбинировать полученную информацию с другими информационными ресурсами и обрабатывать ее смысловое содержание. Семантические барьеры интероперабельности систем должны преодолеваются за счет построения стека открытых протоколов для каждого типа системы (комплекса). Разработанные правила включения различных систем и комплексов в общую среду закрепляются профилем, доступным для всех разработчиков. Семантическая интероперабельность достигается за счет применения стандартов типа XML, XSD, RDF, OWL и т.д.

Согласно п.5.2.3.4 Р ГОСТ 70569-2022 [9] организационный уровень описывает прагматические (деловые и стратегические) аспекты взаимодействия и организационные

барьеры интероперабельности. На этом уровне достигаются соглашения о сотрудничестве между административными органами и согласуются цели информационного взаимодействия систем. Организационная интероперабельность достигается за счет единого понимания и применения нормативно-правовых документов (соглашений, конвенций, договоров о сотрудничестве), согласованностью целей и отношений между взаимодействующими системами, учетом текущих стадий жизненного цикла систем, достижением организационной готовности объектов системы к взаимодействию между собой. При этом важно обеспечить совместное использование информации при исполнении бизнес-задач.

#### **4. ОБЩИЙ ПОДХОД ПО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ СЕМАНТИЧЕСКОЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ**

Общий подход по достижения интероперабельности на семантическом уровне потребует создания и поддержания в актуальном состоянии следующих сущностей:

- онтологии – описания предметных областей, формы знаний о реальном мире с помощью графических схем;

- словари – наборы терминов, имеющие одинаковое определение внутри словаря;

- гlossарии – узкоспециализированные термины, применительно к определенным подсистемам;

- таксономии – иерархически упорядоченные термины, имеющие древовидную форму представления;

- тезаурусы – разновидности словарей с семантическими отношениями (антонимы, синонимы и т.д.) между лексическими единицами.

Различные механизмы реализации структурно-семантического представления системы специальных знаний для поддержки принятий решений и построение онтологий для Единого информационного пространства Вооруженных Сил Российской Федерации (ЕИП ВС РФ) показывают актуальность создания данных сущностей [16,17,18].

К неизбежно возникающим в связи с постоянным развитием информационно-управляющих систем типовым барьерам семантического уровня, например, для ЕИП ВС РФ, можно отнести [12]:

- избыточное описание предметов и процессов предметной области;

- несовместимость, нецелостность, противоречия в описании общих частей предметной области и самих данных в рамках разных систем;

- необходимость учета знания об обработке данных, распределённого между их структурой и процедурами обработки при формировании единого хранилища;

- наличие в системах собственных хранилищ данных, что исключает возможности потоковой обработки данных;

- проблемы интероперабельности разноплатформенных данных и интерфейсов унаследованных и вновь разрабатываемых программных комплексов.

#### **5. ОЦЕНКА ДОСТИЖЕНИЯ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ И ЛОКАЛИЗАЦИИ БАРЬЕРОВ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ**

Согласно п. 5.2.3.5 ГОСТ Р 70569-2022 [9] интероперабельность считается обеспеченной, если устранены барьеры взаимодействия на трех уровнях: техническом, семантическом и организационном. Для обеспечения и оценки интероперабельности необходимо формировать отдельные спецификации на основе моделей качества, например, предложенных в ГОСТ Р ИСО/МЭК 25010 с учетом проблемно-ориентированной модели.

Анализ международного опыта показывает, что существует достаточно большое количество моделей оценки достижения интероперабельности (LISI, SCOPE, концепция DODAF, отечественная эталонная модель и т.д.) [19], однако, методов количественной оценки интероперабельности значительно меньше [20-25].

В работах [20,22] помимо способа оценки показателя интероперабельности систем управления процессом на основе матричного подхода представлен алгоритм оптимизации барьеров интероперабельности и оценки разнообразия компонентов информационных систем, участвующих в процессе управления.

Таким образом применение вышеуказанного метода для оценки общего показателя интероперабельности системы управления процессом (состоящей из различных информационных систем, операторов, каналов связи и т.д.), разнообразия компонентов информационных систем, отвечающих за семантический уровень интероперабельности и механизмов локализации и снижения барьеров интероперабельности позволяет аналитическим способом исследовать текущее состояние как сложной системы, так и сетевидной с целью дальнейшей оптимизации показателей интероперабельности.

К недостаткам вышеуказанного подхода можно отнести оператор-зависимый способ в оценке барьеров и путях их минимизации. Также данный подход требует построения согласно теории графов циклограммы процесса управления и поддержки данного графа в актуальном состоянии.

Следующим этапом в развитии данного подхода может стать среда моделирования интероперабельности АСУ процессом по сценарному принципу с применением технологий искусственного интеллекта.

В данном случае помимо графа циклограммы процесса управления присутствует экспертная система, ориентированная на поиск и преодоление барьеров на техническом, семантическом и организационном уровнях.

Фактически данная система может стать прототипом системы мониторинга интероперабельности процесса управления, которая в динамическом режиме отслеживает требуемые показатели интероперабельности. В случае изменения характеристик компонентов информационных систем или самой циклограммы экспертная система будет переоценивать показатели интероперабельности, находить барьеры и предлагать варианты решений для недопущения снижения показателя интероперабельности ниже требуемого.

В результате оптимизации вероятно, что не все барьеры могут быть устранены, поэтому для преодоления «остаточных» барьеров, которые как правило будут находиться на семантическом уровне, целесообразно использовать интеллектуальных программных агентов, которые обеспечат взаимодействие как внутри сложной системы, так и с внешними информационными системами, но с ограничениями, что данная схема не должна быть целевой и доминирующей.

Вариантом практической реализации программных агентов могут быть программы-посредники, например, семантические медиаторы с элементами искусственного интеллекта [26].

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные подходы позволят проводить как количественную оценку интероперабельности существующих гетерогенных информационных систем, так и задавать требования по интероперабельности для вновь создаваемых или модернизируемых АСУ и информационных систем, участвующих в процессе управления.

Система локализации и мониторинга барьеров интероперабельности позволит в динамическом режиме оценивать возможную деградацию управляемости процессом в

зависимости от текущего состояния показателя интероперабельности, а также от разнообразия компонентов информационных систем. Методической основой будет являться второй закон У. Эшби – собственное разнообразие системы управления должно быть больше сложности объекта управления и как следствие - для повышения адекватности реакций на внешние воздействия, система должна усложняться, то есть развиваться, а значит изменяться спецификация компонентов и интероперабельность в целом.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Козичев В.Н., Сухорутченко В.В., Каргин В.Н. Единое информационное пространство вооруженных сил российской федерации: определение, принципы и аспекты формирования. // Военная мысль, 2022, №5. – С.145-156.
2. Черныш А.Я., Попов В.В. Об эволюции теории и практики единого информационного пространства и первоочередных мерах по его развитию в интересах повышения эффективности управления национальной обороной Российской Федерации. // Военная мысль, 2019, №9. – С.47-54.
3. Панков А.В., Шевченко С.В. Обоснование роли и формирование концептуальной модели системы интеллектуальной обработки информации в едином информационном пространстве ВС РФ. // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018, №1. С.38-43.
4. Каменщиков А. А., Олейников А.Я., Чусов И. И., Широбокова Т.Д. Проблема интероперабельности в информационных системах военного назначения. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал, 2016, N11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov16/8/text.pdf>, дата обращения: 23.02.2023.
5. Башлыкова А.А., Олейников А.Я. Интероперабельность и информационное противоборство в военной сфере. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал, 2016, N12. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov16/8/text.pdf>, дата обращения: 23.02.2023.
6. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Техническое задание на создание автоматизированной системы. ГОСТ 34.602-2020, Москва, 2008. – 12 с.
7. Интероперабельность. Основные положения. ГОСТ Р 55062–2021, Москва, 2021. -12 с.
8. Сложные системы. Интероперабельность. Основные положения. ГОСТ Р 59797-2021, Москва, 2021. -16 с.
9. Сетецентрические информационно-управляющие системы. Интероперабельность. ГОСТ Р 70569-2022, Москва, 2022. -20 с.
10. Макаренко С.И. Семантическая совместимость человеческих агентов при обеспечении интероперабельности в сетецентрических системах. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2022, №1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.1.1>, дата обращения: 23.02.2023.
11. Макаренко С.И., Соловьева О.С. Семантическая интероперабельность взаимодействия элементов в сетецентрических системах. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2021, №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.3>, дата обращения: 23.02.2023.
12. Осипенков М.Н., Узьякаев И. Н. Основные проблемы достижения интероперабельности информационных систем органов государственного и военного управления при решении задач обороны. // Военная мысль, 2020, №5. – С.143-149.
13. Олейников А. Я., Растягаев Д. В., Фомин И. А. Основные положения концепции обеспечения интероперабельности сетецентрических информационно-управляющих

- систем. // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление, 2020, № 3. - С. 122-131.
14. Макаренко С.И., Олейников А.Я., Черницкая Т.Е. Модели интероперабельности информационных систем. // Системы управления, связи и безопасности, 2019, №4. - С.215-245.
  15. А.А. Башлыкова, С.В. Козлов, С.И. Макаренко, А.Я. Олейников, И.А. Фомин. Подход к обеспечению интероперабельности в сетевых системах управления. М.: Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2020, №6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/13/text.pdf>, дата обращения 09.03.2023.
  16. Панков А.В., Шевченко С.В. Обоснование роли и формирование концептуальной модели системы интеллектуальной обработки информации в едином информационном пространстве ВС РФ. // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018, №1. - С.38-43.
  17. Артеменко В.Б., Ивлев А.А. Онтология военных технологий: основы, структура, визуализация и применение. // Электронный научный журнал «Вооружение и экономика», 2011, № 4(16). - С. 35-52. [http://www.viek.ru/vie\\_11\\_4.pdf](http://www.viek.ru/vie_11_4.pdf), дата обращения 09.03.2023.
  18. Артеменко В.Б., Ивлев А.А. Онтология военных технологий: основы, структура, визуализация и применение. // Электронный научный журнал «Вооружение и экономика», 2012, №1(17). - С. 14-24. <http://www.viek.ru/17/14-24.pdf>, дата обращения 09.03.2023.
  19. Jabin, Joseph & Dimyadi, Johannes & Amor, Robert. (2019). Systematic literature review on interoperability measurement models. 10.13140/RG.2.2.33957.35047. <http://dx.doi.org/10.13140/RG.2.2.33957.35047>, дата обращения 09.03.2023.
  20. Ford, Thomas & Colombi, John & Jacques, David & Graham, Scott. (2009). A General Method of Measuring Interoperability and Describing Its Impact on Operational Effectiveness. The Journal of Defense Modeling and Simulation: Applications, Methodology, Technology. 6. - pp 17-32. [https://www.researchgate.net/publication/249841408\\_A\\_General\\_Method\\_of\\_Measuring\\_Interoperability\\_and\\_Describing\\_Its\\_Impact\\_on\\_Operational\\_Effectiveness](https://www.researchgate.net/publication/249841408_A_General_Method_of_Measuring_Interoperability_and_Describing_Its_Impact_on_Operational_Effectiveness), дата обращения 09.03.2023.
  21. Ford, Thomas. (2008). Interoperability Measurement. [https://www.researchgate.net/publication/235208208\\_Interoperability\\_Measurement](https://www.researchgate.net/publication/235208208_Interoperability_Measurement), дата обращения 09.03.2023.
  22. Ford, Thomas & Colombi, John & Graham, Scott & Jacques, David. (2008). Measuring System Interoperability (An i-Score Improvement). [https://www.researchgate.net/publication/242487006\\_Measuring\\_System\\_Interoperability\\_An\\_i-Score\\_Improvement](https://www.researchgate.net/publication/242487006_Measuring_System_Interoperability_An_i-Score_Improvement), дата обращения 09.03.2023.
  23. В. К. Батоврин, А. С. Королев Способ количественной оценки интероперабельности. // Информационные технологии и вычислительные системы, 2009, № 5. –С. 91–96.
  24. Грищенко А.Ю., Коробейников А.Г., Дукельский К.В. Метод численной оценки технической интероперабельности. // Кибернетика и программирование, 2017, №3. –С.23-38. URL: [https://nbpublish.com/library\\_read\\_article.php?id=23540](https://nbpublish.com/library_read_article.php?id=23540), дата обращения 09.03.2023.
  25. Рейнгольд Л.А., Волков А.И., Копайгородский А.Н., Пустозеров Е.Ю. Семантическая интероперабельность в решении финансовых задач и способы ее измерения. // Прикладная информатика, 2016, №4(64), URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/semanticheskaya-interoperabelnost-v-reshenii-finansovyh-zadach-i-sposoby-ee-izmereniya>, дата обращения: 08.03.2023.



26. Охтилев П. А. Алгоритмы и онтологические модели информационно-аналитической поддержки процессов создания и применения космических средств: диссертация кандидата технических наук: 05.13.01 / Охтилев Павел Алексеевич; [Место защиты: ФГБУН Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук], 2019. - 408 с.].

#### REFERENCES

1. Kozichev V.N., Sukhorutchenko V.V., Kargin V.N. Unified information space of the Armed Forces of the Russian Federation: definition, principles and aspects of formation. // *Military Thought*, 2022, No. 5. – pp.145-156.
2. Chernysh A.Ya., Popov V.V. On the evolution of the theory and practice of the Unified Information Space and priority measures for its development in the interests of improving the effectiveness of national defense management of the Russian Federation. // *Military Thought*, 2019, No. 9. – С.47-54.
3. Pankov A.V., Shevchenko S.V. Substantiation of the role and formation of a conceptual model of the intellectual information processing system in the unified information space of the Armed Forces of the Russian Federation. // *Izvestiya SPbSETU "LETI"*, 2018, No. 1. pp.38-43.
4. Kamenshchikov A. A., Oleynikov A.Ya., Chusov I. I., Shirobokova T. D. The problem of interoperability in military information systems. // *Journal of Radio Electronics: electronic journal*, 2016, N11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov16/8/text.pdf> , accessed: 02/23/2023.
5. Bashlykova A.A., Oleynikov A.Ya. Interoperability and information warfare in the military sphere. // *Journal of Radio Electronics: electronic Journal*, 2016, N12. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov16/8/text.pdf> , accessed: 02/23/2023.
6. A set of standards for automated systems. Technical specification for the creation of an automated system. GOST 34.602-2020, Moscow, 2008. – 12 p.
7. Interoperability. The main provisions. GOST R 55062-2021, Moscow, 2021. -12 с.
8. Complex systems. Interoperability. The main provisions. GOST R 59797-2021, Moscow, 2021. -16 p.
9. Network-centric information and control systems. Interoperability. GOST R 70569-2022, Moscow, 2022. -20 p.
10. Makarenko S.I. Semantic compatibility of human agents in ensuring interoperability in network-centric systems. *Journal of Radio Electronics [Electronic Journal]*, 2022, No. 1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.1.1> , accessed: 02/23/2023.
11. Makarenko S.I., Solovyova O.S. Semantic interoperability of interaction of elements in network-centric systems. *Journal of Radio Electronics [Electronic Journal]*, 2021, No. 6
12. Osipenkov M.N., Uzyakaev I. N. The main problems of achieving interoperability of information systems of state and military administration bodies in solving defense tasks. // *Military Thought*, 2020, No. 5. – pp.143-149.
13. Oleynikov A. Ya., Rastyagaev D. V., Fomin I. A. The main provisions of the concept of ensuring the interoperability of network-centric information and control systems. // *Bulletin of the Russian New University. Series: Complex Systems: Models, Analysis and Management*, 2020, No. 3. - pp. 122-131.
14. Makarenko S.I., Oleynikov A.Ya., Chernitskaya T.E. Models of information systems interoperability. // *Control, Communication and Security Systems*, 2019, No. 4. - pp.215-245
15. A.A. Bashlykova, S.V. Kozlov, S.I. Makarenko, A.Ya. Oleinikov, I.A. Fomin. An approach to ensuring interoperability in network-centric control systems. M.: *Journal of Radio Electronics [Electronic Journal]*, 2020, N6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/13/text.pdf> , accessed 09.03.2023.

