



RLNC*2024

16 - 18 апреля 2024 г.

Сборник трудов
XXX Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»

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
XXX Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)*

Т о м 5

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2024

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2024.
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 5. – 2024. – 462 с.

ISBN 978-5-9273-3969-3

В сборник вошли материалы XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), 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, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК 621.37

ББК 32

ISBN 978-5-9273-3969-3 (т. 5)
ISBN 978-5-9273-3964-8

© Воронежский государственный университет, 2024
© АО «Концерн “Созвездие”», 2024
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2024

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А. А. Зацаринный.....1

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА В 2020 - 2030 ГОДЫ

В. И. Борисов10

ФРАКТАЛЫ, МЕТАПОВЕРХНОСТИ, СИСТЕМЫ РСА И МИМО: ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ И СТРАТЕГИЯ ТЕХНОЛОГИЙ

А. А. Потапов.....19

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

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ

А. В. Зюльков.....48

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА

Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, В. Д. Шутов54

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧА НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН.

Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Киреев.....61

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

И. А. Кузьмин69

АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ГИБРИДНЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ

Л. И. Аверина, И. В. Завгородний, О. К. Каменцев78

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА

Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, А. Ю. Лафицкий.....88

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ КВАДРАТУРНЫХ ЗДЕРЖЕК В ПЕРЕДАТЧИКЕ В КОГЕРЕНТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ ДЛЯ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС Л. В. Ладыгина, А. В. Лужбинин, Г. Б. Сидельников	95
АНАЛИЗ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АРХИТЕКТУР ВЕРИФИКАЦИИ ДИКТОРОВ А. Н. Голубинский, Н. П. Колмаков	103
АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННЫМ АТАКАМ ТИПА DOS И DDOS А. В. Лубенцов, А. И. Пузанкова	112
АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ СИСТЕМЫ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин	121
АППРОКСИМАЦИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОГРАММ А. Б. Токарев, Д. В. Шатилов	126
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин	134
РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин	140
АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И. А. Сорокин, С. В. Шахтанов.....	146
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЕСТЕСТВЕННЫМ КУБИЧЕСКИМ СПЛАЙНОМ С АНАЛИЗОМ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ А. В. Лубенцов.....	155
ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ZERO-DAY АТАК О. И. Воротий, А. П. Мальцев, Д. К. Тузбеков, К. В. Яцук.....	163
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ А. И. Власова, А. В. Лубенцов	168

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ Р300	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко	175
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН	
Д. А. Кравчук, А. И. Михралиева, Н. Н. Чернов	180
ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ	
Д. А. Кравчук, С. В. Лыков, А. В. Ряжкин	184
К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА	
Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев	189
КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ	
О. И. Воротий, Д. Д. Горобцов, Д. А. Моисеев, К. В. Яцук	196
КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП	
Н. А. Семенов	202
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	209
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	212
МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ	
И. В. Соколовский, О. И. Сорокин	216
МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА	
Б. В. Илларионов, Д. С. Малиев, В. В. Филоненко	221
МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева	227

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ КГТА ИМЕНИ В. А. ДЕГТЯРЁВА: ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ, НАВИГАЦИИ И ТЕХНОЛОГИЙ БОРЬБЫ С ДРОНАМИ	
А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков	233
О ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КЛАССАХ БЕРНШТЕЙНА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА АНТЕНН	
А. В. Костин, Д. В. Костин	243
ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ТЕХНИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ	
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов.....	248
ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО (ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО) ПОТОКА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ	
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов.....	254
ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ	
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов.....	261
ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА С ЧИСЛАМИ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	269
ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	272
ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ С "ЛИНЕЙНОЙ" ТОПОЛОГИЕЙ	
Т. Ч. Буй, В. И. Парfenov	276
ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ ДЛЯ ЗАДАЧ «МЯГКОГО» ДЕКОДИРОВАНИЯ БЛОЧНОГО КОДА	
Д. Ю. Бухан, В. О. Голышев, А. А. Дягилев, А. А. Юрьева.....	286
ПЕРИОДОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ И РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА	
В. Н. Якимов	292

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Р. И. Рюмшин	298
ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ	
И. С. Дмитриев, О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко.....	307
ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	317
ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ	
Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	331
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ INV MIX COLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	
И. А. Проворнов	334
ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ	
Н. А. Бабин, М. В. Григорьев, Д. А. Иванов.....	339
РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов	344
СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTYRATCH	
Д. В. Журавлёв, Я. Ю. Шестакова	351

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ OFDM - ППРЧ	
В. Г. Карташевский, А. С. Сазонов, Е. С. Семенов	359
СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ РАДИОКАНАЛОВ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СЕМЕЙСТВА «КОВРОВЕЦ-01»	
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	370
СПОСОБ РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
А. Н. Новиков	380
СПОСОБЫ ПОНИЖЕНИЯ УРОВНЯ «ПОЛКИ» В ПРОСТРАНСТВЕННО-ОБЪЕДИНЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ	
Д. Ю. Бухан, А. А. Дягилев, А. С. Кобзев, Г. Б. Сидельников, А. А. Юрьева	386
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов	390
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ	
А. А. Калининский, В. И. Парfenов	398
СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПРАКТИКИ, МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ, ВКЛЮЧАЯ БЕСПИЛОТНЫЕ АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ	
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	405
ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ	
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин	416
УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ЭФФЕКТА ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ В ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС	
Г. Б. Сидельников	419
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЛЧМ КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ	
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. А. Ханина	427

Том 2

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВНОГО РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....11

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ

В. К. Ключко20

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАТОРЕ С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

Г. Л. Павлов, А. Ю. Перов, В. Б. Сучков29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА И ФОНА

В. Н. Верещагин, Ю. Э. Корчагин.....39

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

М. В. Доскалов.....50

МОДЕЛЬ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАДРА ПО КРИТЕРИЮ МИНИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ СЪЕМКИ РАЙОНА

М. В. Доскалов, И. А. Ковтун.....54

РАСПОЗНОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ, БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ, НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕК OPENCV И ОДНОПЛАТНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, М. Э. Мироненко.....60

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО СИСТЕМЕ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА БОРЬБЫ С МАЛОГАБАРИТНЫМИ БПЛА

Д. С. Качанов, Р. Е. Меркулов, В. В. Плеве, А. В. Силонцев.....69

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ	
Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов	75
 СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ	
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин.....	81
 Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь.	
Спутниковые системы связи и передачи информации.	
 АДАПТИВНЫЙ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ	
С. В. Овсянников	84
 АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ	
Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	91
 АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ	
В. А. Зизевский, С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	96
 ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ МИМО	
Н. В. Карпенко, Н. В. Киселев, В. Е.トイскин, В. А. Цимбал	106
 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА	
Г. С. Мартюшев, Д. С. Махов, А. В. Шумбар	115
 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ	
А. С. Марков	120
 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ	
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров.....	130

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА АНТЕННЫ СПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ	
К. М. Занин.....	136
МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ СООБЩЕНИЙ	
М. С. Амиръян, М. И. Андрейченко	143
МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОТОКОЛЬНЫХ БЛОКОВ ДАННЫХ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ	
А. В. Кудрин.....	148
МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗЛИЧИТЕЛЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ	
С. В. Овсянников	158
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО БЛОЧНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО КОДА С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЕКОДИРОВАНИЯ	
И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова	163
МЕТОДИКА ПРИЕМА И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ	
М. С. Иванов, А. В. Леньшин, А. Д. Стрельников.....	168
МЕТОДИКА СОВМЕСТНОГО КОДИРОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ	
М. В. Хорошайлова	181
МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ	
О. А. Кудрявцев	187
МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ	
О. А. Кудрявцев	193
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ	
А. С. Коротков, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин	199

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ЗАГОЛОВКА ПРОПРИЕТАРНОГО ПРОТОКОЛА КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Г. Крылов, В. В. Кузьмин, К. В. Семенов.....	209
ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ КАНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	
М. Н. Ирмагамбетов, Н. С. Калина, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин	219
ОСОБЕННОСТИ УСТРАНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ПЕТЛИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ	
Н. С. Грицак, Н. М. Тихомиров.....	229
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННЫХ ПОМЕХ	
В. О. Ключников, С. М. Одоевский, Р. С. Султанов	238
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ПРИНИМАЕМОМ СИГНАЛЕ	
А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов.....	248
ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин	258
ПОДХОД К ОЦЕНИВАНИЮ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	
А. В. Писной	261
ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ	
А. В. Пономарев, А. П. Чернышов, Д. С. Юдаков.....	266
ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И КАЧЕСТВА СВЯЗИ	
Д. С. Мацокин, А. А. Калинин, А. А. Пирогов, М. А. Ромашенко, А. Г. Халдобин.....	272
ПРОБЛЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВЯЗИ БПЛА	
С. Д. Гончаренко, А. В. Останков	277

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С КОРОТКИМ ЖИЗНЕННЫМ ЦИКЛОМ	
А. А. Бречко	284
РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ	
Ю. М. Мелёшин	288
РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Р. М. Саминов	293
РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ РЕГИСТРАЦИИ ЭЭГ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Д. А. Кисленков	298
РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ УКВ ДИАПАЗОНА С УСТРОЙСТВОМ СЕЛЕКТИВНОГО ВЫЗОВА НА ОСНОВЕ ШИФРОВАНИЯ КОДАМИ ГОППЫ	
В. В. Лебедев, А. Д. Стрельников	306
СИГНАЛ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ В ЦИФРОВЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ И ОБОРУДОВАНИИ	
К. А. Батенков	315
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СЕТЯМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА	
О. А. Симонина, А. Д. Скорик	319
СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OFDM СИГНАЛОВ	
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров	328
СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ	
Е. О. Лепешкин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, И. С. Черных	332
УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ СИСТЕМА ДЕШИФРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ	
ШИФРОВАНИЯ	
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов	341
УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ	
Б. А. Бараболя	345

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А. П. Бойко 352

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

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА АТМОСФЕРНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ OFDM-ТИПА В ТУРБУЛЕНТНОМ КАНАЛЕ

Р. П. Краснов 358

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова 363

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ

Е. А. Антонов, И. Е. Гусаров, А. И. Калугин 368

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук 375

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.

Д. А. Кравчук, А. С. Остриков 380

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ

В. А. Алексеев, М. Р. Зарипов 383

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

АКТИВНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ДИАГРАММОБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ

Д. К. Проскурин 391

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ

Н. С. Чичкин 395

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА НА СИГНАЛЬНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ПРИ ПРИЕМЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА Г. А. Бакаева.....	405
ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕООСАДКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ РАВНОУДАЛЁННЫМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ РАДИОВОЛНАМИ Д. К. Берестин, Е. Л. Шошин.....	411
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАКОНА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ А. А. Тарасенков, А. А. Монаков	421
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АДАПТИВНОЙ ФАР И ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ БОРТОВОГО БАЗИРОВАНИЯ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурин, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев.....	429
К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АФАР Н. А. Кушнерев, Д. О. Попов, М. В. Родин	436
ОБ УСЛОВИЯХ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ТРЕМ РЕПЕРНЫМ ТОЧКАМ ПРИ ПОМОЩИ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОГО МЕТОДА М. С. Иванова, Л. А. Минин, С. Н. Ушаков	442

Том 3

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

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ДАЛЬНОСТНО-СКОРОСТНЫХ ПОРТРЕТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	1
В. Ю. Нестеров, А. А. Тучков, Н. И. Чиков.....	1
ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ УРОВНЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ	12
О. А. Лыкова, С. А. Мочалов.....	12
ОПЫТ УПРОЩЕНИЯ КОНСТРУКЦИИ И УДЕШЕВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ БПЛА	20
В. К. Цветков.....	20
ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ СЕКЦИЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА	26
Д. С. Федоров.....	26
ПОВЫШЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	34
К. Н. Чугай	34
ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ И ОПТИМИЗАЦИЕЙ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ	41
М. В. Грачев, Е. А. Клименцова	41
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ТРАЕКТОРИЙ	48
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков	48
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ АДАПТИВНОГО К УСЛОВИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ	53
Е. Н. Буйлов, А. С. Солонар.....	53
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	63
Т. К. Анфиногентова, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин	63

РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ	
А. А. Монаков	67
РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ	
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....	75
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ	
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков	84
СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. С. Храменков, В. Г. Чиграй.....	92
ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ	
Е. С. Емельянов, А. О. Кирьянов.....	100
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.	
Гидроакустика. Системы наведения.	
АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ	
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец	109
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ	
О. О. Лободинова.....	114
ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВОС-СИГНАЛОВ	
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов	124
ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ	
С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, В. М. Кузькин, А. С. Переселков.....	134
ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....	142

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ЗАГРУБЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ. П. Д. Коратаев, Д. С. Крыгин, В. В. Неровный, А. Р. Храбров.....	147
МЕТОД ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДВОДНОГО ГЛАЙДЕРА И. М. Косенко, В. М. Кузькин, А. Ю. Малыхин, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец	153
МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	161
МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНОГО КОНТУРА ЗА СЧЕТ ВНЕДРЕНИЯ В НЕГО СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ А. В. Коровин, А. А. Курносов.....	167
МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ПЛОТНОМ СПЕКТРЕ РАДИОСИГНАЛОВ М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин	173
МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНО-СКОРОСТНОГО МЕТОДА В. В. Адиатулин, Е. С. Антонышев, В. А. Кульпин, Р. Р. Саниев	178
О МЕТОДЕ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ С ЛИДЕРОМ В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, А. Ф. Щербатюк.....	191
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов	197
ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА И. Ю. Еремеев, К. А. Неретина, В. В. Печурин.....	205
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОШИБОК ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ТОЧНОСТЬ КООРДИНАТОМЕТРИИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ Ю. Л. Козирацкий, Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько.....	213

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЮЩИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин	223
ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ А. В. Коровин, Н. И. Костыркин, Д. А. Устюжанин.....	229
РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ НА ПАССИВНЫЙ РАДИОМАЯК С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков	232
РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО- ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ В ББ И. О. Смольняков, А. Ю. Трушинский, И. О. Щипачкин.....	237
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА А. В. Коровин, Д. А. Устюжанин	244
СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПРИ ПОИСКЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко.....	251
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ МВОС-СИГНАЛОВ П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, П. С. Облов.....	257
СЦЕНАРИИ РОЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ А. А. Васильченко	267
УЛУЧШЕНИЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ В. Б. Васильчук, Т. Ю. Урывская	274
УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ Д. А. Киселев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный	278
ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....	282

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Т. Т. Доан, П. А. Трифонов 290

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ

А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков 298

ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ КВАДРАТА НОРМЫ НЕВЯЗКИ

А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков 303

СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин 314

УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВУХТАКТНЫХ ОБОСТРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ЗАПИРАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. А. Назаров, Э. В. Семенов 317

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

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Д. К. Проскурин 323

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ

А. А. Волков 330

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ

А. В. Останков, Е. Г. Хрипунов, А. Ю. Чернышев 336

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков 346

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХЗАХОДНЫХ СПИРАЛЕЙ АРХИМЕДА, КОТОРЫЕ ВОЗБУЖДАЮТСЯ ШТЫРЯМИ СВЯЗИ, ПОГРУЖЕННЫМИ В ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД

Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, В. А. Пендюрин, К. С. Сафонов 357

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ФАЗИРУЮЩИМИ ПЛАСТИНАМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	367
АНТЕННАЯ СИСТЕМА С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КОЛЕЦ И ТЕМ-РУПОРА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В РАДИАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов	379
ВАРИАНТ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Ковалевская, Ю. Г. Хренова, А. Ю. Чернышев, Н. Н. Щетинин	386
ВАРИАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ И КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ, ВЫЗВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ Т. К.. Артёмова, Б. Э. Назаренко	392
ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОСТОЯ В МИМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРОСТРАНСТВЕННЫМИ СТРУКТУРАМИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ Т. В. Нгуен, Ю. Н. Паршин.....	400
ВИБРАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ Д. К. Проскурин.....	408
ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ПЛОЩАДЬ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ В 5G В. С. Чернов	416
ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И. П. Громов, О. В. Потапова	423
ВЛИЯНИЕ ЧАСТИЧНОГО СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 25 ОКТЯБРЯ 2022 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДОЛГОТНЫХ ТРАСС СРЕДНЕЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ Г. Г. Вертоградов	427
ВЫБОР ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ МИ-МИО Е. В. Аверина, А. Ю. Лафицкий, К. В. Смусева.....	435

Том 4

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

ВЫСОКОНАПРАВЛЕННАЯ ЛИНЕЙНАЯ ПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ	
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак.....	1
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОЛЕННЫХ ПОЧВ	
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. О. Никифорова, А. С. Ященко.....	11
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ УКВ-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН	
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков.....	16
ИНТЕГРАЦИЯ ОДНОРОДНОЙ ПОЛУСФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ	
С. И. Деревянкин, А. В. Останков	22
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАЧЕСТВЕ ВОЗМОЖНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ПАТЧ-АНТЕНН	
Н. А. Болдырев, А. В. Колсовский, А. С. Мазинов, А. В. Старосек, Д. К. Цапик	28
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ВДОЛЬ ПРОВОДНИКОВ ПРИЗЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	
С. А. Варнаков, Ю. А. Костычов, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко	33
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНУСОИДАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ	
В. Ю. Зондаи, Д. П. Табаков	38
ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СОСТАВА И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ЭКРАНАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕНН	
А. Л. Бузов, М. А. Бузова, Н. А. Носов, А. В. Шляхов	47
КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА С ТЕМ- ВОЛНОЙ И ОСНОВНОЙ МАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА Н10 МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ КИ-ДИАПАЗОНА	
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендиорин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	53

КРУГЛАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФИЛЬТР-АНТЕННА С ЛЕВОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ	
М. С. Михайлов, Ф. Хабиб Раммах	59
ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПИТАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ	
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	66
МАСШТАБИРУЕМАЯ СИСТЕМА ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК	
В. В. Задорожный	75
МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ШАРЕ	
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, А. И. Половинкин, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко, Д. С. Федоров ..	84
МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СПЕКТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГРУНТА НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПОНЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННЫХ ИССЛЕДУЕМЫМ ВЕЩЕСТВОМ	
П. П. Бобров, Ю. А. Костычов.....	89
МИНИАТЮРИЗАЦИЯ УКВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ПОМОЩИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ	
А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков	97
МНОГОЛУЧЕВАЯ МИМО АНТЕННАЯ СИСТЕМА ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА	
Д. К. Проскурин.....	101
МОДЕЛИРОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ	
В. П. Васильев, П. С. Арчаков, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Д. А. Ницак	107
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН СО СНИЖЕНИЕМ ВЗАЙМНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЯЗКИ	
В. Е. Кутепов, И. В. Пешков	115
МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ ГАУССОВА ПУЧКА НА НЕСФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦАХ	
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	123
ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ КОММУТИРУЕМЫХ КАНАЛОВ МЭМС ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ	
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....	130

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ BOW-TIE ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ С БПЛА	
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров	137
ОСОБЕННОСТИ И СПЕЦИФИКА СОЗДАНИЯ 3D ОСЛАБЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ГИГАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА	
М. И. Аметов, Р. Г. Губайдуллин, А. С. Мазинов	145
ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ БЛОКОВ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА	
Д. Х. Варэс, И. Ю. Хлопушин.....	150
ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМАХ MASSIVE-МИМО	
О. В. Бажанова, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	158
ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ МИМО	
И. Д. Веселов, И. В. Житков, К. А. Неретина.....	168
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ШУМОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров	177
ПАРАМЕТРЫ УЧАСТКА, СУЩЕСТВЕННОГО ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОВОЛНЫ, ОТРАЖЁННОЙ ОТ ГЛАДКОЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ	
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	184
ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ	
Д. К. Проскурин.....	192
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СКОРОСТИ ПОЛНОГО ЦИКЛА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, С. М. Федоров.....	202
ПОСТРОЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ	
И. С. Бобылкин, А. В. Володько, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров	212
РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ GPS И ГЛОНАСС	
А. Дайуб, А. А. Комаров	219

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАНАРНОЙ АНТЕННЫ С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, Н. Б. Смольянов	225
РАЗРАБОТКА ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАР НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОГО МОСТА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Д. К. Прокурик, К. С. Сафонов.....	231
РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПАКТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ АНТЕНН УДА-ЯГИ С ЕДИНЫМ КОНТУРОМ РЕФЛЕКТОРА Е. А. Ищенко, С. М. Федоров, В. Ю. Шафоростова	241
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ В ПЛАВНО-НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ В. В. Ахияров	250
РЕКОНФИГУРИУЕМАЯ ПЛАЗМЕННАЯ АНТЕННА С КРУГОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ И. А. Баранников, С. М. Фёдоров.....	258
РОЛЬ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАЗВИТИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ БЕСПИЛОТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ТАНКОВ Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, И. А. Сафонов, С. М. Федоров	265
СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ОСНОВАННЫХ НА ЛИНЗЕ ЛЮНЕБЕРГА Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, Н. Б. Смольянов	272
СПОСОБ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО СОВПАДЕНИЮ НУЛЕЙ МНОЖЕСТВА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ Л. В. Винник, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий	278
СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ОРИЕНТАЦИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА В. Г. Денисенко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, Н. С. Скворцова, В. В. Шацкий	288
СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ ЧЕТВЕРТОГО И ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ А. В. Володько, Е. А. Ищенко, Д. К. Прокурик, С. М. Федоров.....	298
СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С АСИММЕТРИЧНЫМИ КРЕСТООБРАЗНЫМИ АППЕРТУРАМИ В. А. Киркица, В. В. Комаров.....	305
ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ СЕГМЕНТНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕНН С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КЛИНЬЯМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, К. С. Сафонов.....	309

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА НА ОСНОВЕ ТЕМ-РУПОРА	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....	320
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПИРАЛЕВИДНОЙ ТРЕУГОЛЬНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ПАДАЮЩЕЙ ВОЛНЫ	
Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, И. Ш. Фитаев.....	327
ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО СТУПЕНЧАТОГО ПЕРЕХОДА	
В. В. Комаров, А. А. Шомин.....	331
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАЛООТРАЖАЮЩЕЙ СПИРАЛЕВИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ 2,4 - 4,2 ГГЦ	
Н. А. Болдырев, В. М. Васильченко, А. С. Мазинов, Д. А. Полетаев, И. В. Юрать.....	335
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В ИОНОСФЕРНОМ КАНАЛЕ	
М. В. Кныш, С. Н. Разиньков.....	339
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК	
1. ОДНОМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ	
В. В. Ахияров	346
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК	
2. ДВУМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ	
В. В. Ахияров	354
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ	
Х. В. Нгуен, А. Ю. Паршин	361
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость.	
Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.	
СИНТЕЗ МАРШРУТОВ МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ	
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Д. Ю. Цуркан	367
АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	
К. В. Никульшин, А. А. Тишковский.....	375
АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ РАССЕИВАНИЯ МИ	
В. В. Глотов, К. А. Зубцов.....	381

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ПРИМЕРЕ ОБРАТНОХОДОВОГО AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ А. В. Гудков, М. А. Ромащенко	386
КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА УЗКОПОЛОСНОЙ И ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПОМЕХ Б. К. Выонг, Ю. Н. Паршин	392
МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ Е. Е. Новикова.....	401
НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ Э. А. Кирсанов	407
ОБЗОР СПОСОБОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧАСТОТОЙ 50/60 ГЦ НАПРЯЖЕНИЕМ 380 В И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова.....	413
ОПТИЧЕСКИ ПРОЗРАЧНЫЕ ЭКРАНЫ СВЧ ДИАПАЗОНА С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЭФФЕКТОМ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ ПОМОЩИ САМООРГАНИЗАЦИИ А. С. Воронин, И. В. Говорун, И. А. Дамарацкий, М. О. Макеев, П. А. Михалёв, Ю. В. Фадеев, С. В. Хартов	418
ОРГАНИЗАЦИЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ «КОВРОВЕЦ-01» П. А. Замятин	424
ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПИТАНИЯ МОДУЛЕЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Д. А. Чученков.....	435
ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ПОДАВЛЕНИЮ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ АППАРАТАМИ Д. В. Васильченко, Г. П. Золкин, М. А. Ромащенко	439
ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ И ВОЗДУШНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Р. С. Сухомлинов	444

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

ОСОБЕННОСТИ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАНОТОЛЩИННЫМИ ПЛЕНКАМИ ПЕРМАЛЛОЯ	
С. А. Вызулин	1
ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ НА КАНАЛ РАДИОСВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	
Д. М. Наасо, А. А. Пономарев, В. В. Севидов, С. С. Тихонов.....	9
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ПРИЁМА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ	
А. В. Бердышев, А. Ф. Петигин, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых	12
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ С УМЕНЬШЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ	
В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко, В. В. Цитиридис.....	23
ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СНЧ ДИАПАЗОНА	
Ю. В. Коновалова	29
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ	
Е. Р. Антиценский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин	34
ПРЕОДОЛЕНИЕ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СВЯЗИ С БПЛА	
Е. Е. Комиссаров, А. В. Подзоров	41
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА РАЗВЕДКИ	
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....	47
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС	
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко.....	54

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СРЕДСТВ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ	
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова	60
РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА	
В. А. Головской.....	63
РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ СНЧ ДИАПАЗОНА	
Ю. В. Коновалова	69
РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ОБЪЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ	
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко	76
СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	
В. В. Глотов, А. И. Зимин, К. А. Зубцов	83
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.	
АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА НА ВСТРЕЧНЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ	
Д. В. Григорьев, Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, М. Л. Шихалов	90
ВЛИЯНИЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ РЯДУ НОМИНАЛОВ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ	
А. В. Гречишкін, Л. Э. Черноиванов.....	96
ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УЗКОПОЛОСНОСТИ	
В. Д. Захарченко	105
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ R-ФУНКЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТРАЖАЮЩИХ И ОМИЧЕСКИХ ГРАНИЦ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА МОНТЕ КАРЛО	
К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, К. А. Прохоров, Г. К. Усков.....	109

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С НЕЛИНЕЙНЫМ КОЛЬЦОМ ФАПЧ	
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов	119
ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО НАВЕДЕНИЯ НА ВОЗДУШНУЮ ЦЕЛЬ	
А. В. Володько, Д. К. Проскурин, С. О. Распопов, А. П. Тихонов, А. С. Тупицина	127
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ	
А. А. Васильченко	133
МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	
А. Н. Новиков, И. М. Полубояров.....	139
МИНИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН, РАБОТАЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ 2.4 ГГЦ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА БПЛА	
А. А. Моисеенко	149
МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРАХ	
И. В. Забегайло	155
НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ БВС НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ДАННЫХ	
С. Б. Брюков, М. А. Калиниченко, А. И. Кондратьева, А. В. Пименов, О. В. Струков, Е. С. Янакова.....	161
ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ 802.16E	
В. А. Козьмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	171
ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА КЕРАМИКЕ ТИПА СКМ	
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....	180
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-УСТРОЙСТВА НА СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО У БОКОВОЙ СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА	
А. А. Скворцов.....	184

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК» А. А. Головков, В. А. Головков	188
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК- НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков, В. А. Головков	200
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК» А. А. Головков, В. А. Головков	211
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК - НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков, В. А. Головков	223
ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПУТЕМ МИНИМИЗАЦИИ ПУСТОТ В ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ С. А. Проценко, Е. В. Турецкая, А. В. Турецкий	238
ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РАДИОАКТИВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ М. А. Банкетов, И. А. Сафонов	245
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И. А. Арзамасцев, А. А. Берлев, А. В. Гречишким, С. В. Перова, Д. Н. Рахманин	250
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ ВЧ/СВЧ ДИАПАЗОНА Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....	260
РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ О. В. Бойко, Н. Д. Клоков, А. С. Костюков, Д. В. Мязин, А. С. Нетяга	264
РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ УСКОРЕННОГО РЕЖИМА СИНТЕЗАТОРА С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....	270

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ	
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чausова	282
СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА	
И. А. Зиборов	287
СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ	
В. В. Кизилов, И. А. Ковтун	294
УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА	
А. В. Леньшин, С. А. Попов, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров.....	298
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.	
АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДОНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK	
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов	308
АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ	
А. В. Мефедов, А. И. Хахин, М. С. Шишкун	318
АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕЙС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко	323
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ	
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова.....	327
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ	
В. А. Дроговоз.....	334
НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ	
А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. А. Тарабанько	344

О ВЫЧИСЛИМОСТИ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ГРАФОВОЙ МОДЕЛИ КOGНИТИВНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ B. A. Головской	355
О ПРИМЕНЕНИИ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА К СРАВНИТЕЛЬНОМУ АНАЛИЗУ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ B. C. Артамонов	361
О РАЗРАБОТКЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА ВИДА ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМЫ КOGНИТИВНОГО РАДИО A. N. Голубинский, N. M. Рябков.....	369
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ДИФФУЗИОННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ M. B. Ронкин, A. A. Толстых	376
ОТБОР ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ Д. И. Беликов, A. A. Сапрыкин	383
ОЦЕНКА МЕР БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ДОКУМЕНТАМИ B. B. Кунакбаев, C. B. Яковлев, K. B. Яцук.....	391
ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РАДИОЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ Д. Е. Зачатейский, M. P. Зубков, D. B. Сысоев.....	396
РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ C. B. Козлов.....	403
СПОСОБ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КOGНИТИВНОГО РАДИО И. P. Боделан, M. B. Крылова, A. N. Новиков, B. A. Щербаков	412
СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ Б. M. Попов	417
ТЕХНОЛОГИЯ «ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» - ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО СЕРВИСА Н. Ф. Бух-Винер, B. A. Карпенко, Ю. A. Тамм	423

ОСОБЕННОСТИ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАНОТОЛЩИННЫМИ ПЛЕНКАМИ ПЕРМАЛЛОЯ

С.А. Вызулин

Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (КВВУ),
Краснодар, Россия

Аннотация. Исследовано влияние ориентации поля намагничивания на магниторезонансные характеристики нанотолщинных пленок Fe_xNi_{100-x} . Показано, что в таких структурах кроме моды однородного ферромагнитного резонанса могут наблюдаться низкopolевые магнитные резонансы.

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, ферромагнитный резонанс, пленки пермаллоя, поле намагничивания, радиопоглощающие покрытия, защита информации.

FEATURES OF ABSORPTION OF ELECTROMAGNETIC WAVES BY NANOTHICK PERMALLOY FILMS

S.A. Vyzulin

Krasnodar Higher Military School named Army General S.M Shtemenko (KHMS),
Krasnodar, Russia

Abstract. The influence of the orientation of the magnetization field on the magnetic resonance characteristics of nanothick Fe_xNi_{100-x} films has been studied. It is shown that in such structures, in addition to the homogeneous ferromagnetic resonance mode, low-field magnetic resonances can be observed.

Keywords: ultrahigh frequencies, ferromagnetic resonance, permalloy films, magnetization field, radio-absorbing coatings, data protection.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интенсивное использование радиоэлектронного оборудования приводит к возникновению электромагнитных помех различного частотного диапазона и побочных электромагнитных излучений и наводок (ПЭМИН). Электромагнитные помехи оказывают негативное влияние на работу радиоэлектронных средств (РЭС). Побочные электромагнитные излучения и наводки могут привести к утечке конфиденциальной информации по радиоэлектронному каналу. Возникает задача обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭС и защиты информации от утечки по радиоэлектронному каналу. Эта задача может быть решена при помощи использования материалов с радиопоглощающими и радиоэкранирующими свойствами [1].

Способность материала поглощать электромагнитное излучение зависит от его состава и структуры. Радиопоглощающие материалы (РПМ) не обеспечивают поглощение излучения любой частоты. Напротив, материал определенного состава характеризуется лучшей поглощающей способностью при определенных частотах. Не существует универсального поглощающего материала, приспособленного для поглощения излучения во всем частотном диапазоне [2-3].

Радиопоглощающие покрытия (РПП), которые применяются сегодня, представляют собой композиты на основе ферритовых материалов. Из-за значительной массы, низкой механической прочности и термостойкости такие покрытия практически нельзя использовать в миниатюрных радиоэлектронных устройствах. Существует потребность в радиопоглощающих материалах нового поколения с высокоэффективным

поглощением электромагнитных излучений в широком диапазоне частот, малым удельным весом, высокой прочностью и термостойкостью, а также устойчивостью к климатическим воздействиям и агрессивным средам.

Радиопоглощающим материалом нового поколения, могут стать композитные микро- и наногранулированные магнитные пленки.

Один из эффективных способов исследования магнитных свойств образцов материалов, в том числе и пленок нанометровой толщины, основан на изучении характеристик ферромагнитного резонанса (ФМР). Метод ФМР позволяет без специальной подготовки образца установить взаимосвязь между данными наблюдения и микроскопическими материальными параметрами нанопленочных систем.

Цель работы – изучить особенности проявления явления ФМР в касательно намагниченных нанотолщинных пленках пермаллоя в зависимости от ориентации поля намагничивания в плоскости исследуемого образца.

2. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЙ

Исследованы однослойные пленочные структуры из $Fe_{20}Ni_{80}$. Метод синтеза - магнетронное распыление на постоянном токе. Мишень – $Fe_{20}Ni_{80}$ (изготовитель - фирма Lesker). Напыление осуществлялось в однородном планарном магнитном поле 200 Э (для создания наведенной одноосной магнитной анизотропии в плоскости). Подложка – кварцевое стекло в форме прямоугольного параллелепипеда размерами $12 \times 12 \text{ mm}^2$ и толщиной 0,5 мм. Температура подложки при напылении – 200°C . Напыление осуществлялось в атмосфере аргона. Давление аргона при напылении – 1 mTorr. Мощность СВЧ излучения на мишени при напылении 400 Вт. Продолжительность напыления – от 3 до 200 с. При напылении в одном цикле сначала осаждался слой моноокиси кремния толщиной 200 Å, затем слой пермаллоя $Fe_{20}Ni_{80}$, а затем снова слой SiO толщиной 200 Å. Время напыления контролировалось. Исходя из скорости и времени напыления, оценивалась толщина магнитного слоя. Толщины магнитных слоев t в синтезированных структурах – от 15 до 1000 Å. Структуры синтезированы в Институте физики им. Л.В. Киренского СО РАН.

Из синтезированных структур были изготовлены образцы. Для этого сначала вдоль одной из граней исходной структуры (изготовитель ее помечал маркером) отрезалась полоска шириной порядка 2 мм, а затем – полоска шириной 3 мм. От полоски шириной 3 мм последовательно отрезались образцы с продольным размером 2, 4 и 5 мм. (Примерно 1 мм длины исходной структуры уходит на ширину двух резов). Исследованные образцы имели размеры $3 \times 4 \text{ mm}^2$ (площадь поверхности S каждого из образцов измерялась и учитывалась в дальнейшем при обработке экспериментальных результатов). Направление в плоскости образца, совпадающее с ребром длиной 3 мм, обозначим вектором i . Условимся считать направление i выделенным направлением в образце.

Интервал времени с момента синтеза образцов до их исследования не превышал 1,5 лет. Эффекты, связанные с естественным старением образцов (процессы изменений магнитных свойствnanoструктур при временной выдержке) в настоящей работе не обсуждаются.

3. МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЙ

В работе использовался метод, основанный на изучении спектров ферромагнитного резонанса (ФМР). Измерения проводились резонаторным способом на ЭПР спектрометре "JEOL JES FA-300" на частоте 9,14 ГГц с применением обычной модуляционной техники при комнатной температуре. Регистрировалась первая

производная сигнала поглощения. Записи спектров проводились при возрастающем во времени поле H . В спектрометре используется цилиндрический объемный резонатор с модой TE₀₁₁. В резонатор вставляется держатель. Ось вращения которого совпадает с ориентацией переменного магнитного поля \vec{h} и ортогональна ориентации постоянного поля намагничивания \vec{H} (см. рис. 1). На держателе закрепляют исследуемый образец. Настройки спектрометра – центральное значение области сканирования магнитного поля H_s , диапазон сканирования магнитного поля ΔH_s , время сканирования T , глубина модуляции ΔH_m и частота переменной составляющей магнитного поля f_m , мощность зондирующего СВЧ сигнала P , в процессе проведения исследований контролировались.

При исследовании спектров ФМР в плоских образцах их обычно наклеивают на держатель так, что ось вращения держателя параллельна плоскости пленки (способ 1). Возможен другой способ размещения образца на держателе и соответственно в резонаторе. Образец наклеивается на торец держателя, при этом нормаль к поверхности образца \vec{n} параллельна оси вращения держателя (рис.1). Второй способ используется редко, т.к. чувствительности спектрометра обычно не хватает для уверененной регистрации магнитных спектров.

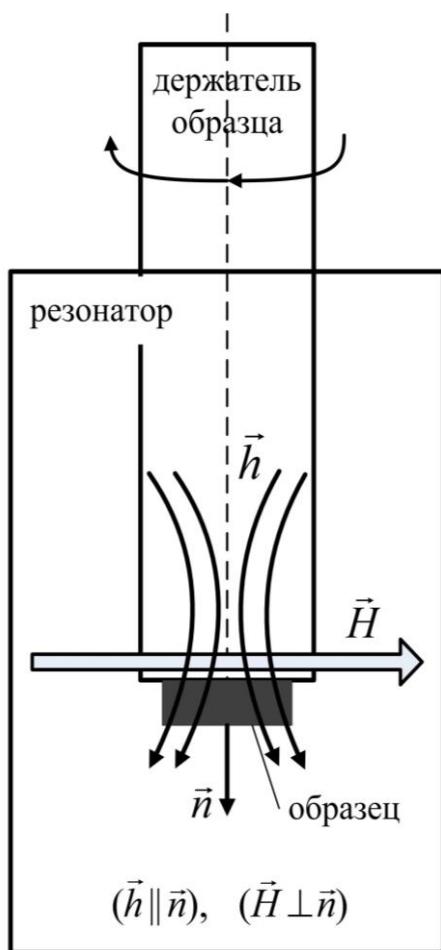


Рис. 1. Способ размещения образцов в резонаторе

квадратный из мощности высокочастотного поля. Кроме того, измеренную интенсивность пересчитывали на единицу объема магнитной пленки.

Исследование магниторезонансных свойств нанотолщинных пленок пермаллоя в зависимости от значений угла α между внешним магнитным полем \vec{H} и нормалью к поверхности образца \vec{n} выполнено в [5].

В работе исследование магниторезонансных характеристик нанотолщинных пленок Fe₂₀Ni₈₀ изучены для касательной ориентации поля намагничивания, т.е. для размещения пленки на держателе вторым способом. Измерения выполнены для различных ориентаций магнитного поля \vec{H} относительно оси i . Ориентация поля \vec{H} в плоскости образца характеризуется углом ϕ , отсчитываемым от оси i . Интервал изменений ϕ от 0 до 360°, шаг изменения – 6°.

По спектрам определялись резонансное поле H_r , ширина линии поглощения ΔH и интенсивность первой производной сигнала поглощения J_0 .

При измерениях контролировали мощность зондирующего сверхвысокочастотного сигнала P , коэффициент усиления входного тракта спектрометра K и глубину модуляции переменного магнитного поля ΔH_m . Для того, чтобы исключить влияние этих параметров на результаты измерений при обработке, интенсивность нормировали на коэффициент усиления, амплитуду модуляции магнитного поля, корень

Соответствующий параметр обозначен ниже символом – J :

$$J = \frac{J_0}{\Delta H_m KSt \sqrt{P}}.$$

Исследования выполнялись на оборудовании научно-образовательного центра "Диагностика".

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Экспериментально установлено, что значения измеряемых характеристик магнитного спектра H_r , ΔH и J_0 зависят от величины устанавливаемых при выполнении эксперимента параметров спектрометра.

3.1. Спектры

Для всех исследованных образцов характерным является следующее.

В спектре (см. рис.2) при касательном намагничивании пленки, наряду с линией поглощения, характерной для основной моды ФМР (на рисунке помечена маркером О) наблюдаются дополнительный низкополевой магнитный резонанс (помечен маркером А). Резонанс регистрируется в области очень слабых магнитных полей – до 50–70 Э. Форма сигнала низкополевого резонанса является инвертированной по сравнению с формой основной моды ФМР. Аналогичного вида резонансы наблюдались ранее [6] в пленочных наносистемах $-CoFeB + SiO_2$, $CoFeZr + Al_2O_3$ и $CoFeZr + Al_2O_3$, при намагничивании в плоскости, перпендикулярной плоскости образца (см. выше способ 1 крепления образца на держатель).

На рис. 2 резонансные кривые нормированы на максимальное значение J , регистрируемое для моды О в демонстрируемой ситуации.

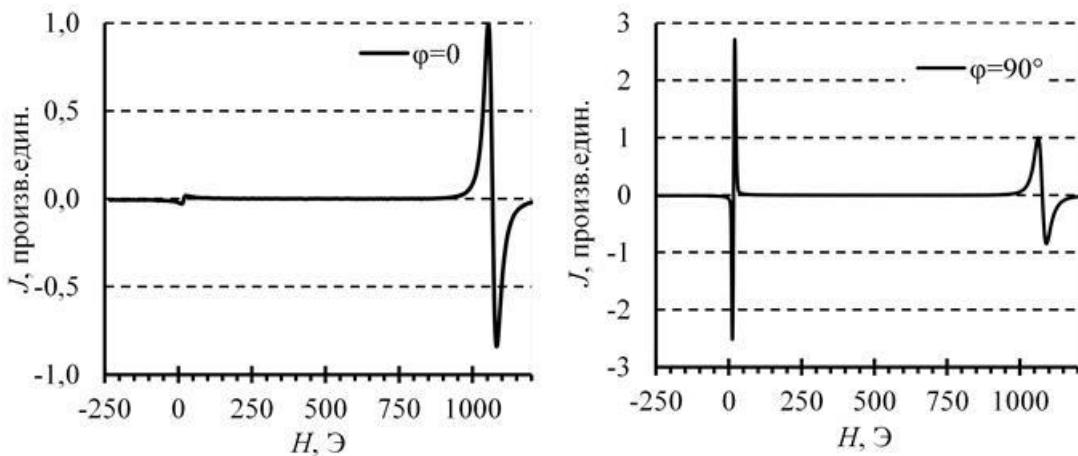


Рис. 2. Вид спектра при намагничивании в плоскости пленки при $\phi=0$ и 90°

Условия эксперимента: $t=60$ Å, $H_s=500$ Э, $\Delta H_s=\pm 750$ Э, $T=30$ с, $P=1$ мВт, $\Delta H_m=\pm 2$ Э, $f=100$ кГц.

Число дополнительных низкочастотных магнитных резонансов зависит от условий регистрации (периода и диапазона развертки поля намагничивания, мощности зондирующего сверхвысокочастотного поля, глубины модуляции магнитного поля и др.).

Меняя параметры выполнения эксперимента, нам удавалось наблюдать до трех низкополевых магнитных резонансов.

На рис.3 в качестве иллюстрации продемонстрирована ситуация, когда одновременно наблюдается два низкополевых резонанса (на рисунке мода А и а). На рис. 3 резонансная кривая нормирована на максимальное значение J , регистрируемое для моды А в демонстрируемой ситуации.

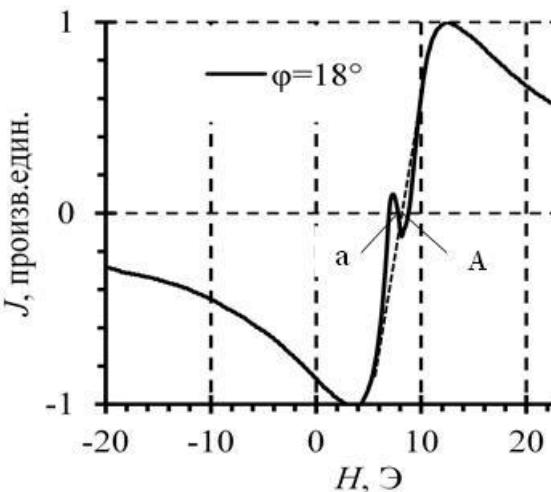


Рис. 3. Возможный модовый состав низкополевой части спектра.

Условия эксперимента: $t=60 \text{ \AA}$, $H_s=0$, $\Delta H_s=\pm 250 \text{ Э}$, $T=30 \text{ с}$, $P=1 \text{ мВт}$, $\Delta H_m=\pm 4 \text{ Э}$, $f=100 \text{ кГц}$.

Новые линии поглощения наблюдаются на фоне низкополевой моды А, что существенно усложняет расшифровку спектра и снижает точность определения резонансного поля моды А. Величину резонансного поля определяли путем аппроксимации "неискаженной" резонансной кривой для моды А (пунктирная линия на рисунке). Новые резонансы имеют качественно такую же форму как и сигнал поглощения для основной моды ФМР. Ширина этих резонансов более чем на порядок уже, чем у моды А, а интенсивность зависит от ориентации поля намагничивания H по отношению к оси i .

3.2. Угловые зависимости

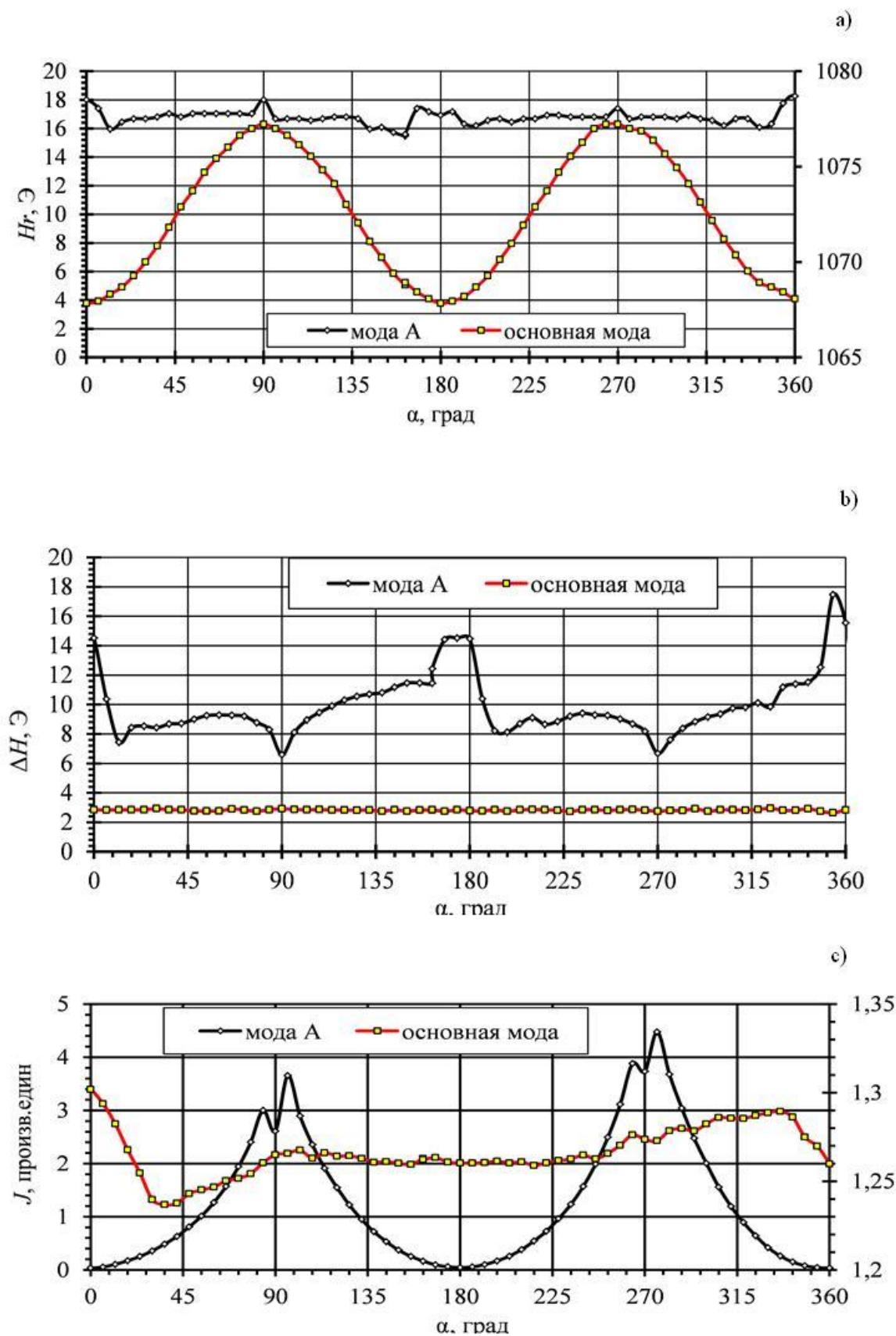
Характерный вид зависимостей $H_r(\varphi)$, $\Delta H(\varphi)$ и $J(\varphi)$ продемонстрирован на рис.4а, б и с, соответственно. Дискретность вариации угла φ была не более 6° (здесь и ниже экспериментальные зависимости приводятся для образца с толщиной магнитного слоя $t=60 \text{ \AA}$). Условия эксперимента: $H_s=500 \text{ Э}$, $\Delta H_s=\pm 750 \text{ Э}$, $T=30 \text{ с}$, $P=1 \text{ мВт}$, $\Delta H_m=\pm 2 \text{ Э}$, $f=100 \text{ кГц}$). Поскольку диапазон значений H_r и J для основной моды и низкополевого резонанса существенно различаются, то для моды О используется дополнительная шкала по оси ординат, расположенная справа на рис. 4 а и с, соответственно.

Резонансное поле. Из представленных диаграмм видно, что зависимости $H_r(\varphi)$ для основной моды О, симметрична относительно оси $\varphi=0$. Резонансное поле при $\varphi=0$ минимально, а при $\varphi=90^\circ$ – максимально. При изменении φ от 0 до 90° величина H_r монотонно увеличивается.

Зависимость $H_r(\varphi)$ для низкополевой моды А имеет более сложный характер. В окрестности $\varphi=0, 90, 270$ и 360° наблюдались локальные максимумы значений H_r . Для промежуточных значений φ явно выраженной закономерности изменений $H_r(\varphi)$ установить не удалось.

Ширина линии. Для основной моды О ширина линии поглощения практически не изменяется при вариации угла намагничивания $\Delta H(\varphi)$ и в нашем случае имеет значение порядка 3 Э. Для низкополевой моды А при $\varphi=90$ и 270° регистрировались минимумы ширины спектральной линии. Они имели величину порядка 7 Э. Максимальные значения ΔH имели величину порядка 15 – 18 Э. Они наблюдались при углах φ , смещенных на $6-10^\circ$ от значений 0 и 180° . Для этой моды наблюдается периодичность изменения $\Delta H(\varphi)$, с величиной периода по φ – 180° .

Интенсивность первой производной сигнала. Для основной моды О величина

Рис. 4. Угловые зависимости $H_r(\phi)$, $\Delta H(\phi)$ и $J(\phi)$.

первой производной от интенсивности линии поглощения J при изменении ϕ от 0 до $\approx 38\text{--}40^\circ$ монотонно убывает, достигая на конце интервала минимума.

При увеличении ϕ до $\approx 100^\circ$ монотонно возрастает, достигая на конце интервала максимума. На интервале $\phi \in (100^\circ, 250^\circ)$ величина J практически не изменяется. При увеличении ϕ от $\approx 250^\circ$ до $\approx 340\text{--}345^\circ$ величина J растет, достигая локального максимума. Дальнейший рост ϕ сопровождается убыванием J . Симметрии кривой $J(\phi)$ относительно какой либо оси $\phi=\text{const}$ выявить не удалось. Возможной причиной этого является неоднородность распределения магнитных наногранул в магнитном слое. Для низкополевой моды А зависимость $J(\phi)$ имеет явно выраженную закономерность – с ростом ϕ от 0 до 90° величина J увеличивается, а при увеличении ϕ на интервале $\phi \in (100^\circ, 250^\circ)$ – убывает. Наблюдается явная симметрия кривой $J(\phi)$ относительно осей $\phi=0$ и 180° . Величина J при вариации ϕ может изменяться более чем на два порядка.

Интенсивность первой производной сигнала J для спектральной моды А может быть в 3÷4 раза больше, чем аналогичный параметр для основной моды ФМР – моды О.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В касательно намагничиваемых пленочныхnanoструктурах пермаллоя наряду с модой однородного ФМР резонанса могут наблюдаться низкополевые магнитные резонансы. Форма сигнала этих типов колебаний может быть, как инвертирована по сравнению с формой основной моды ФМР, так и качественно совпадать с формой основной моды ФМР. Установлено, что значения измеряемых характеристик магнитного спектра H_r , ΔH и J_0 зависят от величины устанавливаемых при выполнении эксперимента параметров спектрометра - периода и диапазона развертки поля намагничивания, мощности зондирующего сверхвысокочастотного поля, глубины модуляции магнитного поля и др.