16. Pankov A.V., Shevchenko S.V. Substantiation of the role and formation of a conceptual model of the intellectual information processing system in the unified information space of the Armed Forces of the Russian Federation. // Izvestiya SPbSETU "LETI", 2018, No. 1. - pp.38-43.
17. Artemenko V.B., Ivlev A.A. Ontology of military technologies: fundamentals, structure, visualization and application. // Electronic scientific journal "Armament and Economics", 2011, № 4(16). - Pp. 35-52. [http://www.viek.ru/vie\\_11\\_4.pdf](http://www.viek.ru/vie_11_4.pdf) , accessed 09.03.2023.
18. Artemenko V.B., Ivlev A.A. Ontology of military technologies: fundamentals, structure, visualization and application. // Electronic scientific journal "Armament and Economics", 2012, №1(17). - Pp. 14-24. <http://www.viek.ru/17/14-24.pdf> , accessed 09.03.2023.
19. Jabin, Joseph & Dimyadi, Johannes & Amor, Robert. (2019). Systematic literature review on interoperability measurement models. 10.13140/RG.2.2.33957.35047. <http://dx.doi.org/10.13140/RG.2.2.33957.35047>, accessed 09.03.2023.
20. Ford, Thomas & Colombi, John & Jacques, David & Graham, Scott. (2009). A General Method of Measuring Interoperability and Describing Its Impact on Operational Effectiveness. The Journal of Defense Modeling and Simulation: Applications, Methodology, Technology. 6. - pp 17-32. [https://www.researchgate.net/publication/249841408\\_A\\_General\\_Method\\_of\\_Measuring\\_Interoperability\\_and\\_Describing\\_Its\\_Impact\\_on\\_Operational\\_Effectiveness](https://www.researchgate.net/publication/249841408_A_General_Method_of_Measuring_Interoperability_and_Describing_Its_Impact_on_Operational_Effectiveness) , accessed 09.03.2023.
21. Ford, Thomas. (2008). Measurement of functional compatibility. [https://www.researchgate.net/publication/235208208\\_Interoperability\\_Measurement](https://www.researchgate.net/publication/235208208_Interoperability_Measurement) , accessed 09.03.2023.
22. Ford, Thomas and Columbi, John and Graham, Scott and Jacques, David. (2008). Compatibility of the measuring system (Improvement of the I-score). [https://www.researchgate.net/publication/242487006\\_Measuring\\_System\\_Interoperability\\_An\\_i-Score\\_Improvement](https://www.researchgate.net/publication/242487006_Measuring_System_Interoperability_An_i-Score_Improvement) , accessed 09.03.2023.
23. V. K. Batovrin, A. S. Korolev Method of quantifying interoperability. // Information Technologies and Computing systems 2009,, No. 5. – pp. 91-96.
24. Grishentsev A.Yu., Korobeynikov A.G., Dukelsky K.V. Method of numerical evaluation of technical interoperability. // Cybernetics and Programming, 2017, No.3. –pp.23-38. URL: [https://nbpublish.com/library\\_read\\_article.php?id=23540](https://nbpublish.com/library_read_article.php?id=23540) , accessed 09.03.2023.
25. Reinhold L.A., Volkov A.I., Kopaygorodsky A.N., Pustozerov E.Yu. Semantic interoperability in solving financial problems and ways to measure it. // Applied Informatics, 2016, No.4(64), URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/semanticheskaya-interoperabelnost-v-reshenii-finansovyh-zadach-i-sposoby-ee-izmereniya> , date of application: 08.03.2023.
26. Okhtilev P. A. Algorithms and ontological models of information and analytical support for the creation and application of space facilities: dissertation of Candidate of Technical Sciences: 05.13.01 / Okhtilev Pavel Alekseevich; [Place of defense: St. Petersburg State University of Physics and Technology Institute of Informatics and Automation of the Russian Academy of Sciences], 2019. - 408 p.]

## СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

А. В. Мефедов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** В данной статье представлено обоснование структуры распределенного управления группой беспилотных летательных аппаратов в автономном режиме.

**Ключевые слова:** беспилотный летательный аппарат; распределенное, групповое управление; автономный режим.

## STRUCTURE OF DISTRIBUTED GROUP CONTROL OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

A.V. Mefedov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Military education scientific center of the Air Force «Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin» (MESC AF «AFA»), Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** This article presents the rationale for the structure of distributed control of a group of unmanned aerial vehicles in autonomous mode.

**Keywords:** unmanned aerial vehicle; distributed, group management; offline mode.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире без применения беспилотных авиационных комплексов и систем не обходится практически ни одна сфера деятельности, в особенности военная. Практика проведения специальных военных операций и военных конфликтов последних лет показывает, что многозначительную роль в них играет беспилотная авиация. В настоящее время одним из передовых направлений развития беспилотной авиации является групповое применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) различного назначения. В этой связи весьма актуально решение задачи по обоснованию структуры группового, распределенного управления БПЛА.

### 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Общеизвестно, что групповое применение средств различного назначения позволяет достичь гораздо большего эффекта по сравнению с одиночным применением, но в то же время создает сложность организации коллективного, распределенного управления, особенно в автономном режиме [1].

В существующих подходах, к примеру [2,3], предлагаются распределённые системы группового управления, но в них не решается вопрос автономного управления.

В связи с вышеизложенным, необходима самоорганизующаяся структура группового, автономного, распределенного управления БПЛА.

### 3. СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО АВТОНОМНОГО УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ БПЛА

Структуру управления группой БПЛА можно описать как набор элементов  $S = \{V, \{P_{i,j}\}\}$ , где  $V$  – группа БПЛА,  $P$  – предикаты, индекс  $i$  обозначает арность отношения (или количество мест предиката), а индекс  $j$  дает возможность различать отношения одной и той же арности.

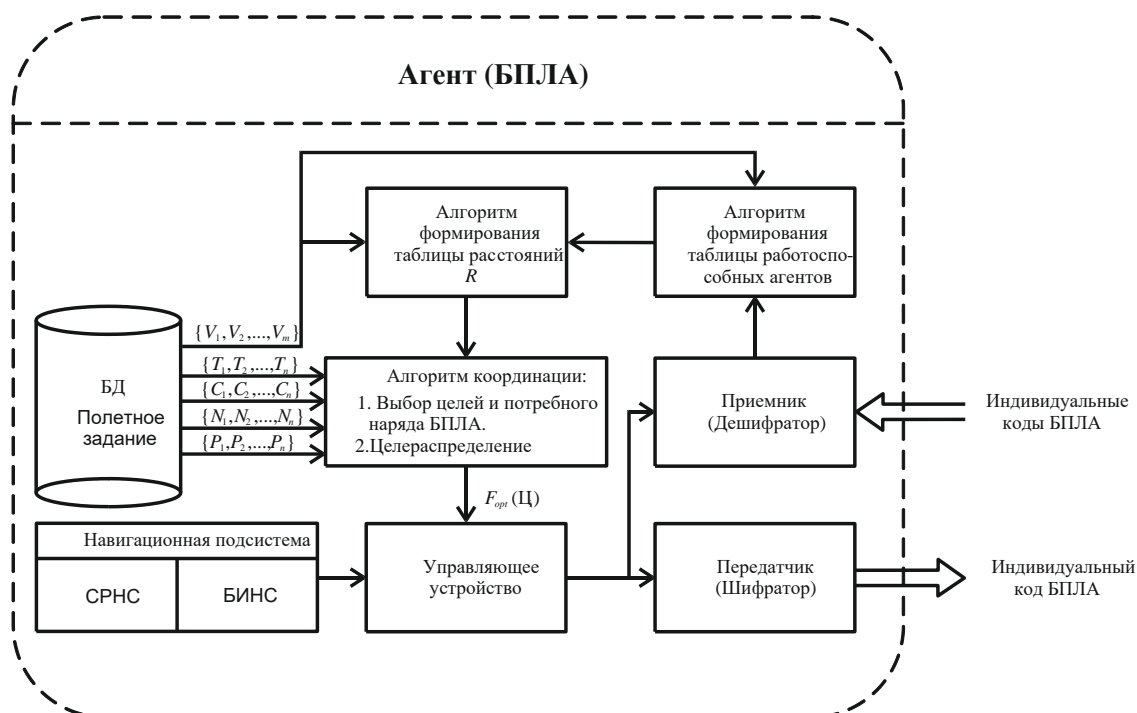


Рис. 1. Функциональная схема структуры группового, распределенного управления БПЛА в автономном режиме

За основу возьмем мультиагентную систему управления. В базу данных (БД) БПЛА вводятся координаты атакуемых стационарных объектов противника  $\{T_1, T_2, \dots, T_n\}$ , коэффициенты их важности, полученные методом экспертных оценок [4]  $\{C_1, C_2, \dots, C_n\}$ , потребные наряды БПЛА  $\{N_1, N_2, \dots, N_n\}$ , промежуточные пункты маршрута (ППМ), количество БПЛА в группе со своими идентификационными номерами  $\{V_1, V_2, \dots, V_n\}$ , а также матрица распределения, в которой каждому БПЛА группы с индивидуальным номером  $V_j$  задана  $T_i$  цель. Автономное управление группой ударных БПЛА распределённых по потребным нарядам и осуществляющих полёт в сомкнутых боевых порядках обеспечивается с помощью навигационной системы, состоящей из спутниковой радионавигационной системы (СРНС) и бесплатформенной инерциальной системы (БИНС). Во избежание столкновений БПЛА в полете определяются их безопасные интервалы, дистанции и высоты полета, которые вычисляются по максимальным ошибкам БИНС на заданном пути.

После преодоления противовоздушной обороны (ПВО) противника в автономном режиме, в заданный момент времени БПЛА осуществляют короткую прием-передачу кодовых импульсов со своими идентификационными номерами и текущими координатами. После приема и дешифрования полученных импульсов в каждом БПЛА аккумулируется информация о работоспособных БПЛА группы (предикат работоспособности) и их текущих координатах (предикат местоположения), в результате чего на основе имеющейся информации определяются дальности от каждого БПЛА до каждого атакуемого объекта противника.

В случае обнаружения потерь в группе БПЛА осуществляется процесс их перераспределения с учетом имеющихся данных о коэффициентах важности атакуемых объектов  $\{C_1, C_2, \dots, C_n\}$ , потребных нарядах ударных БПЛА на каждый атакуемый объект  $\{N_1, N_2, \dots, N_n\}$ , а также имеющейся информации о дальностях до них [5]. В результате, при таком подходе распределенного, группового управления БПЛА нет потребности в передаче никаких дополнительных команд, что обеспечивает автономность управления.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемый подход распределенного, группового управления БПЛА позволяет:

- обеспечить автономное управление группой БПЛА в составе мультиагентной системы;
- иметь доступную техническую реализацию;
- наиболее вероятно обеспечивать максимум наносимого ущерба при нанесении воздушного удара по объектам противника.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография / В.С. Верба. – М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.
2. Меркулов В. И., Миляков Д. А., Самодов И. О. Оптимизация алгоритма группового управления беспилотными летательными аппаратами в составе локальной сети // ЮФУ, 2014, Т. 12, №161. – С. 157-166.
3. Евдокименков В. Н., Красильщиков М. Н., Себряков Г. Г. Распределенная интеллектуальная система управления группой беспилотных летательных аппаратов: архитектура и программно-математическое обеспечение. // ЮФУ, 2016, Т. 1, № 174. – С. 29-44.
4. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий / Т. Саати ; перевод с английского Р.Г. Вачнадзе. – М.: Радио и связь, 1993. – 278 с.
5. Халимов Н. Р., Мефедов А. В. Распределенная сетевая система управления группой ударных беспилотных летательных аппаратов. // Системы управления, связи и безопасности, 2019, Т. 1, № 3. – С. 1-13.

#### REFERENCES

1. Verba V. S. Aviation radar patrol and guidance systems. Principles of construction, problems of development and features of functioning. Monograph / V.S. Verba. – M.: Radio engineering, 2014. – 528 p.
2. Merkulov V. I., Milyakov D. A., Samodov I. O. Optimization of the algorithm for group control of unmanned aerial vehicles as part of a local network. // SFU, 2014, Vol. 12, №161. – Pp. 157-166.
3. Evdokimenkov V. N., Krasilshchikov M. N., Sebryakov G. G. Distributed intelligent control system for a group of unmanned aerial vehicles: architecture and software and mathematical support. // SFU, 2016, Vol. 1, № 174. – Pp. 29-44.
4. Saati T. Decision-making. Method of hierarchy analysis / T. Saati ; translated from English by R.G. Vachnadze. – M.: Radio and Communications, 1993. – 278 p .
5. Khalimov N. R., Mefedov A.V. Distributed network-centric control system for a group of attack unmanned aerial vehicles. // Control, communication and security systems, 2019, Vol. 1, № 3. – Pp. 1-13.

## ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО

В. В. Никулина<sup>1</sup>, И. А. Сафонов<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный университет (ВГУ), г. Воронеж, Российская Федерация

<sup>2</sup>АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

<sup>3</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), г. Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** В статье проведен анализ основных направлений в разработке систем когнитивного радио. Выделены перспективные направления по применению технологий искусственного интеллекта, метаматериалов, новых архитекторов и неортогональных манипуляций. Представлен прогноз развития этих систем.

**Ключевые слова:** когнитивное радио, технологии искусственного интеллекта.

## COGNITIVE RADIO IMPROVEMENT TRENDS

V. V. Nikylyina<sup>1</sup>, I. A. Safonov<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russian Federation

<sup>2</sup>JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

<sup>3</sup>Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The article analyzes the main directions in the development of cognitive radio systems. Promising directions for the use of artificial intelligence technologies, metamaterials, new architects and non-orthogonal manipulations are identified. The forecast of development of these systems is presented.

**Keywords:** cognitive radio, artificial intelligence technologies.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существующие телекоммуникационные решения поколения 2-4G не могут обеспечить ни необходимого уровня сервиса, ни рационального в современных условиях использования спектрального ресурса (динамическое управление использованием спектра - dynamic spectrum access DSA). Согласно мнению отечественных и зарубежных исследователей решение этих проблем актуально и для телекоммуникационных сетей следующих поколений (5G, 6G), однако традиционные решения не способны обеспечить «интеллектуальное» решение. Для организации интеллектуального управления ресурсами и обработки требуется привлечение значительных вычислительных ресурсов и узкоспециализированных алгоритмов искусственного интеллекта (ИИ) и в перспективе должны играть ведущую роль составляющей парадигмы когнитивных технологий. Эти алгоритмы применительно к когнитивному радио решают следующие задачи планирования, конфигурации, оптимизации и поддержки функционирования: «Self-Planning», «Self-Configuration», «Self-Optimizing» и «Self-Healing».

Целью настоящей статьи является определение тенденций развития телекоммуникационных сетей следующего поколения на основе парадигмы когнитивного радио.

### 2. ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ

Согласно ITU-R: SM.2152 (International telecommunication union Radiocommunication Sector (SM.2152): «Система когнитивного радио (Cognitive radio

system, CRS): Радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей; и учиться на основе полученных результатов».

Основная особенность CRS - динамический доступ (управление) к частотному ресурсу (спектру, бюджету канала) на основе интеллектуальных алгоритмов, гибкой архитектуры и масштабируемых протоколов. Использование технологии автономного, т.е. работающего на абонентском устройстве без облачных вычислительных мощностей, ИИ для задач когнитивного радио и организации когнитивных телекоммуникационных сетей.

Свойства CRS:

- способность извлекать и анализировать информацию из окружающего радио пространства;
- предсказывать изменения канала связи;
- оптимальным образом подстраивать свои внутренние параметры, адаптируясь к изменениям радиосреды.

Рассмотрение телекоммуникационной системы традиционно начинается с ее канальных параметров, диапазонов, видов манипуляции и метода множественного доступа. Для CSR в этом отношении тенденции аналогичные: успехи в применении метаматериалов для построения антенн нашли отражение не столько в конструкции их, сколько в расширении их возможностей, за счет их реконфигурации, например [1], формировании широкополосных структур в т.ч. и ФАР, с широкоугольным сканированием [2]. Так же следует отметить и успехи зарубежной наноэлектроники [3], благодаря которым не только возрастают вычислительные возможности (для автономного ИИ) но и интеграция RF чипов с DSP процессорами и даже с антенными структурами — интегрированная на чипе реконструируемая ФАР, управляемая ИИ, топологически совмещенная с распределенным трактом RF предобработки и нейроподобная структура ИИ органично с ней соединенная. Такие гибридные чипы позволяют вывести обработку сигналов с помощью ФАР и ИИ на новый уровень, тем самым придавая телекоммуникационным системам когнитивные способности. Такая архитектура в свою очередь требует трансформации всех системных алгоритмов стирая грань между физикой приема сигналов ФАР и математикой алгоритмов ЦОС и ИИ, при этом следует отметить что поскольку ФАР приобрели свойство реконфигурируемости то и управление и следовательно формирование диаграммы ФАР становится сферой ответственности ИИ.

Из свойств CSR следует, что когнитивность обусловлена прежде всего «осознанностью» т.е. анализом ситуации в канале, помеховой обстановки и ее предсказание как минимум на один сеанс связи или пакет, и соответственно синтез доступа в канал. В [4] представлена классификация методов сканирования по спектру, методы «обхода» занятых полос частот ТВ, РЛС, сотовой связью и т.д. DSA является фундаментом в CSR и большинство исследование направленно именно в область обеспечения динамического доступа, поиска свободных «спектральных дыр» [5] и методов их использования [6].

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, основываясь на представленном выше анализе тенденций и путей совершенствования систем когнитивного радио следует отметить, что с одной стороны существенную роль играют технологические прорывы в области материаловедения и

нанoeлектронике: применение метаматериалов, проектирование систем на кристалле в том числе и с интегрированными в их топологию ФАР, но с другой стороны резко повысилась значимость интеллектуальных алгоритмов не только ЦОС, ресурсного управления, но и технологий ИИ, позволяющей в автономном режиме проводить оптимизацию сигнала, архитектуры, протокола адаптируясь к изменениям радио среды или запросы на повышения качества обслуживания. Совершенствования протоколов когнитивного радио к сожалению не осящен в данной работе в связи с некомпетентностью авторов в этом вопросе, но он безусловно стоит в ряду важнейших.

#### 4. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают глубокую благодарность оргкомитету международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», которые на протяжении последних 29 лет проводят конференцию, а также наставникам одного из авторов: академику РАН, д.т.н., проф. Борисову В.И., д.ф.-м.н., проф. Балашову Ю.С., д.т.н., проф. Голстых Н.Н.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Sengerdy, G. M., Campbell, S. D., Werner, P. L., Werner, D. H. Compliant Mechanisms for Support of Reconfigurable Metamaterial. Antenna Applications // Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), IEEE, 2022, Vol. X, Pp. 286-288. DOI: 10.1109/METAMATERIALS54993.2022.9920901
2. Li, Y., Xiao, S. Wideband Wide-Angle Scanning Phased Array Based on Miniaturized Metasurface Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, Vol. 70, No. 2, Pp. 1107-1119. DOI: 10.1109/TAP.2021.3111301.
3. Jacopo Iannacci, H. Vincent Poor Review and Perspectives of Micro/Nano Technologies as Key-Enablers of 6G // IEEE Access, 2022, Vol. 10, Pp. 55428–55458. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3176348.
4. Arjoune, Y., Kaabouch, N. A Comprehensive Survey on Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Recent Advances, New Challenges, and Future Research Directions // Sensors 2019, Vol. 19, No 126 Pp. 1-32. DOI:10.3390/s19010126.
5. Kassri, N., Ennouaary, A., Bah, S. and Baghdadi, H. A Review on SDR, Spectrum Sensing, and CR-based IoT in Cognitive Radio Networks // International Journal of Advanced Computer Science and Applications 2021, Vol. 12, No. 6, Pp. 100-121.
6. Martinez, J., Hernandez, C. and Pedraza, L. Spectrum sharing in cognitive radio networks // International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), 2020, Vol. 10, No. 6, Pp. 6472-6483. ISSN: 2088-8708, DOI: 10.11591/ijece.v10i6.pp6472-6483.

#### REFERENCES

1. Sengerdy, G. M., Campbell, S. D., Werner, P. L., Werner, D. H. Compliant Mechanisms for Support of Reconfigurable Metamaterial. Antenna Applications // Sixteenth International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), IEEE, 2022, Vol. X, Pp. 286-288. DOI: 10.1109/METAMATERIALS54993.2022.9920901
2. Li, Y., Xiao, S. Wideband Wide-Angle Scanning Phased Array Based on Miniaturized Metasurface Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, Vol. 70, No. 2, Pp. 1107-1119. DOI: 10.1109/TAP.2021.3111301.



3. Jacopo Iannacci, H. Vincent Poor Review and Perspectives of Micro/Nano Technologies as Key-Enablers of 6G // *IEEE Access*, 2022, Vol. 10, Pp. 55428–55458. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3176348.
4. Arjoune, Y., Kaabouch, N. A Comprehensive Survey on Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Recent Advances, New Challenges, and Future Research Directions // *Sensors* 2019, Vol. 19, No 126 Pp. 1-32. DOI:10.3390/s19010126.
5. Kassri, N., Ennouaary, A., Bah, S. and Baghdadi, H. A Review on SDR, Spectrum Sensing, and CR-based IoT in Cognitive Radio Networks // *International Journal of Advanced Computer Science and Applications* 2021, Vol. 12, No. 6, Pp. 100-121.
6. Martinez, J., Hernandez, C. and Pedraza, L. Spectrum sharing in cognitive radio networks // *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2020, Vol. 10, No. 6, Pp. 6472-6483. ISSN: 2088-8708, DOI: 10.11591/ijece.v10i6.pp6472-6483.

## УНИФИЦИРОВАННЫЕ КОММУНИКАЦИИ И ПЛАТФОРМА CRM ОПЕРАТОРА СВЯЗИ

Ю.А. Тамм

«МНИТИ», Москва, Россия

**Аннотация.** Рассматриваются вопросы использования технологии Унифицированных коммуникаций, как средства достижения экономического эффекта предприятия, в том числе, применительно к технологической телекоммуникационной среде платформы CRM оператора связи. Анализируются моменты, связанные с развитием технологии, особенностями внедрения и перспективой дальнейшего совершенствования с акцентом на сферу предоставления услуг связи.

**Ключевые слова:** унифицированные коммуникации, оператор связи, платформа CRM, омниканальность, мультиканальность, облачные технологии.

## UNIFIED COMMUNICATIONS IN THE PROVISION OF THE PROVIDER'S CRM PLATFORM

Y. Tamm

“MNITI”, Moscow, Russia

**Abstract.** The issues of using Unified Communications technology as a means of achieving economic success in general and in relation to the technological telecommunications environment of the CRM platform of the telecom provider in particular are considered. The moments connected with the development of technology, the peculiarities of implementation and the prospect of further improvement, including in the provision of communication services, are analyzed.

**Keywords:** unified communications, telecom operator, CRM platform, omnichannel, multichannel, cloud technologies.

Телекоммуникационная технологическая инфраструктура сети (ТТИС) отечественных операторов связи в целом ещё далека от желаемой омниканальности, позволяющей обеспечить надежную, высококачественную взаимосвязь многочисленных технических, технологических и бизнес-объектов системы, отвечающую жёстким современным требованиям, ориентированным на достижение высокой конкурентоспособности предприятия.

При организации предоставления услуг в рамках платформы CRM (*Customer Relationship Management*) телекоммуникационного оператора имеющиеся средства связи исторически используются, как правило, изолированно друг от друга (мультиканально), что обуславливает в совокупности их относительно невысокую функциональную эффективность, в том числе, за счёт отсутствия синергетического эффекта, свойственного возможной альтернативе - омниканальности.

Различного рода сбойные ситуации, возникающие при осуществлении взаимодействия между корреспондентами при такой системе, нередко вызывают нарекания, как со стороны клиентов, так и обслуживающего персонала сети связи, особенно в сегменте CRM, где абонентский пул сети, как правило, весьма велик и разнороден. Имеющие место при мультиканальном подходе несостоявшиеся и задержанные сеансы связи существенно тормозят выполнение текущих бизнес-процессов, что, подчас, ведёт к ощутимым экономическим потерям. Усугубляет

ситуацию и разнообразие аккаунтов при организации связи по различным технологиям, также существенно затрудняющее взаимодействие пользователей. Определенные сложности вызывает и необходимость обеспечения требуемой безопасности в «разношерстной» телекоммуникационной среде при таком, мультиканальном подходе организации связи.

Проблема во многом решается внедрением омниканальной технологии Унифицированных коммуникаций (*unified communications* - *UC*), получающей в последнее время всё большее распространение [1]. Отказ, хотя бы частичный, от мультиканального использования средств связи при организации телекоммуникационного взаимодействия, в частности, в сфере *CRM*, и переход к *UC*, как показывает международный опыт, существенно повышает эффективность бизнес-процессов и, соответственно, доходность предприятия [2].

Технологии *UC* позволяют существенно повысить уровень связности, функциональной надежности и оперативности доставки сообщений в инфокоммуникационной инфраструктуре, в том числе, в рассматриваемой здесь системе *CRM*. Эффект достигается прежде всего за счёт интеграции средств связи на единой платформе с единым пользовательским интерфейсом для каждого участника бизнес-процесса, как оператора связи, так и пользователей предоставляемых услуг.

Платформа *UC* обычно формируется в виде модульной агломерации группы приложений, «бесшовно» сопрягаемых между собой, например, посредством протоколов *API* (*Application Programming Interface*).

При этом весьма важным свойством *UC* является то, что при использовании этой платформы сообщения могут быть отправлены средствами одних технологий (приложений), а получены широким ассортиментом других в соответствующих форматах.

Подобный омниканальный подход при организации коммуникаций целесообразен для любого бизнеса, связанного с предоставлением услуг, куда, естественно, входят и операторы связи, где промедление или ненадежность в передаче неотложных сообщений грозит, подчас, большими экономическими, социальными и престижными потерями.

Организационно, в ТТИС можно различить два взаимосвязанных организационных и технологических сегмента, отражающих специфику операционной деятельности предприятия.

Это пользовательский сегмент, определяющий абонентский пул в плане его взаимодействия со вторым, административным сетевым сегментом, ориентированным на внутрисетевое технологическое бизнес-взаимодействие при предоставлении оператором услуг связи. Задачей оператора связи при внедрении *UC*, как указывалось, является повышение эффективности телекоммуникационного сопряжения указанных *CRM* сегментов с целью достижения максимальной экономической отдачи используемых бизнес-процессов.

Интегрируемые в рамках *UC* средства связи в *CRM* можно разделить на две большие группы, определяемые степенью оперативности взаимодействия между корреспондентами.

Это средства связи реального времени – телефония, аудио и видео конференции, веб-чат, транкинговые системы, относящиеся к первой группе и вторая группа, включающая средства связи отложенного доступа – голосовая и электронная почта, смс, различные, в том числе корпоративные, мессенджеры, факс и т.п. Ко второй группе также часто относят доступ к единой адресной книге, социальные медиа, виртуальные переговорные, взаимодействие с индикаторами присутствия, с таск-менеджерами сети и прочие ИТ-ресурсы.

Внедрение *UC* на практике, в том числе и применительно к *CRM*, осуществляется двумя путями, где второй является продолжением первого. Первый путь основан на использовании исторически уже существующих традиционных программно-аппаратных методов, путем объединения их на единой *UC* платформе (*on-promises*). Развитие, во многих случаях, предполагает переход к другому, более перспективному, а, самое главное, к экономически более выгодному пути – облачным технологиям (*SaaS - Software as a Service*). Как показывает практика, облачные структуры проще внедрять и обслуживать. К тому же они, как правило, предполагают более гибкую модель использования и оплаты по сравнению с локально реализованными системами (*on-promises*). Соответствующее развитие нашло отражение в концепции *UC2.0* или *UCaaS (UC As A Service)* [2]. Если для малых компаний, в силу неразвитости или вообще стартового отсутствия оборудования *on-promises*, переход на *UCaaS* может быть достаточно легким, то для больших или средних это связано с определёнными трудностями. Дело в том, что компаниям не всегда выгоден полный отказ от налаженной работы уже существующей системы *on-promises*, прежде всего, по экономическим соображениям. Кроме того, переход на *UCaaS* чреват еще большими опасениями в отношении снижения безопасности, чем имеющее место при локальных технологиях ТТИС за счет открытости и неограниченной доступности облачных технологий.