Получены экспериментальные угловые зависимости $H_r(\phi)$, $\Delta H(\phi)$ и $J(\phi)$.

Показано, что варьируя угол намагничивания в плоскости пленки можно изменять магниторезонансные характеристики. В частности, величину интенсивности первой производной сигнала J для спектральной моды А можно изменять более чем сто раз.

6. ВЫВОД

Исследование свойств радиопоглощающих покрытий на основе nanoструктур и разработка технических решений по их применению позволят повысить эффективность выполнения задач по обеспечению информационной безопасности автоматизированных систем военного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Захаров П.Н., Королев А.Ф., Крамаренко Е.Ю., Митрофанов Е.В., Радковская А.А., Сысоев Н.Н., Черепенин В.А., Шалыгин А.Н., Шалыгина Е.Е. Сверхширокополосные метаматериалы СВЧ-диапазона в задачах электромагнитной совместимости. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – № 3. – С. 71–81.
2. Дринберг А.С. Влияние электромагнитного излучения на различные материалы и покрытия. / А.С. Дринберг // Известия Санкт-Петербургского государственного технологического института (технического университета). – 2017. – № 38. – С. 19-24.
3. Вахитов М.Г. Применение радиопоглощающих покрытий для снижения эффективной поверхности рассеяния. // М.Г. Вахитов // Вестник ЮУрГУ: серия Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – Челябинск, 2015. - № 1. – С. 139-144.

4. Беляев Б.А. и др. Особенности поведения магнитных характеристик вблизи краев тонких пермаллоевых пленок // Известия ВУЗов. Физика. 2020, т. 63, № 1(745), с.17-23.
5. Вызулин С.А., Сырьев Н.Е., Беляев Б.А., Винокуров А.В. Ферромагнитный резонанс в нанотолщинных пленках пермаллоя // Магнитные материалы. Новые технологии : материалы IX Байкальской Международной конференции. Байкальск, Россия, 11–14 сентября 2023 г. – Иркутск : Издательство ИГУ, 2023. – 1 электронный оптический диск (CD-ROM). – Заглавие с этикетки диска. С. 138-140.
6. Вызулин С. А., Горобинский А. В., Лебедева Е. В., Сырьев Н. Е., Шлапаков М. С. Низкополевые магнитные резонансы в гранулированныхnanoструктурах. //Известия РАН. Серия физическая, 2010, том 74, № 12, с. 1721–1723.

REFERENCES

1. Zakharov P.N., Korolev A.F., Kramarenko E.Yu., Mitrofanov E.V., Radkovskaya A.A., Sysoev N.N., Cherepenin V.A., Shalygin A.N., Shalygina E.E. Ultra-wideband microwave metamaterials in electromagnetic compatibility problems. // Advances in modern radio electronics. – 2017. – №. 3. – pp. 71–81.
2. Drinberg A.S. The influence of electromagnetic radiation on various materials and coatings. / A.S. Drinberg // News of the St. Petersburg State Technological Institute (Technical University). – 2017. – №. 38. – pp. 19-24.
3. Vakhitov M.G. The use of radio-absorbing coatings to reduce the effective scattering surface. // M.G. Vakhitov // SUSU Bulletin: series Computer technologies, control, radio electronics. – Chelyabinsk, 2015. - № 1. – pp. 139-144.
4. Belyaev B.A. and others. Features of the behavior of magnetic characteristics near the edges of thin permalloy films // Izvestia VUZov. Physics. 2020, V. 63, №. 1(745), pp. 17-23.
5. Vyzulin S.A., Syryev N.E., Belyaev B.A., Vinokurov A.V. Ferromagnetic resonance in nanothick permalloy films // Magnetic materials. New technologies: materials of the IX Baikal International Conference. Baikalsk, Russia, September 11–14, 2023 – Irkutsk: ISU Publishing House, 2023. – 1 electronic optical disk (CD-ROM). – Title from the disc label. pp. 138-140.
6. Vyzulin S. A., Gorobinsky A. V., Lebedeva E. V., Syryev N. E., Shlapakov M. S. Low-field magnetic resonances in granular nanostructures. //Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics, 2010, V. 74, № 12, pp. 1721–1723.

ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ НА КАНАЛ РАДИОСВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Д.М Наасо., А.А. Пономарев, В.В. Севидов, С.С. Тихонов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация Исследована эффективность радиоподавления канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK с использованием сигналоподобных помех 16QAM, QPSK, BPSK. Представлены оценки эффективности сигналоподобных помех, полученная путем моделирования в среде программирования MATLAB.

Ключевые слова: 16QAM, QPSK, BPSK, вероятность битовой ошибки.

ASSESSMENT OF THE EFFECTS OF SIGNAL-LIKE INTERFERENCE TO A RADIO COMMUNICATION CHANNEL WITH QUADRATURE PHASE MANIPULATION

D.M. Naaso, A.A. Ponomarev, V.V. Sevidov, S.S. Tikhonov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.
Budyonny, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The efficiency of radio jamming of a radio communication channel with quadrature phase shift keying QPSK using signal-like interference 16QAM, QPSK, BPSK has been studied. Estimates of the efficiency of signal-like interference obtained by modeling in the MATLAB programming environment are presented.

Keywords: 16QAM, QPSK, BPSK, bit error rate.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время детально исследованы каналы с белым гауссовским шумом. Определенный интерес представляют исследования, посвященные воздействию сигналоподобных помех на канал радиосвязи. В настоящей статье представлены результаты моделирования воздействия сигналоподобных помех на канал радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для радиоканалов, в которых используются сигналы с дискретными видами модуляции, при выборе показателя эффективности чаще всего предпочтение отдается значению вероятности битовой ошибки P_b [1].

Известно, что вероятность битовой ошибки сигнала QPSK с каналом связи с белым гауссовским шумом определяется формулой:

$$P_B = P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right).$$

На рисунке 1 представлена вероятность битовой ошибки сигнала QPSK с каналом связи с белым гауссовским шумом.

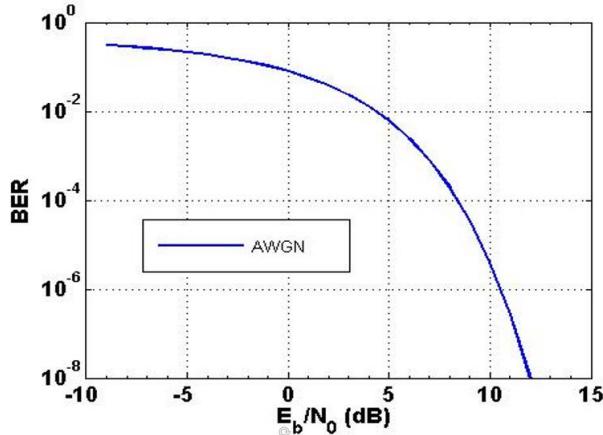


Рис. 1. Вероятность битовой ошибки сигнала с каналом связи с белым гауссовским шумом

Представляет интерес возможность радиоподавления канала радиосвязи сигналоподобными радиопомехами. На рисунке 2 представлена, разработанная в среде программирования MATLAB, модель канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK.

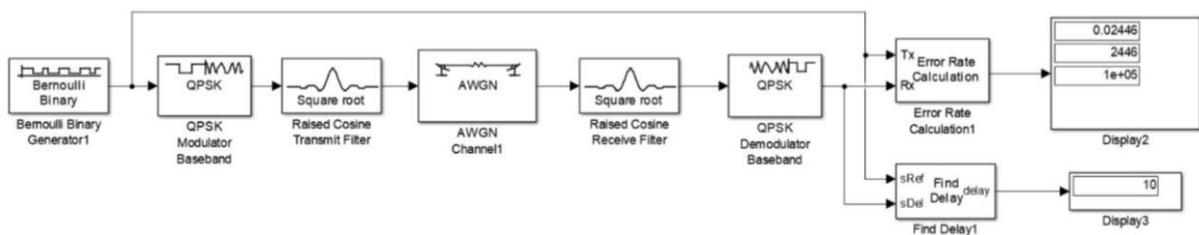


Рис. 2. Модель канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK

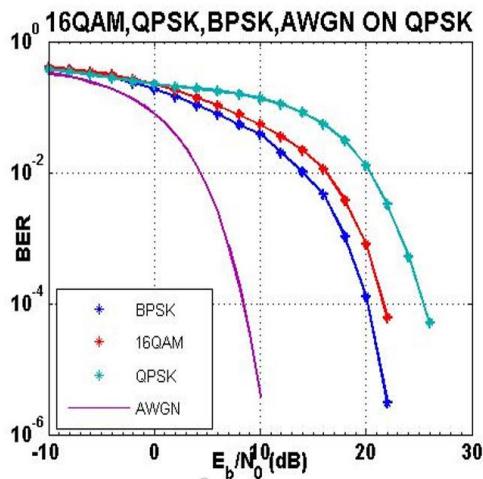


Рис. 3. Вероятность битовой ошибки при подавлении канала радиосвязи с QPSK при использовании сигналоподобных радиопомех 16QAM, QPSK, BPSK

В ходе имитационного моделирования исследовалась эффективность радиоподавления канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK с использованием сигналоподобных радиопомех 16QAM, QPSK, BPSK.

На рисунке 3 показана вероятность битовой ошибки при подавлении канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK при использовании сигналоподобных радиопомех 16QAM, QPSK, BPSK.

Из рисунка 3 видно, что сигналоподобная радиопомеха QPSK более эффективна, чем сигналоподобные радиопомехи 16QAM, BPSK, при подавлении канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK. В таблице 1 показан энергетический выигрыш использования сигналоподобной радиопомехи QPSK для различных значений вероятности битовой ошибки.

Таблица 1. Энергетический выигрыш использования сигналоподобной радиопомехи QPSK для различных значений вероятности битовой ошибки

Вероятность битовой ошибки	Требуемое энергетическое отношение сигнал/радиопомеха, Дб			Энергетический выигрыш использования сигналоподобной радиопомехи QPSK, Дб			
	AWGN	BPSK	16QAM	QPSK	AWGN	BPSK	16QAM
10^{-2}	4	14	16	20	16	6	4
10^{-3}	7	18	20	24	17	6	4
10^{-4}	9	20	22	26	17	6	4

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенного исследования установлено, что сигналоподобная радиопомеха QPSK является лучшей для подавления канала радиосвязи с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK.

ЛИТЕРАТУРА

- Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. под ред. А.В. Азаренко. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2007. – 1104 с.

REFERENCES

1. Sklar, B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application / B. Sklyar; translated from English. edited by A.V. Azarenka. – 2nd ed. – M. : Williams, 2007. – 1104 p.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ПРИЁМА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ

А.В. Бердышев, А. Ф. Петигин, Д.В. Пужкин, А.С.Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. В работе рассматривается метод экспериментальной регистрации низкочастотных побочных электромагнитных излучений (НЧ ПЭМИ), возникающих при работе типовой активной акустической колонки (АК). Для приёма и регистрации НЧ ПЭМИ использовался геофизический программно-аппаратный комплекс «NORD-A» с магнитоиндукционными датчиками IMS-005, работающими в диапазоне 100 Гц – 10 кГц, с двумя разнесёнными точками приёма. Оценены потенциальные дальности регистрации сигналов НЧ ПЭМИ от АК по магнитной компоненте поля и возможности использования данной аппаратуры для регистрации и восстановления акустической информации, воспроизводимой АК.

Ключевые слова: акустическая колонка, побочные электромагнитные излучения, программно-аппаратный комплекс, магнитоиндукционные датчики, обработка информации.

APPRAISAL OF POSSIBILITY USING MAGNETIC INDUCTION SENSORS FOR RECEIVING LOW FREQUENCY SIDE EM RADIATIONS OF ACOUSTIC STATION

A.V. Berdyshev, A.F.Petigin, D.V. Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. It is considered the experimental registration method of LF side EM radiations, arising in the sample acoustic station (AS). The program stand complex “NORD-A” is used for admission and registration LF side EM radiations. There are used the EM sensors, working in FR 0,10...10 kHz in two receiver positions. Potential distances have appraised for LF side EM radiation signals of AS by magnetic field component. Possibility of using the tested systems for registration and recovery acoustic information was valued.

Keywords: acoustic station, LF side EM radiations, program stand complex, magnetic induction sensors, information processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для ведения поиска низкочастотных побочных электромагнитных излучений (НЧ ПЭМИ) в диапазоне 100 Гц-10 кГц необходимо выбирать и использовать наиболее чувствительные в данном диапазоне и подходящие по габаритам антенны. Одним из возможных вариантов использования в данном диапазоне антенн являются рамочные антенны, реализованные в виде магнитоиндукционных датчиков [1]. Известно [1, 2], что данные датчики используются в геофизических исследованиях грунтов в составе геофизических программно-аппаратных комплексов (ПАК) «NORD», работающих в диапазонах от долей Гц до 20 кГц [2]. Представляя собой многовитковые секционированные рамочные антенны, размещаемые на достаточно длинных (порядка 50-100 см) ферритовых сердечниках сечением 5-7 см², они могут представлять интерес и для их использования в аппаратуре разведки НЧ ПЭМИН [1, 3].

2. ПАРАМЕТРЫ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ И РАМОЧНЫХ АНТЕНН

В таблице 1 приведены основные характеристики магнитоиндукционных датчиков VEGA IMS-005 и IMS-015 в диапазоне 100 Гц – 20 кГц разработки ООО «Вега», которые используются в составе ПАК «NORD» [1, 2], и рассчитанные величины антенных магнитных факторов (АМФ) датчиков и их коэффициенты усиления (КУ).

Таблица 1. Антенные АМФ и КУ датчиков VEGA IMS -005 и IMS -015

Характеристика	Частота						
	100 Гц	300 Гц	1 кГц	3 кГц	10 кГц	20 кГц	30 кГц
	IMS -005						
Коэф. преобразования датчика, В/нТл	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	1,0	2,0 (прогноз)
АМФ, дБ (Сим/м)	-60	-60	-60	-60	-60	-62	-67
КУ, дБ	-101	-92	-81	-72	-61	-53	-43
	IMS -015						
Коэф. преобразования датчика, В/нТл	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6	-
АМФ, дБ (Сим/м)	-66	-66	-66	-66	-66	-66	-
КУ, дБ	-95	-86	-75	-64	-5	-49	-

Как следует из таблицы 1, магнитоиндукционный датчик IMS-015 обеспечивают большую чувствительность по сравнению с датчиком IMS-005.

В таблице 2 приведены рассчитанные величины АМФ и КУ рамочной антенны модели EMCO 6507 в данном диапазоне [7].

Таблица 2. АМФ и КУ рамочной антенны модели EMCO 6507

Характеристика	Частота					
	100 Гц	300 Гц	1 кГц	3 кГц	10 кГц	30 кГц
АМФ, дБ (Сим/м)	-	-	-5	-15	-27	-32
КУ, дБ			-136	-123	-94	-80

Из сравнения данных таблиц 1 и 2 следует, что использование в качестве приемных антенн магнитоиндукционных датчика IMS-015 и IMS-005 обеспечивается значительно большая чувствительность при магнитных измерениях по сравнению с антенной модели EMCO 6507 в диапазоне 100 Гц – 30 кГц. Например, на частоте 1 кГц АМФ магнитоиндукционных датчиков IMS-015 и IMS-005 составляют -66 и -60 дБ (Сим/м) соответственно, а рамочная антenna модели 6507 имеет АМФ только -5 дБ (Сим/м).

Исходя из этого, представляется целесообразным проведение исследований по оценке возможности использования современных магнитоиндукционных датчиков для разведки НЧ ПЭМИН в диапазоне частот 100 Гц-20 кГц.

Для оценки возможностей средств разведки НЧ ПЭМИН необходимо также знать характеристики электромагнитного шума, в частности, магнитной составляющей шума. Это обусловлено тем, что величина магнитной составляющей шума в основном ограничивает возможность использования для разведки НЧ ПЭМИН магнитоиндукционных датчиков.

3. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ШУМА В ДИАПАЗОНЕ 100 Гц – 30 кГц

В [3-6] представлены данные об уровнях магнитной составляющей ЭМ-шума (помех) в НЧ диапазонах электромагнитных волн. В частности, в [3] представлены измерения спектральной плотности шумов магнитоиндукционным датчиком в районе,

где отсутствуют индустриальные помехи. На рисунках 1 и 2 представлены спектральная плотность шумов преемника спектроанализатора при закороченном входе (собственные шумы) и спектральной плотности магнитных шумов индуктивного датчика в районе, где значительно снижены индустриальные помехи. Измерения проведены в диапазоне $10^{-3} \dots 30$ кГц [3].

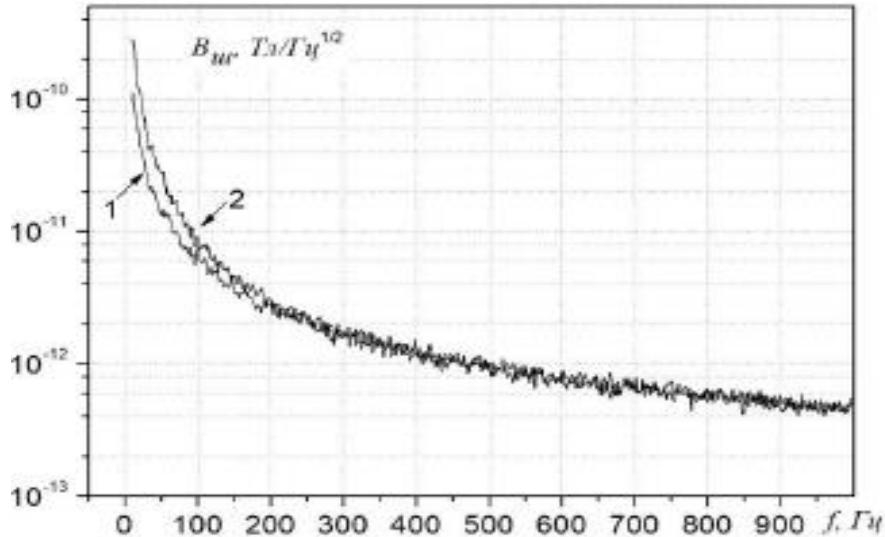


Рис. 1. Спектральная плотность магнитных шумов спектроанализатора при его закороченном входе; 2 - спектральная плотность магнитных шумов датчика в районе с дерново-лесными песчаными почвами (с пониженным уровнем индустриальных помех) [3].