Поэтому в последнее время широкое распространение получают т.н. гибридные технологии, где имеет место некий симбиоз технологий *UCaaS* и *on-promises*. При этом, как показывает практика, статистически доля облачных технологий в ТТИС обратно пропорциональна величине и возрасту предприятий связи. Связующим звеном, позволяющим бесшовно объединить локальную и облачную составляющую, в большинстве случаев, является платформа *SIP-trunk (Session Initiation Protocol – trunk)* [2], получившая в последнее время широкое распространение.

К минусам гибридной модели следует отнести некоторую сложность в настройке и эксплуатации, а также трудности в обеспечении требуемой безопасности [3], особенно на стыковочных участках. Однако достоинства такой модели с лихвой преобладают над недостатками.

Существенным препятствием на пути широкого внедрения технологий *UC* в настоящее время является слабый уровень стандартизации. Это, в частности, можно объяснить тем, что развитие технологий *UC* с момента начала их использования (считается 1999 – стандартизация протокола *SIP*) велось, в основном, «американским» путём, предполагающим широкое внедрение, подчас, неопробированных новаций с целью скорейшего захвата рынка в ожидании получения большой мгновенной прибыли и в расчете лишь на последующую стандартизацию явочным порядком.

Определенную положительную роль в плане стандартизации *UC* -решений внес относительно недавно образованный несколькими ведущими в настоящей области компаниями (*HP, Microsoft, Juniper Networks* и др.) - *Unified Communications Interoperability Forum (UCIF)*. Однако, его роль и возможности несравнимы с такими авторитетными стандартообразующими организациями, как, например, *ITU/МСЭ* или *ETSI (European Telecommunications Standards Institute)*, которые по большому счету пока, к сожалению, не подключились к работе.

Недостаточность стандартизации сказалось на многочисленности определений *UC*, часто противоречащих друг другу. Известно более десятка определений, отражающих, как правило, конъюнктурные предпочтения различных *UC*-вендеров, не обременённых обязательствами учёта каких либо директивных документов в виду их отсутствия.

В этом плане следует отметить, как чрезвычайно спорное, получившее весьма широкое распространение переводное название настоящей технологии – «Унифицированные коммуникации», никак не отвечающее её сути. Термин «унифицированные» требует ответа на вопрос - «с чем унифицированные?». Здесь же ни о какой унификации речи не идёт. Дословный перевод *Unified – единый, объединённый* тоже не полностью отражает смысл технологии, хотя куда более уместен чем «унифицированный».

Из всего многообразия терминов, обозначающих *UC* в русскоязычном переводе автору представляется наиболее удачным «гибридные коммуникации», часто встречающийся в литературе и в большей степени отражающий омниканальность использования средств связи для выполнения единой задачи, на которую ориентированы *UC*.

Если в развитых странах технология *UC* получает всё более широкое распространение, то в современных российских условиях, к сожалению, этот процесс несколько замедлен. Прежде всего, здесь сказывается то, что ряд иностранных компаний в последнее время, в основном из-за санкций, покинули российский рынок, забрав во многом с собой и имеющиеся наработки в области *UC*. Это, прежде всего, к сожалению, компании *CISCO, Ericsson, IBM, Microsoft, NEC* и многие другие, определяющие политику в сфере *UC*.

Соответствующие российские разработки осуществляемые, в частности, в рамках импортозамещения, ещё находятся по отношению к мировым лидерам на относительно невысокой стадии развития, хотя некоторые из них уже получили достаточно широкое распространение. Так, хорошо известная отечественная *UC* платформа *Mango office* российской компании *Mango Talker* внедрена на множестве российских предприятиях разного уровня, в том числе относящимся к критической инфраструктуре. Достаточно большие успехи в этой области у популярной ВКС компании *True Conf*, компании *Craft Talk*, «Свеец» и многих, многих других. В качестве примера оператора связи, успешно внедряющего *UC* технологии, можно привести одну из отечественных компаний – АКАДО, успешно продвигающих концепцию *UC*.

Следует заметить, что определенную вину в замедлении прогресса отечественных *UC* технологий несет позиция минкомсвязи, которое до сих пор не выработало и, соответственно, не стандартизовало основные требования к типовым *UC* платформам для российских условий.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Известно множество *UC* платформ - от небольших, использующих только несколько технологий реального времени и ограниченный набор средств связи отложенного доступа, до огромных, включающих в себя большую гамму разнообразных телекоммуникационных сервисов, в том числе высокоинтеллектуальные аналитические и роботизированные программы. Переход к их применению позволяет обеспечить совершенно новый уровень доступности, мобильности и функциональности телекоммуникационной среды, обуславливающий существенный экономический рост современных предприятий, в том числе предприятий связи. И это еще не предел. На смену *UC* приходит новая, более совершенная концепция – *Meeting Solutions*, где обмен акцентируется не на человеке, а на команде, что позволяет достичь еще больших успехов в бизнесе, в том числе телекоммуникационном.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. URL: <https://www.gartner.com/en/information-technology/glossary/unified-communications-service-ucaas>. (дата обращения 26.01.2023).
2. Schurman J. Microsoft Voice and Unified Communications.// R. Addison Wesley. -2009, - 288p.
3. Мерц А.Л. Защита информации на предприятии при обмене данными с контрагентами // Теория и практика современной науки.-2016.- №6, - 877-882с.

**REFERENCES**

1. URL: <https://www.gartner.com/en/information-technology/> . (date of application - 26.01.2023).
2. Schurman J. Microsoft Voice and Unified Communications.// R. Addison Wesley. -2009, - 288p.
3. Mertz A.L. Protection of information at the enterprise when exchanging data with counterparties // Theory and practice of modern science.-2016.- №6, - 877-882p.

# УСЛОВИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЛИНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

П. В. Лебедев<sup>1</sup>, А. А. Тарасов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Военная академия связи им. С. М. Будённого (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В работе рассматривается анализ условий функционирования линий радиорелейной связи, особенности радиорелейной связи, влияющие на построение и применение радиорелейных систем передач, роль и место радиорелейной связи в системе связи специального назначения.

**Ключевые слова:** многоканальная радиосвязь военного назначения, радиорелейная связь, линия многоканальной радиосвязи специального назначения.

## OPERATING CONDITIONS OF MULTICHANNEL RADIO COMMUNICATION LINES IN THE INFOCOMMUNICATION NETWORK SPECIAL PURPOSE

P.V. Lebedev<sup>1</sup>, A.A. Tarasov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Military Academy of Telecommunications named after. S.M. Budyonny

**Abstract.** The paper considers the analysis of the conditions for the functioning of radio relay lines, the features of radio relay communications that affect the construction and use of radio relay transmission systems, the role and place of radio relay communications in a special purpose communication system.

**Keywords:** multichannel military radio communication, radio relay communication, military multichannel radio communication line.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в связи с развитием и внедрением современных телекоммуникационных технологий стираются технические границы между традиционно сложившимися родами многоканальной радиосвязи (в частности, радиорелейным, тропосферным и спутниковым). Новые технологии позволяют расширить возможности и функции многоканальной радиосвязи, что углубляет унификацию её технических средств передачи. Однако принципиальные отличия и особенности, связанные с механизмами распространения радиоволн придают средствам многоканальной радиосвязи свойственную им индивидуальность.

### 2. ОСОБЕННОСТИ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ПОСТРОЕНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧ

С помощью радиорелейных линий решают следующие задачи [1]:

1. Создание стационарных магистральных линий для передачи больших потоков информации на расстояния в несколько тысяч километров. В этих случаях применяются многоканальные (высокоскоростные) и многоствольные СП.

2. Использование стационарных линий для организации внутризонавой связи (связь в военном округе). Эти линии имеют протяженность до нескольких сот километров. Здесь применяются СП средней емкости, которые в большинстве случаев рассчитаны на передачу высокоскоростных цифровых потоков, а также телевизионных

и радиовещательных сигналов. Эти линии являются многоствольными и ответвляются от магистральных линий.

3. Использование РРЛ в местной (тактической и оперативной зоне) сети связи. Здесь в основном применяются полевые линии малой и средней емкости.

4. Обеспечение с помощью многоканальных РРЛ вставок в кабельные и волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) при их выходе из строя.

5. Соединение базовых станций (БС) и центров коммутации в составе системы подвижной связи.

6. Обеспечение подвижной связи и создание сетей беспроводного широкополосного доступа (БШД), а также для других целей.

Повышение эффективности использования частотного ресурса диапазона стало одним из самых важных требований к аппаратуре РРС. Эффективность использования частотного диапазона определяется следующими факторами [2]:

1. Требуемой шириной полосы приемопередатчика, которая определяется объемом передаваемой информации, выбранным методом модуляции и уровнем стабилизации частоты ПРД.

2. Параметрами электромагнитной совместимости (ЭМС), т. е. ослаблением чувствительности по побочным каналам приема, подавлением внеполосных и побочных излучений.

3. Возможностями полного использования всего отведенного участка диапазона, которые обеспечиваются использованием в составе станции синтезатора частот (СЧ).

Таким образом РРС – это связь с высокой разведзащищенностью (РЗ) и помехозащищенностью (ПМЗ) за счет пространственной селекции излучаемой энергии сигналов. Чем выше диапазон частот, тем сильнее выражена пространственная селекция. Таким образом, высокая степень защиты от радиоэлектронного воздействия достигается: переходом в диапазон более высоких частот; применением остронаправленных антенн; небольшой мощностью излучения; широкополосностью диапазона (возможностью маневра частотами). Кроме того, направленные антенны обеспечивают выполнение требований ЭМС станций на ограниченной территории, которая достигается: пространственным разнесом, в т. ч. и применением направленных антенн; частотным разнесом (широкополосностью диапазона частот станции).

### **3. РОЛЬ И МЕСТО, ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ**

Роль и место РРС определяется ее возможностями (рис. 1), назначением и долей участия в системах связи различного назначения [3].

Средства и комплексы РРС в системах военной связи предназначены для построения полевой (стационарной) сети связи общего пользования (опорной сети связи); организации линий прямой связи между пунктами управления (ПУ); резервирования и восстановления кабельных и ВОЛС; организации линий привязки подвижных и стационарных узлов связи (УС), мобильных групп, удаленных объектов к сети связи общего пользования; организации сети БШД с подвижными объектами, передачи данных и мониторинга сил быстрого реагирования, в т. ч. в труднодоступной местности; организации временных радиорелейных вставок на поврежденных участках линии связи и др.



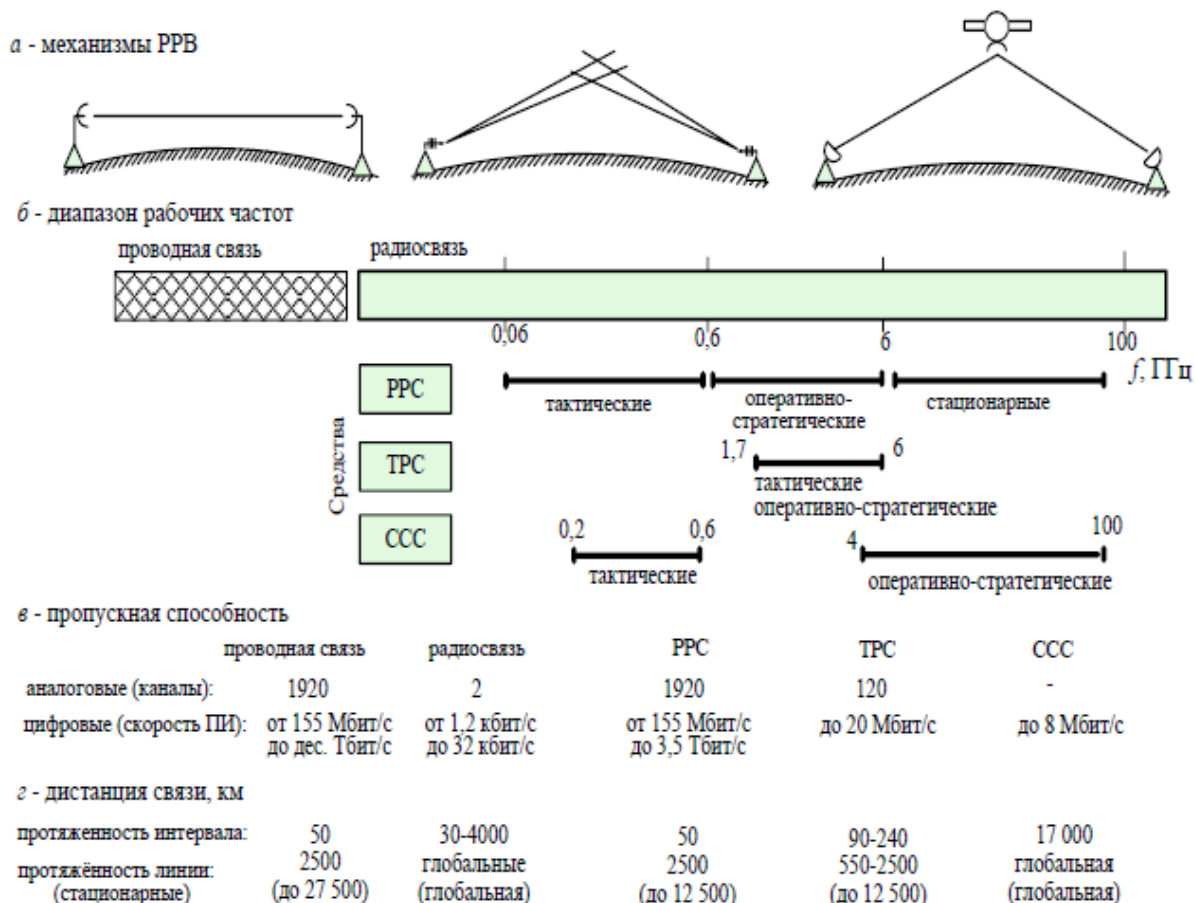
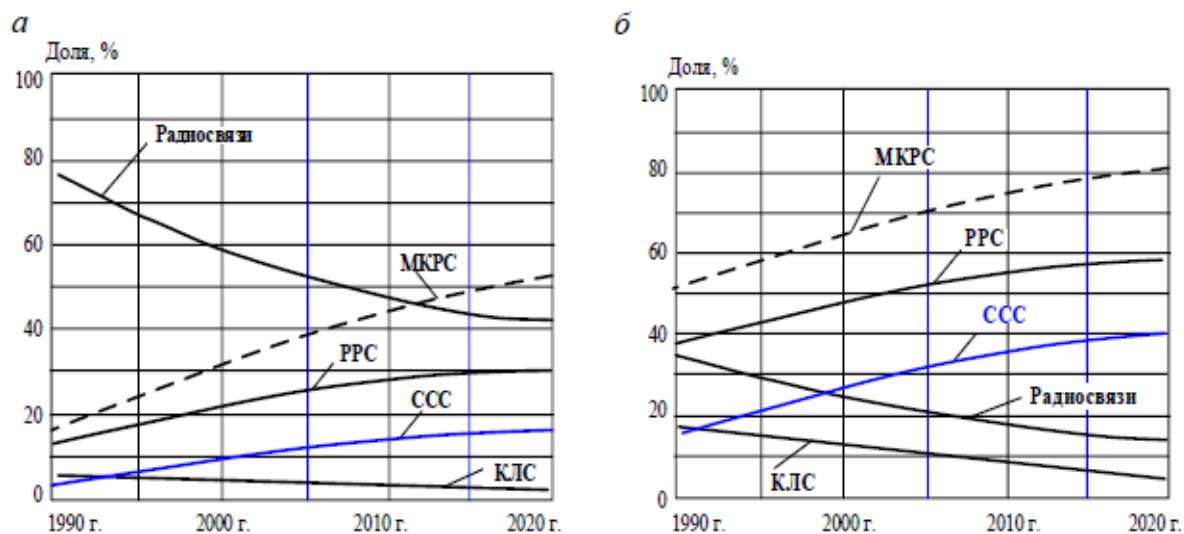


Рис. 1. Возможности средств различных родов связи

Массовое применение РР СП имеют в транспортных сетях связи. Важно отметить, что доля средств МКРС в полевых системах связи составляет от 35 до 45 % и будет увеличиваться в связи с высокой динамикой боевых действий войск, удаленностью, не оборудованностью театров военных действий и автономностью войск при подготовке и в ходе операций.

Вес родов связи в системах военной связи зарубежных государств и тенденции их развития приведены на рисунке 2 [4].

Рис. 2. Доля родов связи в системах военной связи:  
а – тактическая зона, б – оперативно-стратегическая зона

Достоинства МКРС в значительной степени определяются ее особенностями:

1. Большая частотная емкость позволяет применять в СП широкополосные методы модуляции, обеспечивающие большую пропускную способность РРЛ и их высокую помехозащищенность.

2. Относительно низкий уровень атмосферных и промышленных помех, обеспечивает высокое качество каналов, сравнимое с качеством каналов кабельных линий связи.

3. Небольшая дифракционная способность радиоволн ограничивает дальность связи на уровне прямой видимости, а, следовательно, обеспечивает высокую ЭМС, РЗ и ПМЗ.

4. Малые длины волн используемых диапазонов частот в системах передачи МКРС позволяют создавать узконаправленные антенны с большим коэффициентом усиления и сравнительно малыми размерами. Это также способствует повышению РЗ, ПМЗ и обеспечению ЭМС.

5. Малые габариты и масса средств МКРС обеспечивают их мобильность и возможность быстрого развертывания и восстановления радиолиний большой протяженности.

6. Организация МКРС на участках местности со сложным рельефом (лес, горы, болота, водные преграды и пр.) экономически выгодная, а иногда и единственно возможная (например, в горах, вечной мерзлоте и т. п.) связь.

7. Независимость МКРС от состояния ионосферы, слабая подверженность воздействию ядерных взрывов.

8. Низкая себестоимость средств МКРС (на порядок ниже КЛС).

9. Простота технического обслуживания (без восстановления среды).

В тоже время МКРС обладает и недостатками:

1. Накопление шумов и помех (ошибок) в каналах при ретрансляции сигналов на радиолиниях большой протяженности.

2. Необходимость оснащения станций антенно-мачтовыми сооружениями и устройствами ориентирования остронаправленных антенн.

3. Демаскирование мест развертывания станций из-за наличия антенн и антенно-мачтовых опор.

4. Большое количество ретрансляций требует применения аппаратуры с высокой надежностью.

5. Зависимость величины затухания сигнала от профиля пролета, что требует проведения тщательных расчетов при планировании развертывания РРЛ.

6. Недостаточная пропускная способность и качество связи по сравнению с ВОЛС.

Рассмотренные общие закономерности, принципы и особенности РРС служат ключом к пониманию последующего материала и значительно облегчают изучение принципов построения систем передач многоканальной радиосвязи.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Повышение помехоустойчивости линий многоканальной радиосвязи является далеко непростой задачей. Сама многоканальная радиосвязь уже является одним из методов повышения помехоустойчивости для радиолиний многоканальной связи. Однако с точки зрения специального назначения в том числе военного, помехоустойчивость приобретает наивысший приоритет, а возможностей многоканальной радиосвязи для выполнения предъявляемых требований к ней становится недостаточно.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Якушенко С.А., Сазонов М.А., Бибарсов М.Р. Радиорелейные и спутниковые системы передачи специального назначения. Часть 1: Учебник. В 2-х частях / Под ред. С. А. Якушенко. – СПб.: ВАС, 2016. – 486 с.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. Учебное пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005.
3. Боговик А.В., Игнатов В.В. Эффективность военной связи и методы ее оценки. – СПб.: ВАС, 2006.
4. Одоевский С.М., Лебедев П.В., Ключников В.О. Модель оптимального распределения канального ресурса информационных направлений в инфокоммуникационной сети // сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: АО «Концерн Созвездие», 2021. – С. 389-393.

**REFERENCES**

1. Yakushenko S.A., Sazonov M.A., Bibarsov M.R. Radio relay and satellite transmission systems for special purposes. Part 1: Tutorial. In 2 parts / Ed. S. A. Yakushenko. - St. Petersburg.: VAS, 2016. - 486 p
2. Volkov L.N., Nemirovsky M.S., Shinakov Yu.S. Digital Radio Communication Systems: Basic Methods and Characteristics. Tutorial. – M.: Eco-Trends, 2005
3. Bogovik A.V., Ignatov V.V. The effectiveness of military communications and methods of its assessment. - St. Petersburg: VAS, 2006.
4. Odoevsky S.M., Lebedev P.V., Klyuchnikov V.O. Model of optimal distribution of the channel resource of information directions in the infocommunication network // proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication". – Voronezh: Concern Constellation JSC, 2021. – pp. 389-393.

# УСТОЙЧИВЫЕ ПРИЗНАКИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ НА ДИСКРЕТНЫХ АУДИОСИГНАЛАХ

Н. П. Колмаков<sup>1</sup>, А. А. Толстых<sup>1</sup>

**Аннотация.** Распознавание дикторов — это задача разделение голосов от разных источников по их особенностям. На протяжении последних лет было предложено несколько основных признаков, которые позволяют качественно описывать особенности голоса. В работе анализируются три направления на основе векторов: d-вектора, x-вектора и i-вектора. Статья посвящена вопросу извлечения признаков на разных уровнях, таких как кадровый уровень и уровень высказываний, а также применение различных архитектур: гауссовской смеси, глубокой нейронной сети и нейронной сети с задержкой по времени. Проведён анализ достоинств и недостатков рассматриваемых подходов, даны рекомендации по выбору подхода в зависимости от задачи.

**Ключевые слова:** глубокие нейронные сети; распознавание диктора; x-вектор; i-вектор; d-вектор; нейронная сеть с задержкой по времени; извлечение признаков голоса

## ROBUST SPEAKER FEATURES RECOGNITION ON DISCRETE AUDIO SIGNALS

N. P. Kolmakov<sup>1</sup>, A. A. Tolstykh<sup>1</sup>

**Abstract.** Speech recognition is the problem about voice separating from different sources. Over few years, were invented several methods, which becomes main strategy for future extracting for voice. Here will be talking about d-vector, x-vector and i-vector. Main reason of this article is method for features extraction on different levels: frame level and utterance level. And using some architectures: Gaussian mixtures, deep neural network and time delay neural network. The advantages and disadvantages of the approaches under consideration are analyzed, recommendations on the choice of approach depending on the task are given.

**Keywords:** deep neural network, speaker recognition, x-vector, i-vector, d-vector, time delay neural network, deep voice features extractor

### 1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день существует большое множество методов извлечения уникальных признаков голоса пользователя, в последнее время исследования сосредоточены на задачах упрощения и ускорения данной процедуры.

Распознавание голоса широко используется во многих прикладных задачах, таких как активации «умного» устройства по обращению от конкретного пользователя или для подтверждения личности при производстве банковской операции [1] и т. д. Так же с помощью этой технологии можно определить, когда источник голоса подвержен искажениям или изменениям [2].

Поэтому, в рамках статьи будут рассмотрены способы для извлечения полезной статистики из дискретного сигнала, такую информацию называют эмбедингом.

### 2. ЭМБЕДИНГ НА УРОВНЕ КАДРА, D-ВЕКТОР

Пусть множество высказываний  $X_s = \{O_{s1}, O_{s2}, \dots, O_{sn}\}$ , диктора  $s$ , где  $O_{si} = \{o_1, o_2, \dots, o_j\}$ . Процесс преобразования выглядит следующим образом: на вход

глубокой нейронной сети (ГНС) поочерёдно подаётся кадр  $o_j$  из выражения  $O_{si}$ . Входное значение пропускается через ГНС, на последнем скрытом слое извлекается результат, потом используется  $L_2$  нормализация, далее происходит накопление значения  $o_j$  из  $O_{si}$ , тем самым решается задача классификации. Новый вектор, полученный путём накопления признаков кадра, называют d-вектором высказывания  $O_{si}$ . Итоговым результатом, для диктора  $s$ , является среднее всех d-векторов, относящихся к  $X_s$  [3]. На тренировочном этапе последним слоем ГНС, является слой Softmax для минимизации ошибки кросс энтропии между настоящим значением диктора и выходом из сети, рисунок 1.

На этапе тестирования d-вектор принимает выходную активацию каждого кадра с последнего скрытого слоя ГНС, усреднение тензоров, прошедших через все активации до полносвязного слоя, называют эмбедингом, на всех участках высказывания, называется d-вектором. Основное свойство вектора состоит в том, что компактное представление скрытого пространства может хорошо работать на не виденных ранее голосах на этапе тестирования [4].

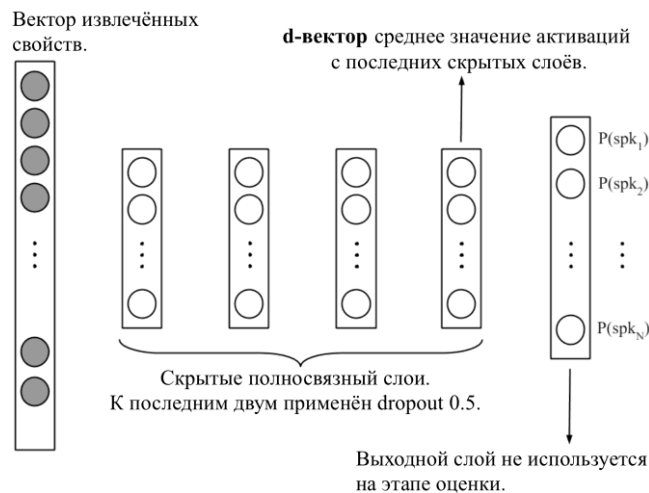


Рис. 1. Диаграмма извлечения d-вектора [5].

### 3. ЭМБЕДИНГ НА УРОВНЕ СЕГМЕНТА, X – ВЕКТОР

Улучшенной версией d-вектора является x-вектор, который позволяет распознавать голос диктора не на уровне кадра, а на уровне всего высказывания. На рисунке 2 представлена общая архитектура извлечения x-вектора. Сначала, на уровне кадра извлекается эмбединг с помощью слоёв с задержкой по времени, полученные значения передаются в статистическую подвыборку, где происходит расчёт среднего взвешенного:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n w_i * x_i}{\sum_{i=1}^n w_i}, \quad (1)$$

После этого выходные данные пропускают через полносвязные слои. В [6] было сказано, что эмбединги сегментного уровня (а или b) могут быть извлечены из любого слоя сети после статистической подвыборки.

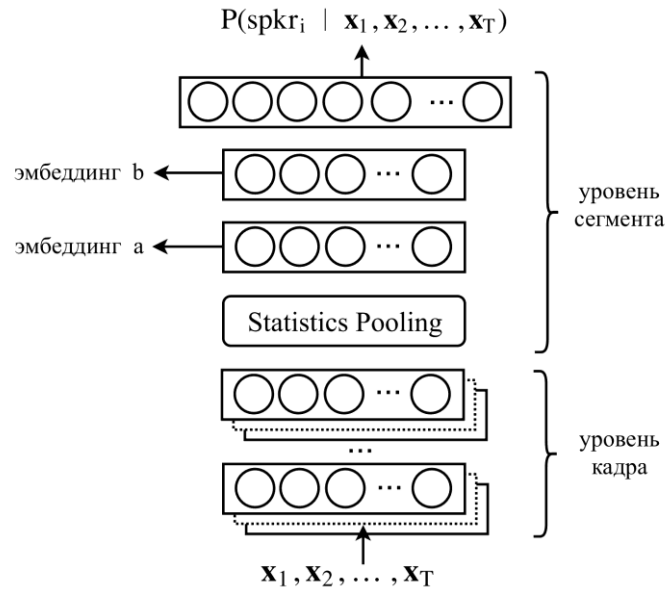


Рис. 2. Диаграмма ГНС для извлечения х-вектора [6].

Однако, у подхода извлечения вектора из обычной ГНС, есть проблема, связанная со скоростью обучения [7]. Поэтому, в [7] представили другой подход, нейронная сеть с задержкой по времени (НСЗВ).

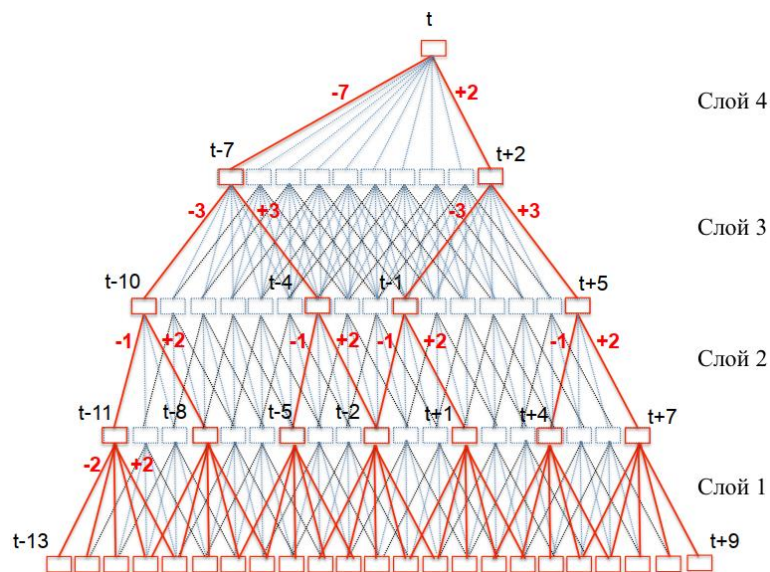


Рис. 3. Расчёт в НСЗВ с подвыборкой (красный) и без подвыборки (голубой + красный) [7].