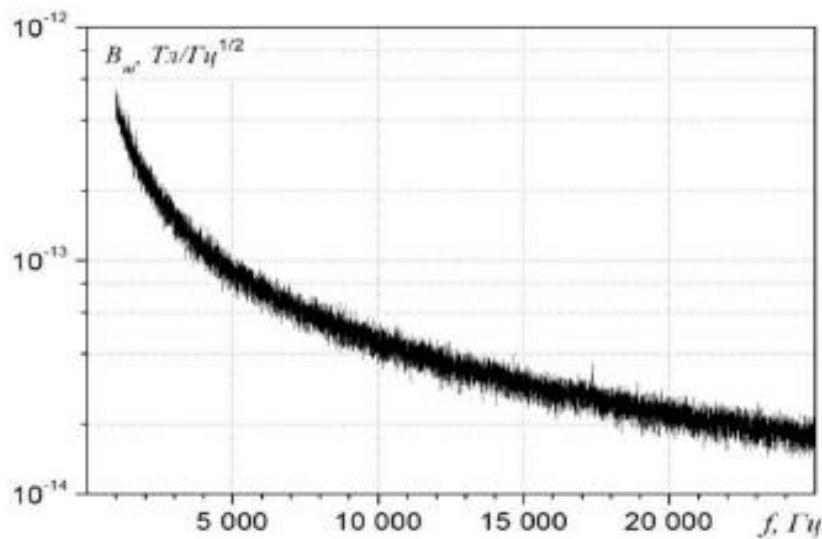


Рис. 2. Спектральная плотность магнитных шумов в районе с пониженным уровнем индустриальных помех [3].

Анализ данных рисунков 1 и 2 показывает, что в диапазоне частот 100 Гц – 1000 Гц спектральная плотность магнитных шумов изменяется от 10^{-2} нТл/(Гц) $^{1/2}$ до $4 \cdot 10^{-4}$ нТл/(Гц) $^{1/2}$ (перепад примерно в 25 раз). В диапазоне частот 1 кГц – 15 кГц спектральная плотность магнитных шумов изменяется от $4 \cdot 10^{-4}$ нТл/(Гц) $^{1/2}$ до $3 \cdot 10^{-5}$ нТл/(Гц) $^{1/2}$ (перепад в 13 раз).

Исходя из этого ясно, что в низкочастотной части рассматриваемого диапазона влияние шума на сигнал будет происходить несколько быстрее, чем в высокочастотном диапазоне, т. к. рост шумов в низкочастотной части рассматриваемого диапазона выше, чем в его верхней части.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В ПОЛИГОННЫХ УСЛОВИЯХ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИЁМА НЧ ПЭМИ ОТ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕОФИЗИЧЕСКОГО ПАК «NORD-A», ОСНАЩЁННОГО МАГНИТОИНДУКЦИОННЫМИ ДАТЧИКАМИ

Задачами исследований являлись:

- определение возможности использования ПАК «NORD-A» с магнитными датчиками IMS-005 [1, 2] для приёма и измерения НЧ ПЭМИ, создаваемого тональными сигналами типовой активной акустической колонкой (АК) при приёме сигналов ПАК из одной точки, в диапазоне 100 Гц – 10 кГц;

- определение возможности использования ПАК «NORD-A» с магнитными датчиками IMS-005 для приёма НЧ ПЭМИ, акустических речевых сигналов, создаваемых типовой АК, при синхронном приёме сигналов ПАК из двух разнесённых точек с последующей синхронной обработкой (вычитанием) принятых в этих точках сигналов.

Для оценки возможности приёма НЧ ПЭМИ от активной АК в диапазоне 100 Гц-10 кГц с помощью ПАК «NORD-A» с магнитоиндукционными датчиками и измерения уровня магнитной составляющей фоновых шумов в указанном диапазоне были организованы и проведены экспериментальные исследования в полигонных условиях.

Данный полигон располагался на достаточно большом удалении от крупных населённых пунктов (260 км от Москвы), что обеспечивало относительно низкий уровень индустриальных помех различного типа.

Схема проведения измерений магнитной компоненты НЧ ПЭМИ, создаваемого активной АК, представлена на рисунке 3. В качестве источника магнитного поля использовалась типовая активная АК A4-Tech DS609 мощностью до 18 Вт. Тональные и речевые сигналы подавались на колонку от внешнего низкочастотного генератора. Усилитель АК запитывался от автономного бензогенератора (220 В, 50 Гц), расположенного на расстоянии не менее 50 м от АК. При проведении опытов АК располагалась непосредственно на земле.

НЧ ПЭМИ от активной АК регистрировались ПАК «NORD-A», состоящей на двух приёмных пунктах, расположенных на расстоянии порядка 365 м друг от друга. Питалась ПАК «NORD-A» от аккумуляторов (12 В, 60 А час).

В начале работы были проведены измерения фоновых сигналов в двух точках размещения ПАК. Далее проводился приём и измерения тональных сигналов НЧ ПЭМИ от АК с использованием ПАК в первой точке. НЧ ПЭМИ от АК регистрировались на расстояниях от 5 м до 50 м. При измерениях использовался следующий набор тональных акустических сигналов: 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 Гц; 115, 230, 460, 920, 1840, 3680, 7360 Гц.

Приём НЧ ПЭМИ речевых сигналов проводился в двух точках размещения ПАК с последующей синхронной обработкой (вычитанием) принятых сигналов. АК от первой точки приёма ПАК располагались на 10 м, 25 м и 35 м.

4.1. Уровни фоновых магнитных шумовых сигналов.

В начале работы было проведено измерение фоновых магнитных шумовых сигналов в точках размещения ПАК «NORD-A».

В таблице 3 представлены результаты определения уровней фоновых магнитных шумов, зарегистрированных в полигонных условиях.

Уровни шума по магнитной компоненте на выходе ПАК «Норд-А» в полигонных условиях в диапазоне 100 Гц–5 кГц составляли 10^{-5} – 10^{-6} нТл/(Гц) $^{1/2}$. Указанные уровни шума целесообразно принять в качестве нормированных минорантных значений шумов для соответствующих расчётных методик.

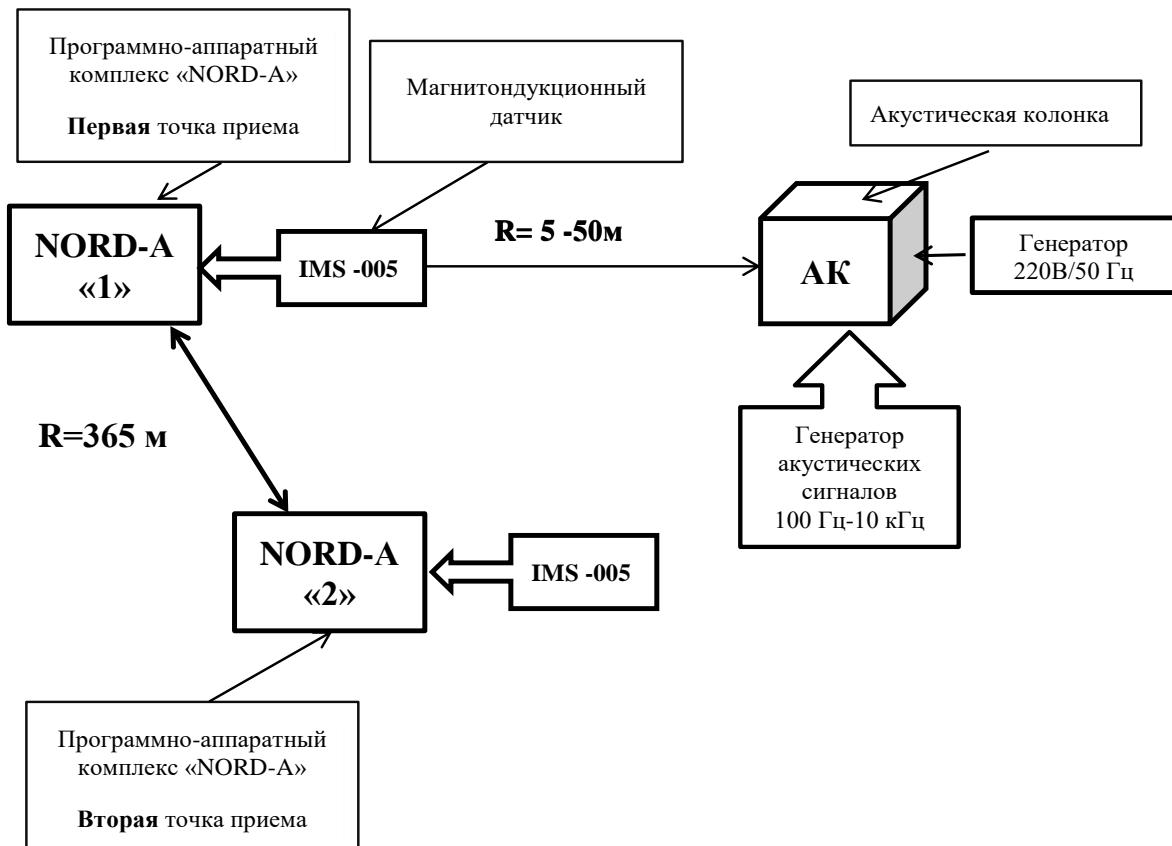


Рис. 3. Схема проведения измерений уровней НЧ ПЭМИ, создаваемых активной акустической колонкой A4-Tech DS609.

Таблица 3. Уровни спектральной плотности магнитного шума, зарегистрированные ПАК «Норд-А» в полигонных условиях, нТл/(Гц)^{1/2}

Параметр	Частота, Гц									
	115	125	230	250	460	500	920	1000	2000	5000
Частота, Гц	115	125	230	250	460	500	920	1000	2000	5000
СП шумов нТл/(Гц) ^{1/2}	$1,8 \cdot 10^{-5}$	$1,9 \cdot 10^{-5}$	$5,4 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$

4.2. Приём НЧ ПЭМИ тональных сигналов, создаваемых типовой АК.

Приём по магнитной компоненте (H_x) НЧ ПЭМИ от тональных акустических сигналов, подаваемых АК, проводился на фиксированных расстояниях: 5, 10, 15, 25, 35 и 50 м от первой точки приёма ПАК «NORD-A». На расстоянии 5 метров из-за перегрузки приёмника ПАК приём тональных сигналов от АК был не возможен. Далее измерения проводились на расстояниях от 10 до 50 м. Уверенный приём НЧ ПЭМИ тональных сигналов от АК в диапазоне частот 500-1000 Гц был проведён до расстояния 50 м.

На рисунках 4-7 представлены типичные спектрограммы выходных сигналов канала H_x магнитного датчика ПАК «NORD-A» (IMS-005) при приёме тональных сигналов от АК на разных расстояниях между ними.

В таблице 4 представлены результаты измерений уровней магнитных полей (компоненты H_x) зарегистрированных на различных расстояниях между АК и магнитоиндукционным датчиком IMS-005 ПАК, для различных частот тональных сигналов, подаваемых на АК.

Данные таблиц 3 и 4, показывают, что отношение сигнал/шум при приёме НЧ ПЭМИ от АК составляет от 2 до 400 (6-52 дБ).

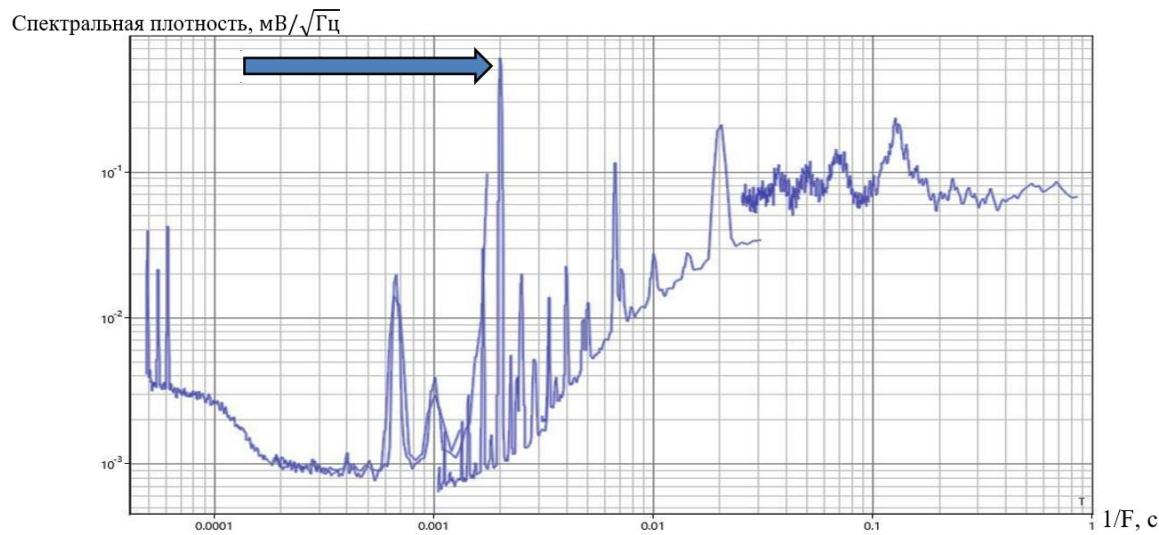


Рис. 4. Спектрограммы выходных сигналов канала H_x ($\text{мВ}/\text{Гц}^{0.5}$) магнитного датчика ПАК «Норд-А» (IMS-005) при приёме НЧ ПЭМИ от АК (расстояние - 10 м, частота тон-сигнала - 500 Гц, приём без фильтра 50 Гц и гармоник)

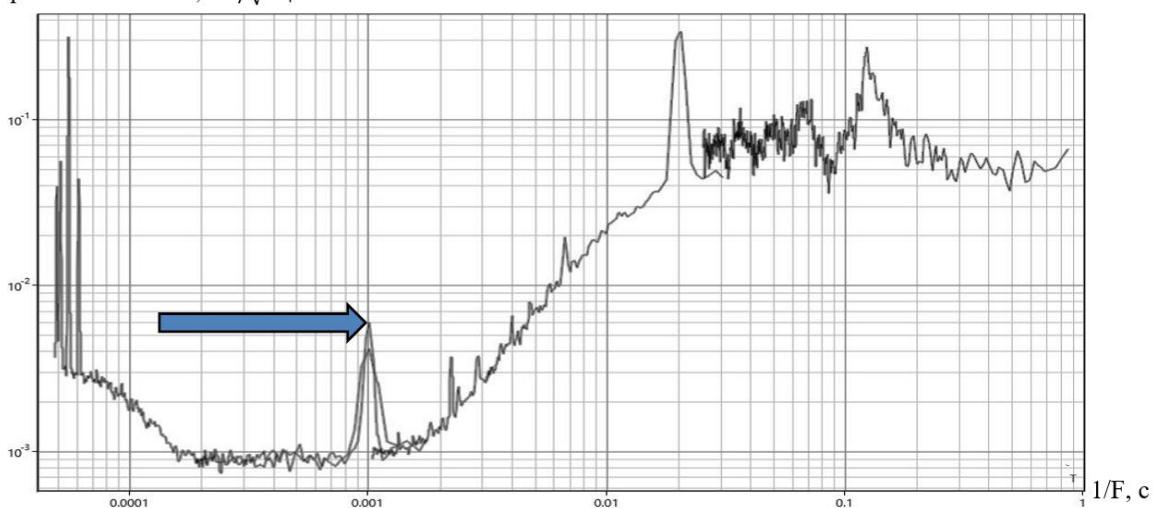


Рис. 5. Спектрограммы выходных сигналов канала H_x ($\text{мВ}/\text{Гц}^{0.5}$) магнитного датчика ПАК «Норд-А» (IMS-005) при приёме НЧ ПЭМИ от АК (расстояние - 25 м, частота тон-сигнала – 1000 Гц, приём без фильтра 50 Гц и гармоник)