На одном временном интервале входной контекст каждого слоя должен считать выходную активацию, что и является параметрами сети НСЗВ. Пример работы НСЗВ изображён на рисунке 3 – показаны временные интервалы, где на каждом слое вычисляется активация, и показана зависимость между ними по всем слоям. Видно, что зависимости между слоями локализованы по времени. Многоуровневая спецификация контекста представлена в колонке 2, таблицы 1.

Таблица 1. Спецификация контекста в НСЗВ рисунка 3 [5].

Слой	Входной контекст	Входной контекст с подвыборкой
1	[-2, +2]	[-2, 2]
2	[-1, 2]	{-1, 2}
3	[-3, 3]	{-3, 3}
4	[-7, 2]	{-7, 2}
5	{0}	{0}

Значение контекста  $\{-7, 2\}$  значит, что на выходе «Слоя 4» происходит объединение входных значений на -7 и +2 позициях от положения текущей кадра и т. д., на рисунке 3 подробно показан этот процесс.

Все значения входного контекста подобраны эмпирическим путём. Они были выбраны таким образом, чтобы происходило увеличение числа объединяемого контекста по мере перехода к более глубоким уровням сети. На рисунке 3 показано, что на «Слое 1» происходит объединение кадров с  $t - 2$  по  $t + 2$  на входе (это также можно записать как  $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$  или более кратко  $[-2, 2]$ ). Красные кадры, показанные на рисунке 3, участвуют на этапе оценки.

По сравнению с обычным ГНС, использование расчёта без подвыборки даёт прирост в вычислительной скорости примерно в десять раз, но при этом сильно возрастает количество добавляемых параметров [7]. Применение подвыборки даёт прирост в вычислительной скорости в два раза, а количество параметров новых значительно меньше. [7].

Оба метода компенсируют недостатки друг друга, поэтому в НСЗВ используются оба подхода, что даёт прирост не только в вычислительной скорости на тренировочной фазе, приблизительно, в пять раз, но и сокращает увеличение числа новых параметров [7].

Полученный результат считается по среднему арифметическому взвешенному (1). Далее пропускается через полносвязные слои, потом извлекается эмбединг, как было описано ранее.

#### 4. ИЗВЛЕЧЕНИЕ ПРИЗНАКОВ ГОЛОСА ДИКТОРА С ПОМОЩЬЮ I – ВЕКТОРА

В данном разделе будет рассмотрено извлечение i-вектора с помощью двух методов. Gaussian Mixture Model-Universal Background Model (GMM-UBM) и Deep Neural Network – Universal Background Model (DNN-UBN).

##### а. ИЗВЛЕЧЕНИЕ I-ВЕКТОРА ИЗ GMM-UBM.

Проблема в использовании GMM-UBM — сильный эффект, который отказывает колебание голоса диктора на модель и размер выходной последовательности для дальнейшего расчёта. Для решения данной проблемы [8] используется уменьшения высокоразмерного выходного вектора, получившееся значение называется i-вектор. Общая система GMM/i-вектора представлена на рисунке 4.

В [9] и [10] показывают, что акустическое свойство  $y_t^{(i)}$  генерируется следующим распределением:

$$y_t^{(i)} \sim \sum_{c=1}^C \omega_c N(\mu_c + T_c v^{(i)}, \Sigma_c), \quad (2)$$

где  $c \in [1, C]$ ,  $C$  – количество всех компонентов в Mel-frequency cepstrum coefficients (MFCC),  $\omega_c$  – значения весов,  $\mu_c$  – среднее,  $\Sigma_c$  – матрица ковариации  $c$ -го элемента,  $T_c$  – называется общей изменчивостью подпространства,  $v^{(i)}$  специальный сегмент обычного нормального распределения скрытого вектора.

I-вектор, используемый для представления речевого сигнала, является апостериорным максимумом (MAP) оценки скрытого вектора  $v^{(i)}$ .

Необходимой статистики для сегмента можно получить через накопление GMM-UBM:

$$N_c^{(i)} = \sum_{t=1}^T p(c|y_t^{(i)}); \quad (3)$$

$$f_c^{(i)} = \sum_{t=1}^T p(c|y_t^{(i)})y_t^{(i)}; \quad (4)$$

$$S_c^{(i)} = \sum_{t=1}^T p(c|y_t^{(i)})y_t^{(i)}(y_t^{(i)})^T, \quad (5)$$

где  $p(c|y_t^{(i)})$  – апостериорная вероятность,  $y_t^{(i)}$  – зависящая от  $c$ -го Гауссовского компонента.

Этой статистики достаточно для обучения подпространства и извлечения  $i$ -вектора [9]. Более подробно об обучении рассказано в [8] и [11].

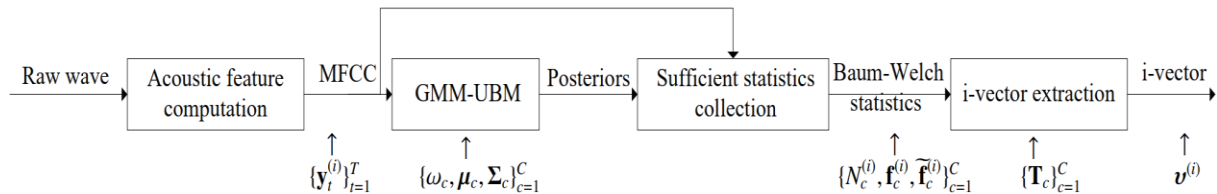


Рис. 4. Диаграмма стандартного подхода GMM/ $i$ -вектор [2].

#### б. Извлечение $i$ -вектора из DNN-UBM.

Теоретически, для извлечения полезных признаков можно использовать любую модель взамен GMM-UBM [8]. Этой идеей пользуются в [8], берётся акустическая ГНС, которая обучалась для автоматического распознавания речи (АРЧ), обозначается как DNN-UBN, для генерации апостериорной вероятности вместо GMM-UBM.

Однако, переход на ГНС существенно увеличивает сложность обучения по сравнению с традиционным GMM-UBM, т. к. в ГНС больше параметров. Поэтому, для обучения ГНС требуется большой размеченный набор данных.

Для уменьшения вычислительной сложности можно использовать GMM-UBM как основу для акустической модели ГНС [11]. GMM приобретает вид:

$$\begin{aligned} \gamma_{ct}^{(i)} &= p(c|\bar{y}_t^{(i)}); \\ \omega_c &= \sum_{i,t} \gamma_{ct}^{(i)}; \\ \mu_c &= \frac{\sum_{i,t} \gamma_{ct}^{(i)} y_t^{(i)}}{\sum_{i,t} \gamma_{ct}^{(i)}}; \\ \Sigma_c &= \frac{\sum_{i,t} \gamma_{ct}^{(i)} y_t^{(i)} (y_t^{(i)})^T}{\sum_{i,t} \gamma_{ct}^{(i)}} - \mu_c \mu_c^T, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\bar{y}_t^{(i)}$  – акустические свойства АРЧ и  $y_t^{(i)}$  – акустические свойства распознавания диктора.

Основным различием между DNN-UBM и GMM-UBM состоит в том, что DNN-UBM – дискриминативная модель, а GMM-UBM – генеративная модель. DNN-UBM более мощная, чем GMM-UBM при моделировании сложного распределения данных [8], [12]. ГНС относится к типу моделей обучения с подкреплением, GMM относится к моделям обучения без подкрепления. Поэтому, DNN-UBM нуждается в тренировочных размеченных данных и сложнее в вычислении, чем GMM-UBM.

Демонстрации полученных результатов применения DNN и GMM находятся в таблице 2:



Таблица 2. Сравнение результатов DNN/i-vector и GMM/i-vector [4].

Название модели	Equal Error Rate		
	Основные значения	Базовые значения	На сколько уменьшилась
DNN-UBM [9]	1.39%	1.81%	23%
DNN-UBM [9]	1.92%	2.55%	25%
TDNN-UBM [12]	1.20%	2.42%	50%
Sup-GMM-UBM [12]	1.94%	2.42%	20%
BNF [14]	2.00%	2.71%	26%
BNF [14]	2.79%	6.18%	55%

## 5. СРАВНЕНИЕ ПОДХОДОВ

Общей особенностью  $d$ ,  $x$ ,  $i$  – векторов, что они обладают небольшой размерностью, т. к. они извлекаются из последних слоёв ГНС, это даёт им возможно использоваться в дальнейших исследованиях без больших вычислительных затрат. Основные различие между всеми подходами представлены в таблицах 3 и 4.

Таблица 3. Сравнение результатов работы разных архитектур [4]

Название модели	Тип	Стратегия для обучения	Название Back-end
GMM-UBM/i-вектор	Генеративная/ Генеративная	Неконтролируемое/ Неконтролируемое	PLDA
DNN-UBM/i-вектор	Дискриминативная/ Генеративная	Контролируемое/ Неконтролируемое	PLDA
D-вектор	Дискриминативная	Контролируемое	Косинусное
X-вектор	Дискриминативная	Контролируемое	PLDA

Таблицы 4. Сравнение результатов работы разных архитектур [4]

Сравнение методов		Тестовый набор данных	EER		
Глубокий эмбединг	Эталон		Глубокий эмбединг	Эталон	Разница в % (больше, лучше)
d-вектор	GMM-UBM/i-вектор	Google data	4.54%	2.83%	-37%
d-вектор+i-вектор	GMM-UBM/i-вектор	Google data [чистые, с шумом]	–	–	[14%, 25%],
Эмбединг a+b (рисунок 2)	GMM-UBM/i-вектор	NIST SRE10 [10 сек, 60 сек]	[7.9%, 2.9%]	[11.0%, 2.3%]	[28%, -21%]
Эмбединг a+b (рисунок 2)	GMM-UBM/i-вектор	NIST SRE16 [Cantonese, Tagalog]	[6.5%, 16.3%]	[8.3%, 17.6%]	[22%, 7%]
x-вектор (эмбединг a)	GMM-UBM/i-вектор	SITW Core [PLDA, Voxceleb]	[6.0%, 4.1%]	[8.04%, 7.45%]	[25%, 44%]
x-вектор (эмбединг a)	GMM-UBM/i-вектор	SRE16 Cantonese [PLDA, Voxceleb]	[5.8%, 5.7%]	[8.9%, 9.2%]	[34%, 38%]

В ходе анализа публикаций была составлена таблице 4. В таблице показано, что  $d$ -вектор даёт более высокий результат в Equal Error Rate (EER), чем  $i$ -вектор. При совместном использовании  $d$ -вектора и  $i$ -вектора получается уменьшение EER на 14% и 25% по отношению с использованием только  $i$ -вектора. Модель «эмбединг a+b», которая является предшественницей  $x$ -вектора, набирает меньше EER, чем стандартные значения GMM-UBM/i-vector, на дискретных волнах длиной не более 10 секунд, которые взяты из

набора данных NIST SRE10 [15], и более высокие на отрезках речи длиной 60 секунд. Благодаря увеличению обучающего набора данным обучения и их аугментации,  $x$ -вектор обеспечивает отличные результаты по сравнению с GMM-UBM/ $i$ -vector.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из результатов, представленных таблицы 3, можно сделать вывод, что  $x$  – вектор показывает лучшие результаты, поэтому использование его в качестве основного компонента для определения диктора является верным решением. Лёгкая доступность к вычислительным мощностям и к большому количеству данных, даёт много пространства в исследованиях. Это помогает решить проблему  $x$  – вектора в виде сложности обучения и в большом наборе данных. Этот фактор позволил за последние несколько лет проделать множество исследований в области  $x$ -векторов [2, 6, 16].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Козырь Н.С., Гетманова А.В. "Технологии в сфере дистанционного банковского обслуживания: анализ и перспективы развития" Финансовая аналитика: проблемы и решения, no. 25 (307), 2016, pp. 14-29.
2. Евсюков Михаил Витальевич, Путьто Михаил Михайлович, Макарян Александр Самвелович, Немчинова Валерия Олеговна. "Методы защиты в современных системах голосовой аутентификации" Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии, no. 3 (59), 2022, pp. 84-92.
3. Ehsan Variani Deep neural networks for small footprint text-dependent speaker verification / Xin Lei, Erik McDermott, Ignacio Lopez Moreno, Javier Gonzalez-Dominguez // 2014 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP)
4. Zhongxin Bai, Xiao-Lei Zhang, Speaker Recognition Based on Deep Learning: An Overview, <https://arxiv.org/pdf/2012.00931.pdf>, 05.03.2023
5. E. Variani, X. Lei, E. McDermott, I. L. Moreno, J. Gonzalez-Dominguez, Deep neural networks for small footprint text-dependent speaker verification, in: 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE, 2014, pp. 4052– 4056.
6. D. Snyder, X-vectors: Robust neural embeddings for speaker recognition, Ph.D. thesis, Johns Hopkins University (2020).
7. Vijayaditya Peddinti, Daniel Povey, Sanjeev Khudanpur A time delay neural network architecture for efficient modeling of long temporal contexts., Interspeech (2015).
8. N. Dehak, P. J. Kenny, R. Dehak, P. Dumouchel, P. Ouellet, Front-end factor analysis for speaker verification, IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing 19 (4) (2010) pp 788–798
9. Y. Lei, N. Scheffer, L. Ferrer, M. McLaren, A novel scheme for speaker recognition using a phonetically-aware deep neural network, in: 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE, 2014, pp. 1695–1699.
10. D. Snyder, D. Garcia-Romero, D. Povey, S. Khudanpur, Deep neural network embeddings for text-independent speaker verification., in: Interspeech, 2017, pp. 999–1003.
11. P. Kenny, P. Ouellet, N. Dehak, V. Gupta, P. Dumouchel, A study of interspeaker variability in speaker verification, IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing 16 (5) (2008) 980–988
12. Mirco Ravanelli, Yoshua Bengio, Speaker recognition from raw waveform with SincNet, <https://arxiv.org/pdf/1808.00158.pdf>, 04.03.2023
13. D. Snyder, D. Garcia-Romero, D. Povey, Time delay deep neural network-based universal background models for speaker recognition, in: 2015 IEEE Workshop on Automatic Speech Recognition and Understanding (ASRU), IEEE, 2015, pp. 92–97

14. F. Richardson, D. Reynolds, N. Dehak, Deep neural network approaches to speaker and language recognition, *IEEE signal processing letters* 22 (10) (2015) 1671–1675
15. Martin, Alvin F. / Greenberg, Craig S: "The NIST 2010 speaker recognition evaluation", In *INTERSPEECH-2010*, 2726-2729
16. Ravanelli, Mirco and Yoshua Bengio. "Speaker Recognition from Raw Waveform with SincNet." 2018 IEEE Spoken Language Technology Workshop (SLT) (2018): 1021-1028.