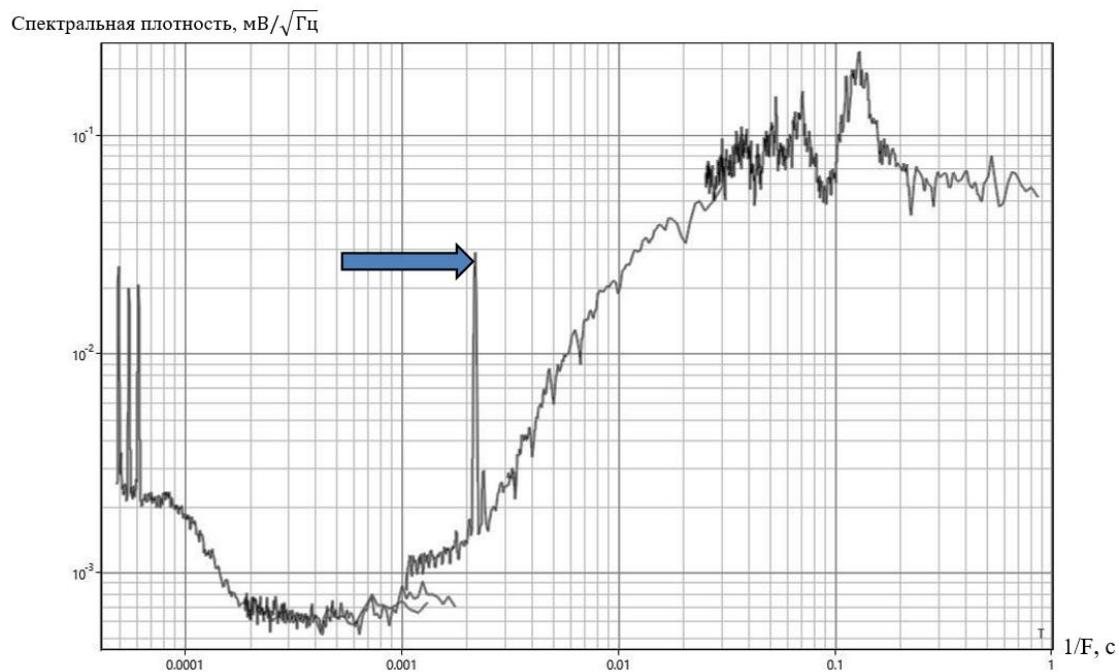


Рис. 6. Спектрограммы выходных сигналов канала H_x ($\text{мВ}/\sqrt{\text{Гц}}^{0.5}$) магнитного датчика ПАК «Норд-А» (IMS-005) при приёме НЧ ПЭМИ от АК (расстояние - 35 м, частота тон-сигнала - 460 Гц, приём с фильтром 50 Гц и гармоник)

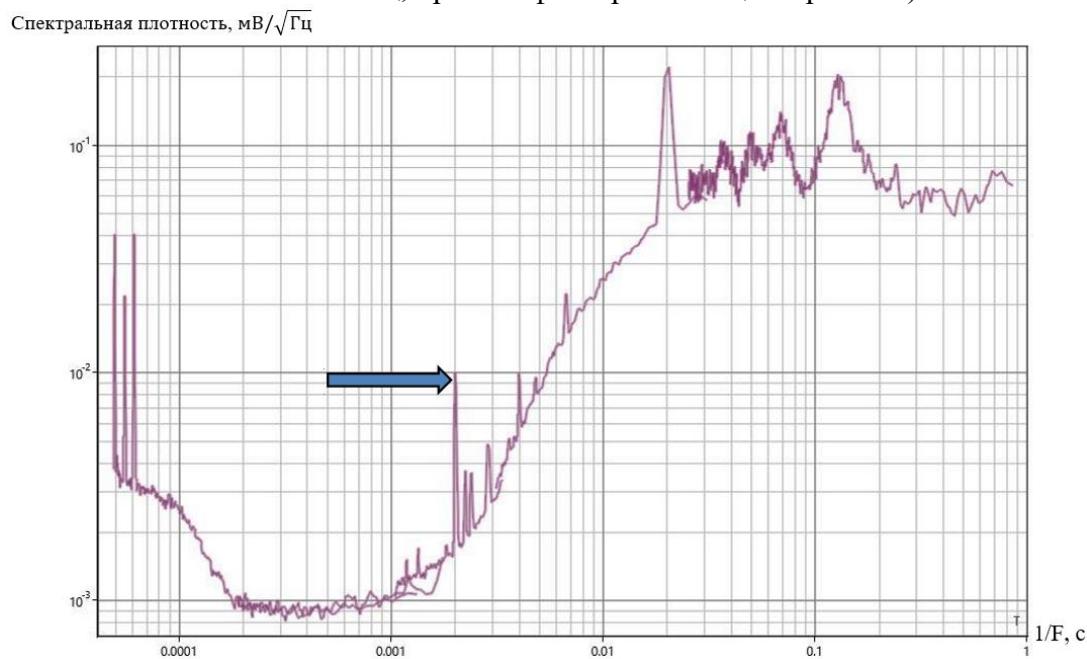


Рис. 7. Спектрограммы выходных сигналов канала H_x ($\text{мВ}/\sqrt{\text{Гц}}^{0.5}$) магнитного датчика ПАК «Норд-А» (IMS-005) при приёме НЧ ПЭМИ от АК (расстояние - 50 м, частота тон-сигнала - 500 Гц, приём без фильтра 50 Гц и гармоник)

Таблица 4. Результаты измерения уровней спектральной плотности магнитных полей НЧ ПЭМИН при различных расстояниях между датчиком ПАК и акустической колонкой

Дальность R, м	Частота сигнала, Гц								
	115	125	230	250	460	500	920	1000	2000
10		$2,3 \cdot 10^{-3}$		$2,3 \cdot 10^{-4}$		$7,5 \cdot 10^{-4}$		$2,3 \cdot 10^{-4}$	
25		$1,3 \cdot 10^{-4}$		$1,2 \cdot 10^{-4}$		$3 \cdot 10^{-5}$		$7,5 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$
35	$3,1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$		$3,7 \cdot 10^{-5}$	$6,8 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$3,1 \cdot 10^{-6}$	
50						$4,3 \cdot 10^{-6}$		$2,5 \cdot 10^{-6}$	

На рисунке 8 представлен график пространственного спада спектральной плотности магнитного поля (H_x) по оси АК в зависимости от расстояния между датчиком ПАК и АК.

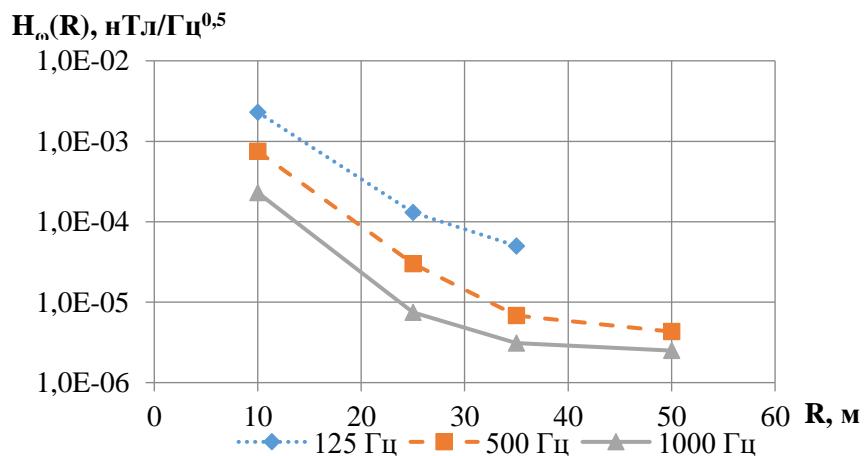


Рис. 8. График пространственного спада спектральной плотности магнитного поля по оси АК (для частот 125 Гц, 500 Гц, 1 кГц)

На рисунке 9 представлен график нормированных (на максимальные значения) величин пространственного спада спектральной плотности магнитного поля (H_x) АК в зависимости от расстояния между датчиком ПАК и АК.

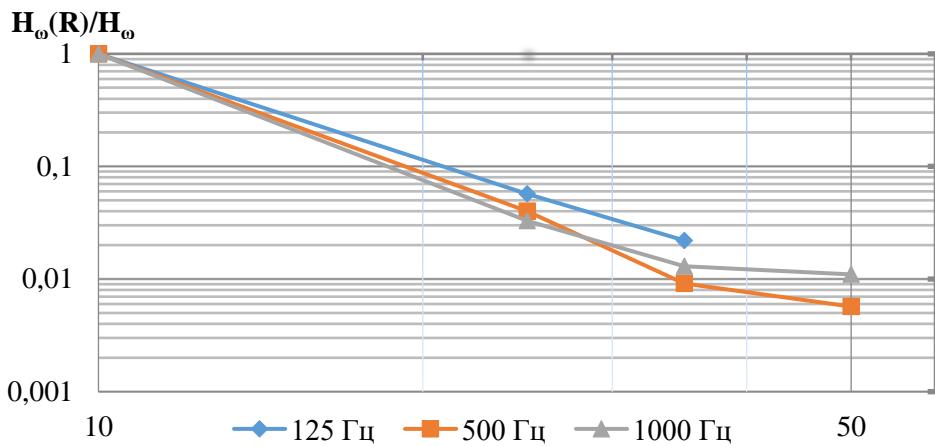


Рис. 9. Графики пространственного спада нормированных (на максимальные значения) величин спектральной плотности магнитного поля АК (для частот 125 Гц, 500 Гц, 1 кГц) в зависимости от расстояния между датчиком ПАК и АК

Расчёт величин показателей пространственного спада магнитного поля, проведённый на основе анализа данных графиков рисунков 8 и 9 и положений [8], дал среднюю величину показателя - 3,33. При доверительной вероятности $P=0,95$ величина показателя спада поля составляет $3,33 \pm 0,28$. Таким образом, пространственный спад

магнитного поля НЧ ПЭМИН тональных акустических сигналов (диапазона 100 Гц – 8 кГц), создаваемых по оси АК, характеризуется законом близким к закону вида $1/R^3$, что соответствует закону спада поля магнитного диполя в ближней зоне его излучения ($R < \lambda$). Превышение показателем величины 3, по-видимому, обусловлено поглощением части излучения АК землёй, на поверхности которой располагались и АК и приёмник ПАК «NORD-A» с датчиком IMS-005.

4.3. Приём НЧ ПЭМИ акустических речевых сигналов, создаваемых активной АК

В условиях полигона была также оценена принципиальная возможность приёма («прямого перехвата») акустической речевой информации (АРИ), поступающей на АК, при использовании для этого возникающих от АК НЧ ПЭМИ. Для этого приём сигналов по магнитной компоненте НЧ ПЭМИ от АК производился синхронно по времени и по частоте в двух точках размещения ПАК «NORD-A» с последующим синхронным вычитанием зарегистрированных сигналов. Первая точка приёма располагалась на расстояниях 10-35 м от АК (рисунок 3), а вторая на расстоянии примерно 365 м от АК. В первой точке принимаемый сигнал складывался из суммы полезного речевого сигнала НЧ ПЭМИ от АК и фонового магнитного шума. Во второй же точке размещения ПАК «NORD-A» осуществлялся приём, по существу, только магнитных шумовых полей. Таким образом, синхронно, регистрируя и вычитая друг из друга величины данных сигналов, можно выделить исходную АРИ, поступающую на АК, а также и другие сигналы акустического диапазона, возбуждающие НЧ ПЭМИ в АК.

Регистрации магнитных компонент НЧ ПЭМИН от акустических речевых сигналов, создаваемых АК, были проведены для расстояний 10 м, 25 м, 35 м от первой точки приёма ПАК.

На рисунке 10 представлена зависимость результата синхронного вычитания выходных сигналов каналов Нх магнитных датчиков ПАК «Норд-А» в первой точке приёма и магнитного шума принятого во второй точке приёма ПАК при подаче на АК тестовых речевых сигналов. Расстояние АК от первой точки приёма ПАК - 10 м, расстояние до второй точки – 365 м. Выделяются характерные сигналы 50 Гц (и обертона: 100 Гц, 150 Гц, 250 Гц) от питающего АК бензогенератора, а также область сигналов НЧ ПЭМИН от речевых сигналов АК.

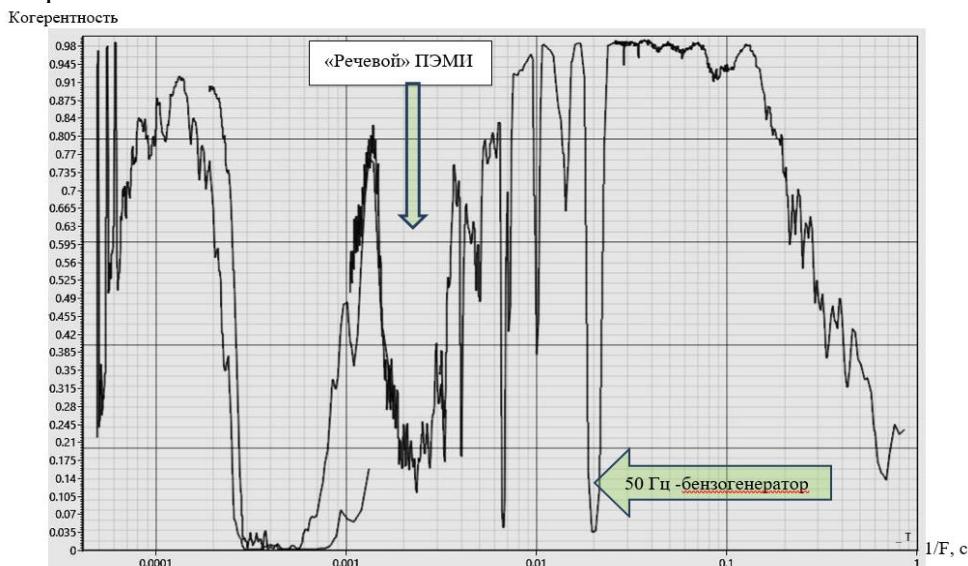


Рис. 10. Результат синхронного вычитания выходного сигнала каналов Нх магнитных датчиков ПАК «Норд-А» в первой точке приёма (на расстоянии 10 м от АК) и шума во второй точке приёма (на расстоянии 365 м от АК) при приёме НЧ ПЭМИН речевых сигналов от АК.

Таким образом, с использованием ПАК «NORD-A» с магнитоиндукционными датчиками IMS-005 экспериментально была показана возможность приёма по магнитной

компоненте поля «речевых» НЧ ПЭМИН, создаваемых АК, при приёме сигналов НЧ ПЭМИ в двух достаточно далеко (около 365 м) отстоящих друг от друга точках с последующим синхронным вычитанием фонового шума. Для дальнейшего прямого восстановления исходной АРИ по НЧ ПЭМИ от АК необходим непрерывный во времени приём, регистрация и обработка (синхронное вычитание) указанных двух магнитных сигналов ПАК «NORD-A» от первой и второй точек приёма.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В полигонных условиях при отсутствии естественных, сетевых (50 Гц и гармоники) и других индустриальных помех, с использованием геофизического цифрового программно-аппаратного комплекса «NORD-A» с магнитоиндукционными датчиками IMS-005 зарегистрированы сигналы НЧ ПЭМИ (диапазона 125 Гц-8000 Гц), создаваемые типовой активной акустической колонкой (A4-Tech DS609). Приём тональных НЧ ПЭМИН, создаваемых активной акустической колонкой, проводился на расстояниях от 5 до 50 м.

2. Экспериментально была показана возможность приёма речевых НЧ ПЭМИН, создаваемых акустической колонкой, методом синхронного приёма НЧ ПЭМИ в двух достаточно далеко (порядка 365 м) пространственно разнесённых точках приёма ПАК «NORD-A» с последующим синхронным вычитанием магнитного шума из исходного полезного сигнала НЧ ПЭМИ от АК.

3. Анализ результатов измерения величин магнитного поля НЧ ПЭМИН, созданного АК в диапазоне 100 Гц – 8 кГц при увеличении расстояния между АК и магнитоиндукционными датчиками ПАК «NORD-A», показал, что спад поля можно характеризовать законом вида R^3 , что соответствует закону спада поля магнитного диполя в ближней зоне его излучения.

4. Минимальные уровни шума по магнитной компоненте на расстоянии более 260 км от крупного города в диапазоне 100 Гц – 5 кГц составляют $10^{-5} - 10^{-6}$ нТл/(Гц) $^{1/2}$. Указанные уровни шума целесообразно принять в дальнейшем в качестве минимальных для соответствующих расчётных методик.

6. ЛИТЕРАТУРА

1. Копытенко Е.А., Поляков С.В. Использование последнего поколения индукционных магнитометров при изучении низкочастотных электромагнитных полей // Сборник докладов НПС «Исследование магнитного поля Земли как фактора прогресса национальной безопасности России», ЛЭТИ, С.-Петербург, 12 мая 2022 г., С.39-42.
2. Регистратор «Норд», 2023, nw-geo. ru
3. Голев И.М. и др. Спектр магнитных шумов индуктивного датчика магнитметрической системы локальной навигации в экранированном пространстве //«Воздушно-космические силы. Теория и практика», № 16, 2020, С. 154-163.
4. Сокол-Кутыловский О.Л., Тягунов Д.С. Об источниках городского низкочастотного электромагнитного шума // Уральский геофизический вестник, № 1, 2009 , С. 59-64.
5. Сокол-Кутыловский О.Л. Спектральное распределение геомагнитного шума в диапазоне низких частот // Уральский геофизический вестник, № 3 (33), 2018 , С. 43-47.
6. Бурмистров Е.В. Градиентометр на базе ВТСП СКВИДов для работы в неэкранированном пространстве: Дисс. канд. ф.-м. наук. МГУ, 2009, 107 с.
7. Каталог антенн фирмы ETC-Lindgren (USA).
8. ГОСТ 8.207-76 Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. М. Гостандарт СССР.

7. REFERENCES

1. Kopytenko E.A. Polyakov S.V. Using induction magnetic sensors of last generation for testing low frequency fields//SPS report collections “Earth magnetic field investigation as the national security factors”, LETI, S-Petersburg, 12 May 2022, P. 39-42.
2. NORD registrator, 2023, nw-geo. ru.
3. Golev I.M. et al. Magnetic noises MM sensor spectrum of local aviation in shielded space//”Air-space forces. Theory and Practice”, № 16, 2020, P. 154-163.
4. Sokol-Kutylovskii O.L., Tyagunov D.S. About sources sity LFN//Ural geophysical bulletin, № 1, 2009 , P. 59-64.
5. Sokol-Kutylovskii O.L. Spectral distribution geomagnetic noise in LF range//Ural geophysical bulletin,№ 3 (33), 2018 , P. 43-47.
6. Burmistrov E.V. Gradient meter on SQID sensors for work in unshielded space: master’s thesis , MSU, 2009, 107 p.
7. Antenna catalogue ETC-Lindgren firm (USA).
8. SU state standart 8.207-76. Direct measure with repeatedly observes. Observe results processing methods. M. SU State Standard.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ С УМЕНЬШЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В. В. Неровный¹, В. В. Филоненко², В. С. Радько², В. В. Цитиридис²

¹АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложено использование современных и перспективных меандровых навигационных сигналов в локальных навигационных системах на основе наземных псевдоспутников, излучающих сигналы, аналогичные сигналам навигационных космических аппаратов глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС. Произведена оценка помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей в некогерентном режиме приема на одной и двух промежуточных частотах меандровых сигналов, сформированные с помощью фильтра с импульсной характеристикой «приподнятый косинус».

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы; локальные навигационные системы; навигационные сигналы с меандровой модуляцией; спектральные характеристики сигналов; электромагнитная совместимость.

EVALUATION OF THE NOISE IMMUNITY OF CONSUMER NAVIGATION EQUIPMENT IN THE INCOHERENT MODE OF RECEIVING MEANDER SIGNALS WITH A REDUCED LEVEL OF OUT-OF-BAND RADIATION

V. V. Nerovnyj¹, V. V. Filonenko², V. S. Radko², V.V. Citiridis²

¹JSC SPE “PROTEK”, Voronezh, Russia

²MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The use of modern and promising meander navigation signals in local navigation systems based on ground-based pseudo-satellites emitting signals similar to those of navigation spacecraft of the global navigation satellite system GLONASS is proposed. The noise immunity of consumer navigation equipment in the incoherent reception mode at one and two intermediate frequencies of meander signals generated using a filter with a pulse characteristic of "raised cosine" is estimated.

Keywords: global navigational satellite systems; local navigational systems; navigation signals with meander modulation; spectral characteristics of signals; electromagnetic compatibility.

1. ВВЕДЕНИЕ

Локальные навигационные системы (ЛНС) являются перспективным развитием функциональных дополнений глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). В состав ЛНС входят псевдоспутники, излучающие сигналы, схожие сигналам навигационных космических аппаратов ГНСС, которые, в свою очередь, не удовлетворяют требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС) [1]. Улучшение характеристик ЭМС было достигнуто формированием навигационного сигнала с уменьшенным уровнем внеполосных излучений при помощи фильтра с импульсной характеристикой

«приподнятый косинус» [2]. Стоит учесть, что при фильтрации сигнала появляются искажения, которые могут повлиять на помехоустойчивость навигационной аппаратуры потребителей. Следовательно, необходимо оценить помехоустойчивость НАП при некогерентной обработке навигационного меандрового сигнала с требуемой формой спектра для алгоритмов на одной и двух поднесущих частотах.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В качестве примера, для оценки помехоустойчивости, возьмем меандровый сигнал $BOC(1,1)$ с уменьшенным уровнем внеполосных излучений [2] с оптимальным коэффициентом скругления $\alpha = 0,8$.

Помехоустойчивость аппаратуры потребителей ГНСС с некогерентной обработкой определяется помехоустойчивостью системы слежения за частотой (ССЧ) [3]. Таким образом, для оценки помехоустойчивости НАП ГНСС достаточно оценить помехоустойчивость ССЧ.

Решение задачи синтеза оптимальных приемников навигационных BOC -сигналов с некогерентной обработкой и расчета показателей качества этих приемников в условиях помех приведены в работах [4, 5], где описан алгоритм получения математического выражения для напряжения на выходе частотного дискриминатора при обработке на двух поднесущих частотах с временным сдвигом синфазных и квадратурных компонент:

$$\begin{aligned} u_{\mathcal{D},\omega} = & I_H(k)Q_H(k-1) - I_H(k-1)Q_H(k) + \\ & + I_B(k)Q_B(k-1) - I_B(k-1)Q_B(k) \end{aligned} . \quad (1)$$

Где для синфазные и квадратурные «верхней» и «нижней» составляющей для моментов времени t_k и t_{k-1} определяются выражениями:

$$\begin{aligned} I_B(k-1) = & \\ = & \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i})G_{\mathcal{D}K}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cos((\omega_{\Pi} + \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\mathcal{D},k-1}(i-1)T_d) ; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} Q_B(k-1) = & \\ = & \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i})G_{\mathcal{D}K}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \sin((\omega_{\Pi} + \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\mathcal{D},k-1}(i-1)T_d) ; \end{aligned} \quad (3)$$

$$I_B(k) = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i})G_{\mathcal{D}K}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cos((\omega_{\Pi} + \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\mathcal{D},k}(i-1)T_d) ; \quad (4)$$

$$Q_B(k) = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i})G_{\mathcal{D}K}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \sin((\omega_{\Pi} + \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\mathcal{D},k}(i-1)T_d) ; \quad (5)$$

$$\begin{aligned} I_H(k-1) = & \\ = & \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i})G_{\mathcal{D}K}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cos((\omega_{\Pi} - \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\mathcal{D},k-1}(i-1)T_d) ; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Q_H(k-1) &= \\ &= \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\Delta K}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \sin((\omega_{II} - \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\Delta,k-1}(i-1)T_d); \end{aligned} \quad (7)$$

$$I_H(k) = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\Delta K}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cos((\omega_{II} - \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\Delta,k}(i-1)T_d); \quad (8)$$

$$Q_H(k) = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\Delta K}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \sin((\omega_{II} - \omega_M)t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\Delta,k}(i-1)T_d). \quad (9)$$

где $y(t)$ – входная реализация; $G_{\Delta K}(t - \tilde{\tau})$ – опорный сигнал дальномерного кода; ω_{II} – промежуточная частота; ω_M – частота меандра; ω_{Δ} – доплеровское смещение частоты; τ – задержка сигнала.

Математическое выражение для напряжения на выходе частотного дискриминатора при использовании одной поднесущей («верхней» или «нижней») получается непосредственно из выражения (1), где учитывается необходимая поднесущая. Соответственно квадратурные составляющие описываются выражениями (2-5) для «верхней» поднесущей, а (6-9) – для «нижней».

В работе [5] приведен метод определения помехоустойчивости ССЧ в условиях помех. Данный метод заключается в определении статистических характеристик частотного дискриминатора с использованием метода математического моделирования.

Дискриминационная характеристика частотного дискриминатора определяются как:

$$U(\varepsilon_{\omega}) = M[u_{\Delta\omega}], \quad (10)$$

где ε_{ω} – ошибка оценки доплеровского смещения частоты.

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле:

$$S_{\omega} = \partial U(\varepsilon_{\omega}) / \partial \varepsilon_{\omega} |_{\varepsilon_{\omega}=0}. \quad (11)$$

Кроме дискриминационной характеристики необходимо также определить и флюктуационную:

$$D_{\omega} = M[(u_{\Delta\omega} - M[u_{\Delta\omega}])^2] | \varepsilon_{\omega} = 0. \quad (12)$$

Дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора вычисляется по формуле [3]:

$$D = D_{\omega} / S_{\omega}^2. \quad (13)$$

Тогда дисперсия ошибки фильтрации определяется как [3]:

$$\sigma_{\omega} = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{CCQ} \quad (14)$$

где Δf_{CCQ} – шумовая полоса пропускания ССЧ.

Метод расчета помехоустойчивости аппаратуры потребителей ГНСС с некогерентной обработкой представлена в [5]. Так как построение аналитической модели трудно осуществимо, поэтому в данном случае применяется метод статистических испытаний или метод Монте-Карло [6]. Для определения вероятности срыва слежения навигационных определений с использованием ЭВМ разработаны соответствующие

модели систем слежения за частотой, а именно в среде *MatLab/Simulink*. В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время Т (время длительности навигационного сигнала). Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики к общему числу опытов. Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [7]:

$$P_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_k(\sigma_\omega), \quad (15)$$

где P_c – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; σ_ω – значение статистики, пересчитанной к входу частотного дискриминатора в опыте k ; δ_k – индикаторная переменная, причем $\delta_k(\sigma_\omega) = 1$, если $\sigma_\omega \geq A_{\alpha_x}$ и $\delta_k(\sigma_\omega) = 0$, если $\sigma_\omega \leq A_{\alpha_x}$; A_{α_x} – раскрытие апертуры дискриминационной характеристики.

Таблица 1. Показатели вероятности срыва слежения в зависимости от отношения шум/сигнал на двух поднесущих частотах

j/s [дБ]	36	38	40	42	44	46	48	50	52	54	56
$P_{BOC(1,1)}$	0,00 5	0,0 7	0,31	0,57 5	0,76 5	0,89 5	0,93	0,95 5	0,96 5	0,98	0,98
$P_{BOC_\phi(1,1)}$	0,03 5	0,1 6	0,43 5	0,68	0,81	0,89 5	0,93 5	0,96 5	0,97 5	0,97 5	0,98 5

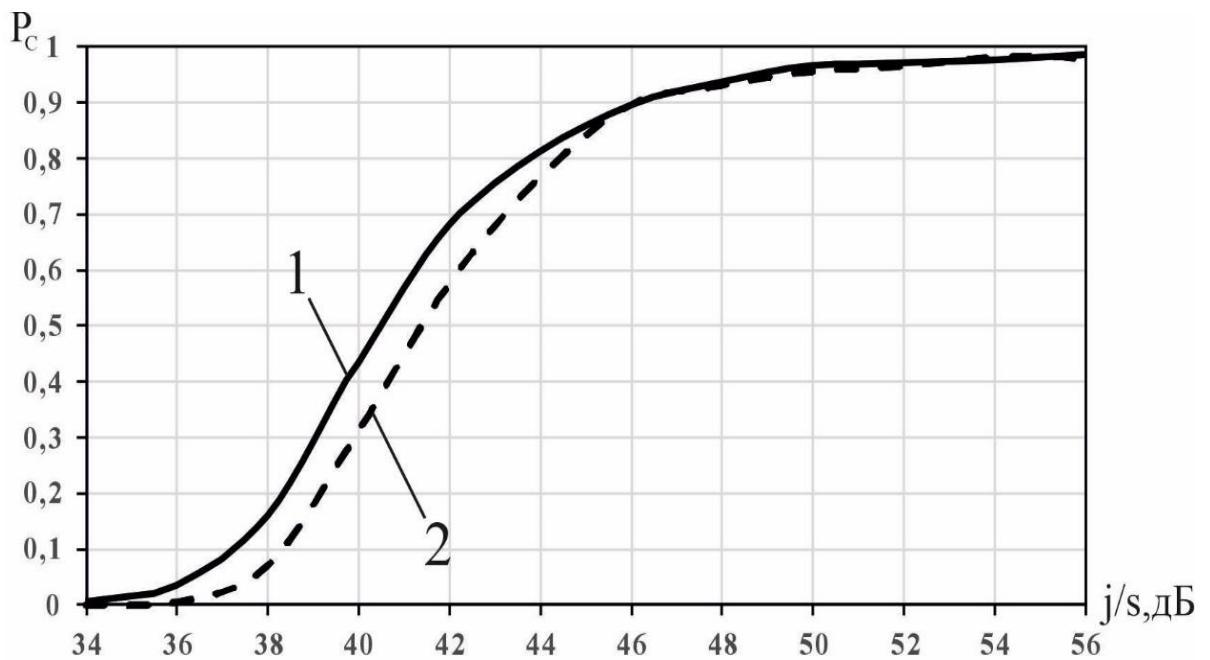


Рис. 1. Зависимость P_c от j/s для автономной ССЧ с обработкой на двух поднесущих частотах: 1 – Сигнал ВОС (1,1) с требуемой формой спектра; 2 – Сигнал ВОС (1,1)

Таблица 2. Показатели вероятности срыва слежения в зависимости от отношения шум/сигнал на одной поднесущей частоте

j/s [дБ]	36	38	40	42	44	46	48	50	52	54	56
$P_{BOC_{(1,1)}}$	0,075	0,22	0,55	0,74	0,83	0,875	0,925	0,955	0,97	0,97	0,975
$P_{BOC_{\phi(1,1)}}$	0,145	0,33	0,595	0,765	0,85	0,895	0,925	0,960	0,98	0,98	0,98

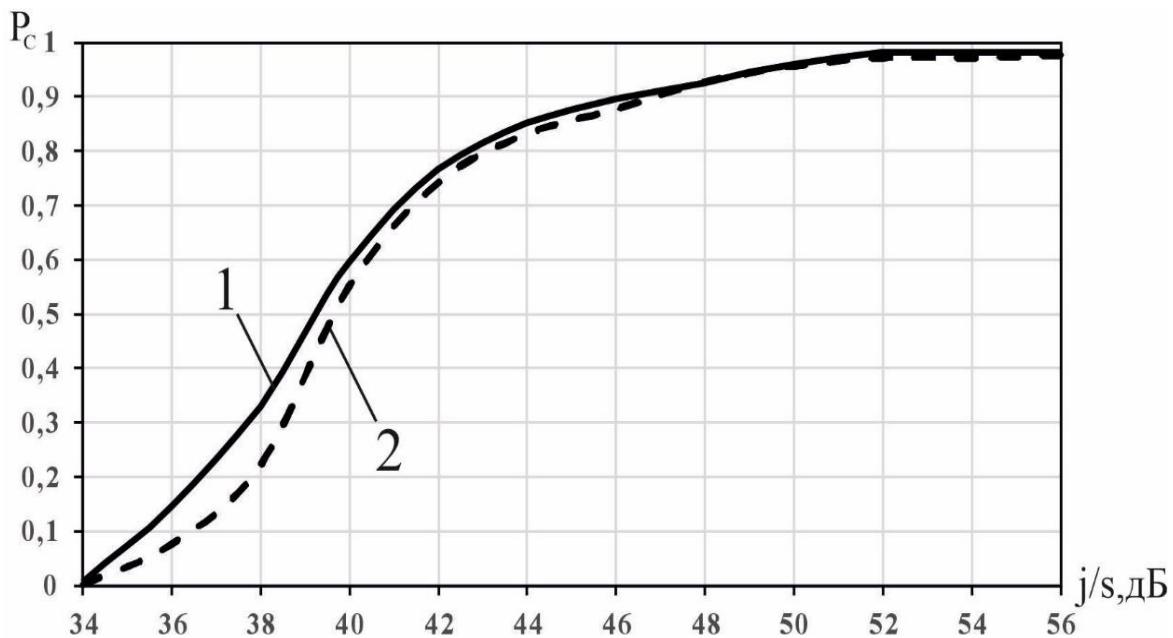


Рис. 2. Зависимости P_C от j/s для автономной ССЧ с обработкой на одной поднесущей частоте: 1 – Сигнал ВОС (1,1) с требуемой формой спектра; 2 – Сигнал ВОС (1,1)

На рисунках (1-2) представлены графики зависимости вероятности срыва слежения P_C навигационного сигнала от отношения шум/сигнал j/s с разными видами некогерентной обработки, которые описывались выше, где пунктиром изображен график при приеме сигнала ВОС (1,1), а сплошной линией – ВОС (1,1) с требуемой формой спектра. В модели было использовано $N=200$ число опытов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При превышении вероятности $P_C = 0,5$, считается, что слежение за частотой будет сорвано. По полученным результатам можно сделать вывод, что при приеме сигнала ВОС (1,1) с требуемой формой спектра с обработкой на двух поднесущих частотах срыв слежения произойдет при $j/s = 40,5 \pm 0,5$ дБ, с обработкой на одной поднесущей частоте – при $j/s = 39,2 \pm 0,5$ дБ. Можно заметить, что в двух алгоритмах приема вероятность срыва слежения сигнала с уменьшенным уровнем внеполосных излучений выше на 0,1-0,2 дБ, это ожидаемый результат, так как при уменьшении уровня боковых составляющих сигнала происходит искажение сигнала во временной области. Но увеличение вероятности срыва незначительно, так как с помощью фильтрации навигационного сигнала обеспечивается требования ЭМС. Это дает возможность использования существующей НАП для приема изучаемых сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 50016–92. Государственный стандарт Российской Федерации. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным излучениям радиопередатчиков. Методы измерений и контроля. Издание официальное. М.: ИПК Издательство стандартов, 1996.
2. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 69 - 75.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.
4. Шатилов А. Ю. Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем / А. Ю. Шатилов // Радиотехника. — 2010. — № 11. – С. 29 – 33.
5. Неровный В.В. Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС. Монография. М.: // Научная книга, 2018. – 227 с.
6. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей: учеб. для вузов [Текст] / Е. С. Вентцель. М.: Высш. шк., 2006. 575 с.
7. Неровный В.В. Эффективность различных алгоритмов поиска и обнаружения навигационного BOC-сигнала в условиях гауссовского шума неизвестной мощности / В. В. Неровный, В. И. Костылев, Ю. С. Левицкая // Теория и техника радиосвязи. — 2016. № 3. – С. 65 – 70.

REFERENCES

1. GOST R 50016-92. The state standard of the Russian Federation. Electromagnetic compatibility of technical means. Requirements for the bandwidth of radio frequencies and out-of-band radiations of radio transmitters. Measurement and control methods. Official publication. M.: IPK Publishing House of Standards, 1996.
2. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.Yu., Korataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required form of spectral power density // Radio Engineering. 2022. Vol. 86. No. 7. pp. 69-75.
3. GLONASS. Principles of construction and functioning / edited by A.I. Perov. – M. : Radio Engineering, 2010. – 800 p.
4. Shatilov A. Yu. The use of the tracking failure criterion in assessing the noise immunity of tracking systems / A. Yu. Shatilov // Radio Engineering. - 2010. — No. 11. – pp. 29-33.
5. Nerovny V.V. Noise immunity of multi-system equipment of GNSS consumers. Monograph. M.: // Scientific book, 2018. – 227 p.
6. Wentzel, E. S. Probability theory: textbook. for universities [Text] / E. S. Wentzel. M.: Higher School, 2006. 575 p.
7. Nerovny V.V. The effectiveness of various algorithms for searching and detecting a navigation BOC signal in conditions of Gaussian noise of unknown power / V. V. Nerovny, V. I. Kostylev, Yu. S. Levitskaya // Theory and technology of radio communication. — 2016. No. 3. – pp. 65-70.