#### REFERENCES

1. Kozyr N.S., Getmanova A.V. "Technologies in the field of remote banking: analysis and development prospects" *Financial Analytics: Problems and Solutions*, no. 25 (307), 2016, pp. 14-29.
2. Evsyukov Mikhail Vitalievich, Putyato Mikhail Mikhailovich, Makaryan Alexander Samvelovich, Nemchinova Valeria Olegovna. "Security methods in modern voice authentication systems" *Caspian Journal: Management and High Technologies*, No. 3 (59), 2022, pp. 84-92.
3. Ehsan Variiani Deep neural networks for small footprint text-dependent speaker verification / Xin Lei, Erik McDermott, Ignacio Lopez Moreno, Javier Gonzalez-Dominguez // 2014 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP)
4. Zhongxin Bai, Xiao-Lei Zhang, Speaker Recognition Based on Deep Learning: An Overview, <https://arxiv.org/pdf/2012.00931.pdf>, 05.03.2023
5. E. Variiani, X. Lei, E. McDermott, I. L. Moreno, J. Gonzalez-Dominguez, Deep neural networks for small footprint text-dependent speaker verification, in: 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE, 2014, pp. 4052– 4056.
6. D. Snyder, X-vectors: Robust neural embeddings for speaker recognition, Ph.D. thesis, Johns Hopkins University (2020).
7. Vijayaditya Peddinti, Daniel Povey, Sanjeev Khudanpur A time delay neural network architecture for efficient modeling of long temporal contexts., *Interspeech* (2015).
8. N. Dehak, P. J. Kenny, R. Dehak, P. Dumouchel, P. Ouellet, Front-end factor analysis for speaker verification, *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing* 19 (4) (2010) pp 788–798
9. Y. Lei, N. Scheffer, L. Ferrer, M. McLaren, A novel scheme for speaker recognition using a phonetically-aware deep neural network, in: 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE, 2014, pp. 1695–1699.
10. D. Snyder, D. Garcia-Romero, D. Povey, S. Khudanpur, Deep neural network embeddings for text-independent speaker verification., in: *Interspeech*, 2017, pp. 999–1003.
11. P. Kenny, P. Ouellet, N. Dehak, V. Gupta, P. Dumouchel, A study of interspeaker variability in speaker verification, *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing* 16 (5) (2008) 980–988
12. Mirco Ravanelli, Yoshua Bengio, Speaker recognition from raw waveform with SincNet, <https://arxiv.org/pdf/1808.00158.pdf>, 04.03.2023
13. D. Snyder, D. Garcia-Romero, D. Povey, Time delay deep neural network-based universal background models for speaker recognition, in: 2015 IEEE Workshop on Automatic Speech Recognition and Understanding (ASRU), IEEE, 2015, pp. 92–97
14. F. Richardson, D. Reynolds, N. Dehak, Deep neural network approaches to speaker and language recognition, *IEEE signal processing letters* 22 (10) (2015) 1671–1675
15. Martin, Alvin F. / Greenberg, Craig S: "The NIST 2010 speaker recognition evaluation", In *INTERSPEECH-2010*, 2726-2729]
16. Ravanelli, Mirco and Yoshua Bengio. "Speaker Recognition from Raw Waveform with SincNet. 2018 IEEE Spoken Language Technology Workshop (SLT) (2018): 1021-1028.

## ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

А. А. Смирнов<sup>1</sup>, А. М. Кудрявцев<sup>1</sup>, П. В. Заика<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассматриваются вопросы представления информационно-аналитического обеспечения радиомониторинга сложной радиоэлектронной обстановки, создаваемой одновременным функционированием множества радиоэлектронных средств самого различного практического назначения, различающихся сигнальными, частотными, временными характеристиками в виде функциональной модели. Показано, что функциональная модель информационно-аналитического обеспечения, отвечающая требованиям полноты и качества ее формализованного представления, должна обеспечить сочетание теоретико-множественных, логических, вероятностных, фактографических представлений о процессах, протекающих в системе мониторинга, обеспечивающего способность решать задачи с данными большой размерности. Формализованы процессы информационно-аналитического обеспечения, способствующие эффективной работе по выявлению, систематизации, оценке информативности признаков объектов радиомониторинга.

**Ключевые слова:** информационное обеспечение; информационно-аналитическое обеспечение; радиомониторинг; обработка данных радиомониторинга.

## FUNCTIONAL MODEL OF INFORMATION AND ANALYTICAL SUPPORT OF RADIO MONITORING SYSTEMS

A. A. Smirnov<sup>1</sup>, A. M. Kudriavtsev<sup>1</sup>, P. V. Zaika<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Military Telecommunications Academy, St. Petersburg, Russian Federation

**Abstract.** The issues of presenting information and analytical support for radio monitoring of a complex electronic environment created by the simultaneous operation of a variety of radio-electronic means of various practical purposes, differing in signal, frequency, and time characteristics in the form of a functional model, are considered. It is shown that a functional model of information and analytical support that meets the requirements of completeness and quality of its formalized representation should provide a combination of set-theoretic, logical, probabilistic, factual representations of the processes occurring in the monitoring system, providing the ability to solve problems with large-dimensional data. The processes of information and analytical support have been formalized, contributing to effective work on identifying, systematizing, and evaluating the informative value of signs of radio monitoring objects.

**Keywords:** information support; information and analytical support; radio monitoring; processing of radio monitoring data.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологий искусственного интеллекта и интеллектуального анализа данных привело к появлению новых научных направлений (например, наука о данных), агломерирующих вокруг себя широкий спектр сопутствующих научных отраслей и технологий, а также к активному росту популярности новых специальностей (например, аналитик данных, инженер по данным и др.), востребованных в организациях самого

различного профиля. В информационный век данные становятся все более ценным ресурсом, грамотное применение которого позволяет повысить эффективность функционирования соответствующих систем и процессов. В свою очередь в последнее время все больше внимания уделяется интеллектуализации процессов обработки данных и в области радиомониторинга [1]. К таким данным относится информация о радиоэлектронной обстановке в целом, о применяемых объектами и организациями радиоэлектронных средствах, их излучениях в различных участках частотно-временной области, об условиях распространения радиоволн с учетом рельефа и наличии «мешающих» индустриальных объектов в районе радиомониторинга и др. [2] Своевременная обработка таких данных требует существенного информационно-справочного и методического подспорья в виде ретроспективных данных о функционировании радиоэлектронных средств в районе радиомониторинга, справочной информации, геопространственных данных с характеристикой местности и др. Указанные информационные ресурсы в совокупности с данными радиомониторинга составляют информационное обеспечение систем радиомониторинга. Однако, практика показывает, что рассмотрение данных отдельно от аналитических средств в виде методик и алгоритмов их обработки не способствует адаптивности информационного обеспечения решаемым задачам и условиям радиоэлектронной обстановки и, следовательно, качественному решению задач радиомониторинга. В связи с этим в статье предлагается рассмотреть вопросы построения информационно-аналитического обеспечения систем радиомониторинга как совокупности их информационного обеспечения и аналитического компонента.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Рассмотренные в [3] основные структурные элементы информационного обеспечения систем радиомониторинга легли в основу построения структурной модели информационно-аналитического обеспечения системы радиомониторинга [4]. Там же была представлена и функциональная (кибернетическая) модель информационно-аналитического обеспечения, раскрывающая взаимосвязь составляющих его информационных ресурсов по входным и выходным данным в многоуровневой иерархической системе радиомониторинга (рис. 1).

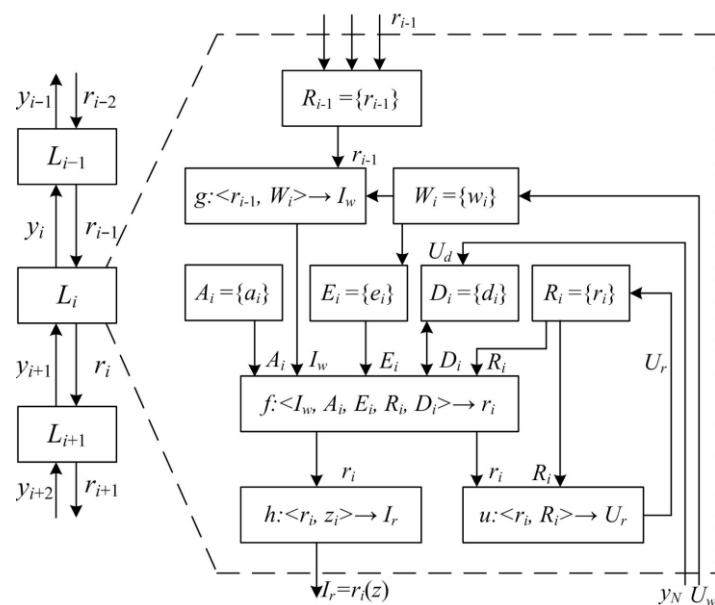


Рис. 1. Информационные процессы в системе радиомониторинга

Представленная функциональная модель (см. рис. 1), построенная с применением методики из [5], отражает логику информационного процесса в информационно-аналитической подсистеме системы радиомониторинга, где:

$R_{i-1} = \{r_{i-1}\}$  – множество поступивших блоков данных с  $i-1$ -го уровня;

$W_i = \{w_i\}$  – множество признаков распознавания, используемых при формировании реализаций из блоков данных радиомониторинга, эталонных описаний объектов распознавания, используемых в подсистеме обработки;

$E_i = \{e_i\}$  – множество эталонных описаний объектов радиомониторинга, радиосетей, радиоэлектронных средств;

$I_w = g(r_{i-1}, W_i)$  – отображение, формирующее реализации признаков объектов и источников радиомониторинга из поступающих блоков данных радиомониторинга;

$A_i = \{a_i\}$  – множество процедур, алгоритмов обработки данных радиомониторинга;

$D_i = \{d_i\}$  – множество справочной информации, содержание фактографических информационных ресурсов  $i$ -го уровня;

$R_i = \{r_i\}$  – множество накопленной информации об объектах радиомониторинга, источниках радиоизлучения, характеризующих текущую радиоэлектронную обстановку;

$r_i = f(I_w, A_i, E_i, R_i, D_i)$  – отображение, формирующее блоки исходных данных в результате обработки реализаций признаков  $I_w$  с помощью алгоритмов из  $A_i$  и данных из  $E_i, R_i$  и  $D_i$ ;

$U_r = u(r_i, R_i)$  – отображение, определяющее пополнение множества  $R_i$  результатами обработки  $r_i$ ;

$U_w, U_d$  – отображения, определяющие обновление множеств признаков описаний и нормативно-справочной, фактографической информации;

$Z_i = \{z_i\}$  – множество групп потребителей результатов радиомониторинга;

$I_r = h(r_i, q)$  – отображение, формирующее блок данных радиомониторинга (доклад, отчет) потребителю из множества  $Z_i$ .

Модель на рис. 1 представляет общую концепцию построения информационно-аналитического обеспечения, но не раскрывает ключевые функционалы, множества и отображения. Поэтому в статье предлагается дальнейшая детализация функциональной модели на третьем уровне стратификации описания функционирования информационно-аналитического обеспечения систем радиомониторинга.

Поступающие на обработку блоки данных радиомониторинга  $r_{i-1}$  в зависимости от уровня обработки, применяемых технических средств и результатов их работы представляют собой разные по сущности и структуре наборы, поступающие в  $R_{i-1}$ .

Формально каждый блок, набор  $r_{i-1}$  соответствует скалярному вектору характеристик наблюдаемого объекта, явления и сопровождается меткой времени его обнаружения  $t$ , измерения параметров и пространственной характеристикой  $xyz$  (например, координата, расстояние, направление, и пр.):  $r_{i-1} = (t, xyz, x_1, x_2, \dots, x_k)$ . Поэтому наполнение множества  $R_{i-1}$  равносильно добавлению строк  $r_{i-1}$  в матрицу (рис. 2). Технологически, чаще всего, векторы соответствуют кортежам баз данных средств радиомониторинга.

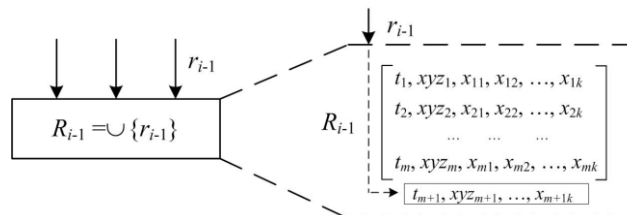


Рис. 2. Функциональная модель хранилища данных радиомониторинга

Особенностью современных комплексов радиомониторинга является то, что они регистрируют десятки параметров радиоизлучений  $r_0$ , причем многократно для каждого излучения, с использованием, как правило, скрытых от оператора механизмов обработки  $a_0$ , представляя ему уже результаты обработки этих многократных измерений в виде пеленга, номинала частоты и других параметров. В то же время, для решения задач идентификации радиоэлектронных средств, проверки легитимности, оценки соответствия параметров их работы полученным разрешениям используется признаковое описание радиоэлектронных средств  $W$ . Признаки в свою очередь являются некоторыми функционалами над данными радиомониторинга:  $w_i = g_i(r_{i-1})$ . Например, такая характеристика излучающего радиоэлектронного средства, как его координаты, как правило, не является признаком его состояния, принадлежности, в то время, как приращение пройденного расстояния, вычисленное с использованием этих координат, позволяет судить о его мобильности и пр. Формально множество  $W_i = \{w_i\}$  состоит из совокупности таких функционалов, соотнесенных с конкретными элементами векторов данных радиомониторинга. С его помощью из поступающих блоков  $r_{i-1}$  формируются реализации признаков, поступающие в процедуры обработки, а также формируются эталонные описания объектов радиомониторинга, используемых ими радиоэлектронных средств. Схематично функциональная модель такого механизма представлена на рис. 3.

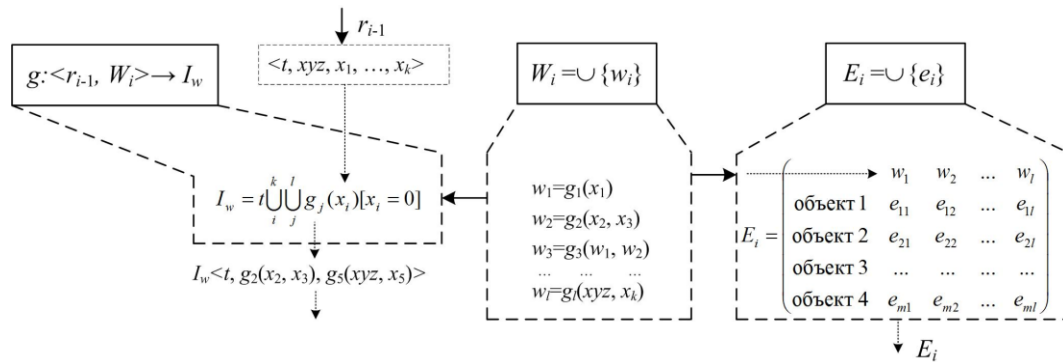


Рис. 3. Модель формирования реализаций признаков

Реализации признаков представляют собой скалярные вектора  $I_w$ , элементами которых являются значения признаков как всех возможных функционалов над ненулевыми элементами  $r_{i-1}$ :

$$I_w = t \bigcup_i^k \bigcup_j^l g_j(x_i)[x_i = 0],$$

где квадратные скобки (в нотации Айверсона) [6] здесь и далее переводят значение в число по правилу [ложь]=0, [истина]=1. Операции над элементами множества  $R_{i-1}$ , обеспечивающие получение значения функционала, могут быть логическими и иметь значения «истина» или «ложь» (например, работа радиоэлектронного средства в запрещенном районе), тождественными, когда значение признака отождествляется со значением измеренной характеристики (например, значение несущей частоты), агрегатными (например, сумма, среднее, минимум, максимум, количество абонентов в радиосети), а также более сложными математическими (например, вычисление расстояния между точками, какой-либо статистической характеристики и пр.). Более сложные признаки формируются в результате выполнения операций над простыми признаками. Такая систематизация данных радиомониторинга, в том числе, позволяет решать задачу понижения размерности методами машинного обучения без учителя.

Эталонные описания формально представляют собой матрицу объектов-признаков  $E = \|e_{ij}\|_{m \times l}$ , задающую эталонные значения (диапазоны значений) признаков объектов. Признаки соответствуют  $l$  столбцам матрицы, а объекты – ее  $m$  строкам (см. рис. 3).

Фактографические информационные ресурсы  $D = \{d_i\}$  представляют собой совокупность справочников, словарей, энциклопедий, тезаурусов, научно-технических изданий – хранилище всех необходимых знаний в рассматриваемой предметной области, а также знаний, полученных в результате обобщения опыта ведения радиомониторинга. Формально знания о предметной области могут быть представлены в виде фактов  $d_i$  базы знаний. Пример онтологического представления и применения такой базы знаний подробно рассмотрен в [4]. Назначение фактографических ресурсов заключается в накоплении выявленных закономерностей, знаний о предметной области и выдаче их по запросу. Технологически такая база знаний может быть реализована в виде хранилища документов, содержащих релевантную для решаемых задач информацию и использоваться путем поисковых запросов на языке поискового тезауруса или естественном языке (рис. 4). Факты могут быть представлять собой строки индекса поисковой системы, указывающие на принадлежность запрашиваемых концептов хранимым документам.

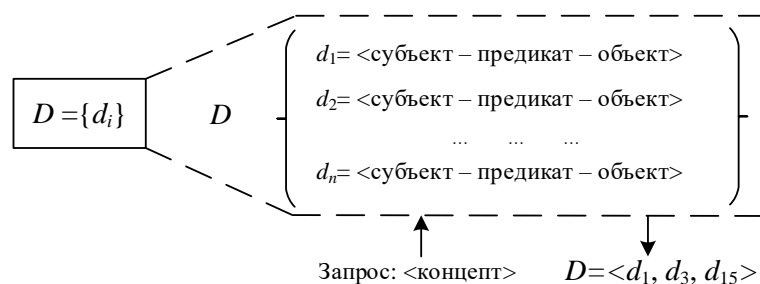


Рис. 4. Функциональная модель справочных, фактографических ресурсов

Одним из основных элементов информационно-аналитического обеспечения, реализующим процесс обработки данных, является множество  $A = \{a_i\}$  аналитических средств – алгоритмов, процедур обработки, к которым относятся, например, алгоритмы распознавания радиоэлектронных средств по их излучениям, оценки радиоэлектронной обстановки в контролируемом районе и др. Функционально алгоритм задается набором входных данных, выходными данными его работы, также могут указываться ограничения на его применение и различные свойства, например, сложность [7].

Выбор используемого в процедуре обработки алгоритма  $a^*$  определяется решаемой задачей и составом реализации признаков  $I_w$ . Для этого для каждого алгоритма  $a_i$  по обучающей выборке рассчитывается функционал качества  $Q(a, I_w)$  решения задачи при заданном наборе признаков  $I_w$ :  $a^*(I_w) = \arg \max_{a \in A} Q(a, I_w)$ .

Рассмотрим функциональную модель процедуры обработки данных радиомониторинга по реализации признаков с использованием выбранного алгоритма  $a^*$ , эталонных описаний  $E$ , имеющихся сведений об объектах  $R$ , справочной информации  $D$  (рис. 5).

Процедура обработки условно может быть разделена на несколько этапов:

на первом из них выбирается оптимальный для условий  $I_w$  алгоритм  $a^*$ ;

на втором этапе, с помощью алгоритма  $a^*$  и вспомогательных данных из  $E$  получается промежуточный результат решения задачи  $r_i^*$ ;

в дальнейшем этот результат сравнивается с имеющимися сведениями в множествах  $R, D$  на непротиворечивость и новизну;



результаты обработки подаются на выход процедуры в виде отчета, доклада  $r_i$ .

В отдельных задачах классификации, кластеризации, восстановления регрессии вместо одного алгоритма могут использоваться заранее сформированные композиции алгоритмов [8], применение каждого последующего из них снижает вероятность ошибки решения задачи.

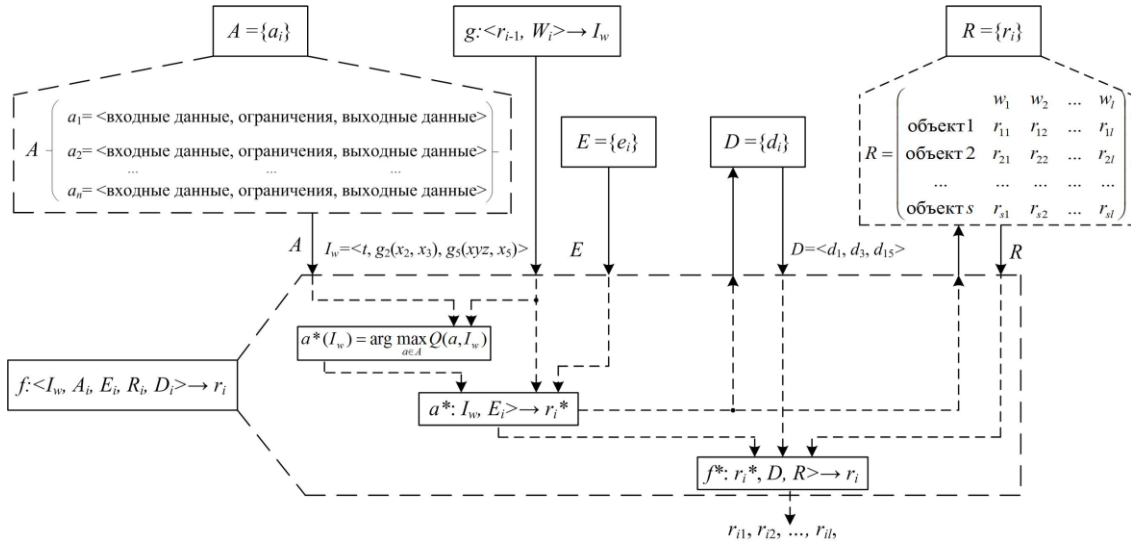


Рис. 5. Функциональная модель процедуры обработки данных радиомониторинга

Объединение представленных формальных описаний элементов информационно-аналитического обеспечения в едином замысле функционирования системы радиомониторинга позволило сформировать его функциональную модель (рис. 6).

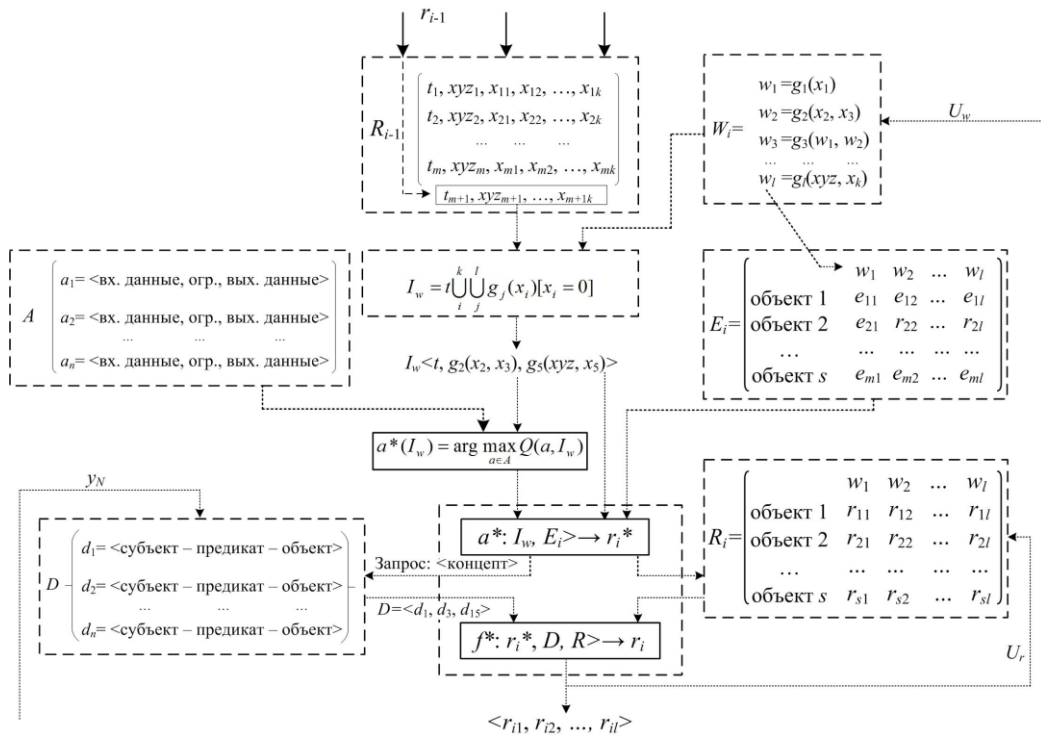


Рис. 6. Функциональная модель информационно-аналитического обеспечения систем радиомониторинга

Научно-практический аспект применения модели в качестве основы построения комплексов радиомониторинга подробно рассмотрен в [9, 10]. разработка модели представления данных и знаний в системе хранения информации, обеспечивающей реализацию механизмов наполнения, обновления и использования информационного ресурса при обработке данных радиомониторинга с учетом их старения.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная функциональная модель информационно-аналитического обеспечения систем радиомониторинга является очередным этапом расширения общенаучного представления о проблемах и процессах информационно-аналитического обеспечения систем радиомониторинга с приложениями по работе с большими объемами данных.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Липатников В. А., Царик О. В. Методы радиоконтроля. Теория и практика : Монография. СПб.: ГНИИ «НАЦРАЗВИТИЕ», 2018. – 608 с.
2. Заика П. В., Смирнов А. А., Галов С. Ю. Формирование информационного ресурса в цикле управления радиомониторингом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. № 7. – С. 223–229.
3. Смирнов А. А., Кудрявцев А. М., Заика П. В. Модель информационного ресурса автоматизированного комплекса радиомониторинга // Электросвязь. 2020. № 10. – С. 42–48.
4. Смирнов А. А., Заика П. В., Кудрявцев А. М. Современное понимание места цифровых информационных ресурсов в цикле управления радиомониторингом // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции, в 6 т., Воронеж, 29 сентября – 01 октября 2020 года. Том 6. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020. – С. 347–352.
5. Макаренко С. И. Динамическая модель системы связи в условиях функционально-разноуровневого информационного конфликта наблюдения и подавления // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 3. – С. 122–185.
6. Грэхем Р., Кнут Д., Паташник О. Конкретная математика. – М.: Мир, 1998. – 703 с.
7. Ахо А., Хопкрофт Дж., Ульман Дж. Построение и анализ вычислительных алгоритмов. – М.: Мир, 1979. – 536 с.
8. Hastie, T., Tibshirani, R., Friedman, J. The Elements of Statistical Learning. // Springer, New York. 2001. – 746 p.
9. Смирнов А. А., Кудрявцев А. М., Иванов А. А. Системно-технологические аспекты построения информационно-управляющих систем радиомониторинга // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2020. № 11–12 (149–150). – С. 82–88.
10. Смирнов А. А., Иванов А. А., Заика П. В., Куликов М. В. Научно-технические предложения по информационно-аналитическому обеспечению комплексов радиомониторинга // Научно-технические исследования в космических исследованиях Земли. 2021. Т. 13, № 2. – С. 35–43.

### REFERENCES

1. Lipatnikov V. A., Tsarik O. V. Radio monitoring methods. Theory and practice : Monograph. St-Petersburg: GNI «NACRAZVITIE», 2018. – 608 p.
2. Zaika P. V., Smirnov A. A., Galov S. IU. Information resource forming in the cycle of radiomonitoring control // News of Tula State University. Technical science. 2019. No. 7. – Pp. 223–229.
3. Smirnov A. A., Kudryavtsev A. M., Zaika P. V. Model of informational resource of automated radio monitoring complex // Telecommunications and radio engineering. 2020. No. 10. – Pp. 42–48.

4. Smirnov A. A., Zaika P. V., Kudryavtsev A. M. Contemporary insight of digital information resources place in radiomonitoring control cycle // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference, in 6 vols. – Voronezh. 2020. – Pp. 347–352.
5. Makarenko S. I. Dynamic model of communication system in conditions the functional multilevel information conflict of monitoring and suppression // Systems of Control, Communication and Security. 2015. No. 3. – Pp. 122–185.
6. Grekhem R., Knut D., Patashnik O. *Konkretnaya matematika*. M.: Mir, 1998. – 703 p.
7. Aho A. V., Hopcroft J. E., Ullman J. D. *The design and analysis of computer algorithms*. M.: Mir, 1979. – 536 p.
8. Hastie, T., Tibshirani, R., Friedman, J. *The Elements of Statistical Learning*. // Springer, New York. 2001. – 746 p.
9. Smirnov A. A., Kudryavtsev A. M., Ivanov A. A. System and technological aspects of radiomonitoring information management systems development // Questions of defense technologies. Series 16: Technical issues in countering terrorism. 2020. No. 11–12 (149–150). – Pp. 82–88.
10. Smirnov A. A., Ivanov A. A., Zaika P. V., Kulikov M. V. Scientific and technical proposals for the radiomonitoring complexes information and analytical support // High technologies in earth space research. 2021. Vol. 13, No. 2. – Pp. 35–43.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,  
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов*

*XXIX Международной научно-технической конференции,  
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ  
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 5

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 06.04.2023. Формат 60×84/16.  
Усл. п. л. 25,3. Тираж 50 экз. Заказ 242

Издательский дом ВГУ  
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10  
Отпечатано с готового оригинал-макета  
в типографии Издательского дома ВГУ  
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



**Контакты для справок по работе конференции:**

**Всю необходимую информацию  
Вы можете найти на сайте конференции:  
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:  
<https://vk.com/rlncru>**

**e-mail конференции:  
[info@rlnc.ru](mailto:info@rlnc.ru)**