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ СНЧ ДИАПАЗОНА

Ю. В. Коновалова¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрена субоптимальная схема поляризационной обработки частично поляризованных сигналов. Установлен выигрыш при использовании данной схемы для различных соотношений поляризационной структуры сигналов и помех.

Ключевые слова: поляризационная обработка сигналов, ионосферные волны, отношение сигнал-шум.

POLARIZATION PROCESSING OF EXTREMELY LOW FREQUENCIES (ELF) RADIOSIGNALS

Yu. V. Konovalova¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. A sub-optimal scheme for the polarization processing of partially polarized signals is proposed. The gain is established when using this scheme for various ratios of the polarization structure of signals and interference.

Keywords: polarization processing of radiosignals, ionospheric waves, signal to noise ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ранее изданных работах [1, 2 и др.] исследована возможность формирования сигналов СНЧ диапазона на основе эффекта Гетманцева, сущность которого заключается в выделении низкочастотной модуляционной компоненты при распространении электромагнитной волны в ионосфере [1]. При этом известно [3], что в результате таких преобразований необходимо учитывать поляризационную структуру выделяемых сигналов.

При описании поляризационных параметров сигналов, отраженных от ионосферы, будем исходить из известных положений теории распространения радиоволн в неоднородных средах. Под действием магнитного поля Земли облучающее монохроматическое электромагнитное поле в ионосфере расщепляется на обыкновенную и необыкновенную компоненты, в общем случае эллиптически поляризованные. Поляризационная структура СНЧ радиоволны является достаточно сложной и имеет практически весь спектр состояний, так как распространение электромагнитной волны в ионосфере – это процесс, происходящий в неоднородной анизотропной среде. Поляризации обыкновенной и необыкновенной компонент, распространяющихся с различными скоростями и затуханием, являются ортогональными, т.е. главные оси эллипсов поляризации перпендикулярны, а направления вращения вектора противоположны.

Учитывая изложенное, ряд известных способов и устройств поляризационной обработки [3, 4], получивших распространение в радиодиапазоне, по критерию максимума отношения сигнал-шум не представляются оптимальными. Способ настройки на линейную или круговую поляризацию принимаемой радиоволны, очевидно, имеет смысл только при наличии ортогонально поляризованной помехи. В

других случаях отношение сигнал-помеха вполне может оказаться ниже ожидаемого уровня.

2. ПРИЕМ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА СНЧ

Согласно [5] качество приема, как и при скалярном представлении радиоволны, определяется параметром q_0^2 , который следует интерпретировать как отношение сигнал-помеха на входе приёмника:

$$q_0 = Z \cdot Q(K, K_N), \quad (1)$$

где $Q(K, K_N) = \frac{1+K_N^2}{1-\mu^2} \cdot \frac{(1+K^2)(1+K_N^2) - \mu \cos 2\theta (1-K^2)(1-K_N^2) - 4KK_N}{(1-K_N)^2 (1+K_N)^2 (1+K)^2}, Z = \frac{2a^2}{N} q'_0,$

$a^2 = a_1^2 + a_2^2$, q'_0 имеет смысл отношения сигнал-помеха для одной поляризационной составляющей сигнала.

В выражении (1) $K = \frac{a_1 - a_2}{a_1 + a_2}$ и θ – коэффициент эллиптичности и угол ориентации

эллипса поляризации в ортогонально-круговом базисе разложения волны, K_N – параметр, характеризующий поляризационную структуру помехи, μ определяет степень поляризации помехи ($\mu = 0$ – помеха неполяризована, $0 \leq \mu \leq 1$ – помеха частично поляризована, $\mu = 1$ – помеха полностью поляризована), N – суммарная спектральная мощность ортогональных компонент помехи.

Для последующего анализа эффективности поляризационной обработки рассмотрим более детально величину $Q(K, K_N)$. Соответствующие вычисления с использованием (1) позволили установить следующие общие закономерности:

При оптимизации обработки заметный (до нескольких десятков дБ) выигрыш обеспечивается при максимальной величине расстройки между поляризационными параметрами сигнала K , θ и помехи K_N , т.е. когда энергия сигнала и помехи перераспределяется между ортогональными по поляризации каналами, соответствующими левому и правому направлению вращения вектора напряженности электрического поля.

Условия приема наименее благоприятны, когда ортогональные по поляризации компоненты помехи некоррелированы ($\mu = 0$), а их мощности примерно одинаковы.

С ростом корреляции компонент помехи наблюдается увеличение значения $Q(K, K_N)$, которое может достигать нескольких дБ. Этот эффект обусловлен взаимной компенсацией ортогональных составляющих помехи.

Структура оптимального приемника частично поляризованных сигналов является достаточно сложной при практической реализации [5]. Кроме того, необходимы априорные знания ряда параметров сигналов и помех, динамики их изменения в процессе радиосвязи, что в большинстве ситуаций приема колебаний СНЧ на море и на суше представляется маловероятным. Однако определение потенциально достижимых при обнаружении и измерении информационных параметров сигналов характеристик представляется полезным из-за возможности обоснования их верхних границ, относительно которых можно оценивать эффективность различных субоптимальных схем.

Оставаясь на этих позициях и используя результаты цитируемых выше исследований, приведем возможную блок-схему приемника с поляризационной

обработкой, которая уже реализована на практике [6]. Одна из схем представлена на рисунке 1.

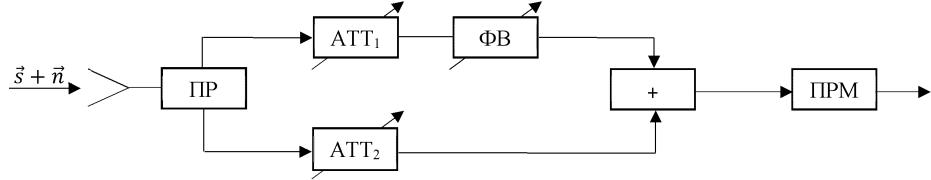


Рис. 1. Блок-схема приемника с поляризационной обработкой

На рисунке 1 обозначено: ПР – расщепитель радиоволны на две ортогонально-поляризованные компоненты; ATT1 и ATT2 – управляемые аттенюаторы с коэффициентами затухания α_1 и α_2 ; ФВ – управляемый фазовращатель со сдвигом фаз δ ; «+» – сумматор; ПРМ – стандартный приемник СНЧ диапазона.

Как видно из схемы, выполнение основных функциональных операций связано с сущностью обработки частично поляризованных сигналов при наличии частично поляризованных помех. Выражение $Q(K, K_N)$ для дальнейшего анализа удобно представить в виде

$$Q(K, K_N) = \frac{1+K_N^2}{1+K^2} \times \frac{(1+K_a)^2 B_1 + 2(1-K_a^2)B_2 \cos(\delta + \delta_0) + (1-K_a)^2 B_3}{(1+K_a)^2 (1+K_N)^2 + 2(1-K_a^2)(1-K_N^2)\mu \cos \delta + (1-K_N)^2 (1-K_a)^2}, \quad (2)$$

где $K_a = \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2}$; $B_1 = (1+K)^2$; $B_2 = (1-K^2)^2$; $B_3 = (1-K)^2$; $\delta_0 = -2\theta$.

Аттенюаторы позволяют обрабатывать сигналы в каналах с учетом мощности помехи, а фазовращатель предназначен для компенсации разности фаз полезного сигнала и частичной компенсации помехи при наличии межканальной корреляции. Оптимальные значения затуханий определяются из максимизации (2) по K_a . Можно убедиться, что при $\mu = 0$ и $\delta = -\delta_0$ искомое значение имеет вид

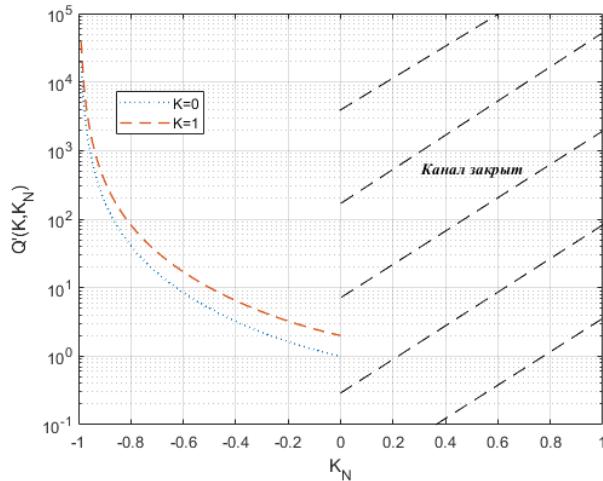
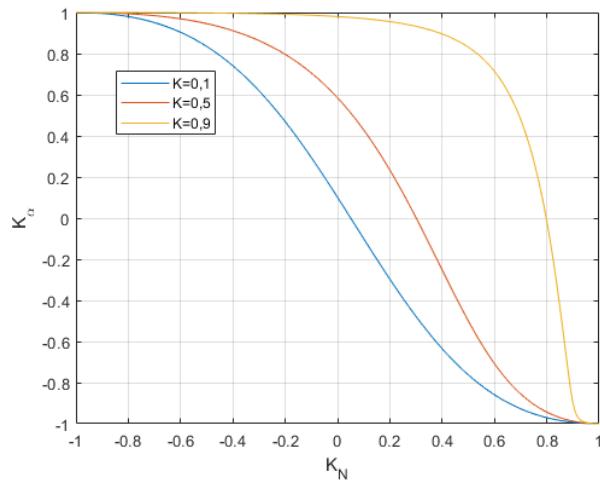
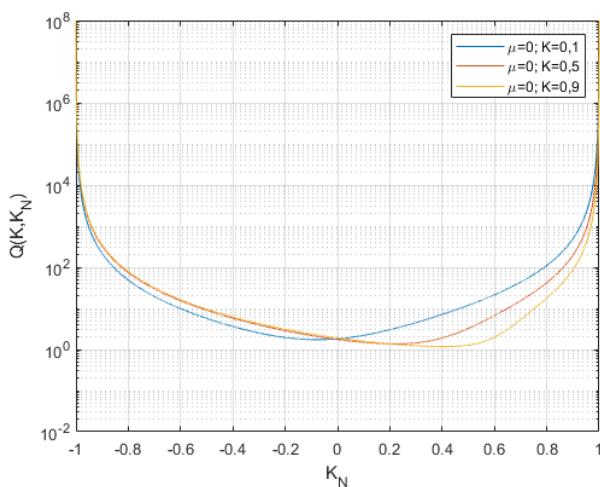
$$K_{a_{1,2}} = \frac{2(1+K_N^2)(1-K^2)^2 \pm \sqrt{D}}{(1-K)^2 (1+K_N)^2 - (1+K)^2 (1-K_N)^2 - 4K_N (1-K^2)^2}, \quad (3)$$

где $D = 4(1-K_N^2)(1-K^2)^4 + [(1-K)^2 (1+K_N)^2 - (1+K)^2 (1-K_N)^2]^2$. Знак перед корнем выбирается из условия обеспечения максимума K_a , при этом необходимо выполнение условий $\alpha_1 \leq 1$ и $\alpha_2 \leq 1$.

На практике возможен случай, когда после поляризационного расщепления происходит переключение (коммутация) каналов, т.е. блокируется канал с наибольшей энергией помехи. В этом случае, например, $\alpha_1 = 1$, $\alpha_2 = 0$. Тогда выражение (2) несколько упрощается:

$$Q'(K, K_N) = \frac{1+K_N^2}{(1+K_N)^2} \cdot \frac{(1+K)^2}{1+K^2}. \quad (4)$$

Очевидно, что такая схема может использоваться в ситуациях, когда информация о превышении уровня помехи над сигналом в одном из ортогональных каналов является вполне достоверной.

Рис. 2. Зависимость $Q'(K, K_N)$ от K_N Рис. 3. Зависимость K_α от K_N при фиксированных K Рис. 4. Зависимость $Q(K, K_N)$ от K_N

На рисунке 2 приведен ряд зависимостей, иллюстрирующих изменение $Q'(K, K_N)$ согласно (4), при этом фактически используется лишь один ортогональный канал, т.к. второй, помеховый, полностью заблокирован. Из представленных зависимостей

следует, что наибольший выигрыш обеспечивается при максимальной ортогонализации полезного и помехового радиоканала

На рисунке 3 приведены зависимости, рассчитанные согласно (2) и определяющие оптимальные значения величины K_α в зависимости от соотношений поляризационной структуры радиосигналов и помех. С использованием этих зависимостей построены графики, представленные на рисунке 4. Считалось, что выполняется текущая адаптивная настройка коэффициентов затухания α_1, α_2 (параметр K_α). Выигрыш за счет действий при «весовой» обработке в условиях частично поляризованных помех является весьма существенным и может составлять несколько десятков дБ.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наличие различных состояний поляризации СНЧ радиоволн, отраженных от ионосферы, использование реально существующих отличий в поляризационной структуре полезных сигналов и помех различной физической природы позволяет за счет оптимизации данного вида обработки повысить отношение сигнал-помеха на входе приёмника и тем самым уменьшить вероятность ошибки при передаче информационных сообщений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Альперт Я.Л. Распространение радиоволн в ионосфере. М.; Л.: ОГИЗ. Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1947. – 276 с.
2. Беляев П.П. Генерация электромагнитных сигналов комбинационных частот в ионосфере / Беляев П.П., Котик Д.С., Митяков С.Н., Поляков С.В., Рапопорт В.О., Трахтенгерц В.Ю. // Известия вузов. Радиофизика, 1987, Т. 30, №2. – С. 248-267.
3. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. – 439 с.
4. Катанович А.А., Ершов В.Н. Комплексы и системы связи ВМФ. СПб.: Судостроение, 2014. – 256 с.
5. Поздняк С.И., Радзивский В.Г., Трифонов А.П. Анализ оптимального приема эллиптически поляризованного сигнала // Радиотехника, 1972, Т. 27, №6. – С. 6-10.
6. Радзивский В.Г., Сирота А.А. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. М.: ИПРЖР, 2001. – 456 с.

REFERENCES

1. Alpert Ya.L. Propagation of radio waves in the ionosphere. M., L.: USP. State Publishing House of Technical and Theoretical Literature, 1947. - 276 p.
2. Belyaev P.P. Generation of electromagnetic signals of combinational frequencies in the ionosphere / Belyaev P.P., Kotik D.S., Mityakov S.N., Polyakov S.V., Rapoport V.O., Trahtengertz V.Yu. // News of HEI. Radiophysics, 1987, Vol. 30, №2. – Pp. 248-267.
3. Kalinin A.I., Cherenkova E.L. Propagation of radio waves and operation of radio lines. M.: Communication, 1971. – 439 p.
4. Katanovich A.A., Ershov V.N. Navy communication complexes and systems SPb.: Shipbuilding, 2014. - 256 p.
5. Pozdnyak S.I., Radzievsky V.G., Trifonov A.P. Analysis of optimal reception of an elliptically polarized signal // Radio engineering, 1972, Vol. 27, №6. – Pp. 6-10.
6. Radzievsky V.G., Sirota A.A. Information support of radio-electronic systems in conflict conditions. M.: IPRZR, 2001. – 456 p.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ

Е.Р. Антипенский¹, А. А. Волков¹, К.Ю. Ложкин¹

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

Аннотация. Получено аналитическое выражение зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символа от отношения сигнал-помеха на входе когерентного приемника OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией в условиях воздействия последовательности импульсов гауссовской помехи. Проведены расчеты указанной зависимости для некоторых частных случаев. Дан сравнительный анализ полученных результатов.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, двухпозиционная фазовая модуляция, гауссовская помеха, когерентный приемник, вероятность правильного приема OFDM-символа.

NOISE IMMUNITY OF RECEIVING OFDM-SIGNAL WITH TWO-POSITION PHASE MANIPULATION OF SUBCARRIERS AGAINST THE BACKGROUND OF GAUSSIAN INTERFERENCE

E.R. Antipensky¹, A.A. Volkov¹, K.U. Lozhkin¹

¹Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. An analytical expression is obtained for the dependence of the average probability of correct reception of an OFDM-symbol on the signal-to-noise ratio at the input of a coherent receiver of OFDM-signals with two-position phase shift keying under the influence of a sequence of Gaussian noise pulses. Calculations of this dependence were carried out for some special cases. A comparative analysis of the results obtained is given.

Keywords: OFDM-signal, two-position phase modulation, Gaussian interference, coherent receiver, probability of correct reception of the OFDM-symbol.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) благодаря ряду принципиальных преимуществ находит широкое применение в современных системах передачи данных различного назначения [1,2]. Поэтому исследования помехоустойчивости приема OFDM-сигналов в условиях воздействия различных помех являются актуальными.

Значительный интерес представляют исследования эффективности когерентного приема OFDM-сигналов с наиболее помехоустойчивой двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих на фоне гауссовского шума, который является удовлетворительной моделью широкого класса помех. Содержащиеся в известной литературе [3–5] результаты, однако, не могут в полной мере использоваться для оценки эффективности приема указанных сигналов в условиях периодически повторяемых импульсов гауссовской помехи, что тоже может встречаться на практике.

Соотношение длительности сигнала с временными параметрами последовательности помеховых импульсов может быть произвольным, поэтому в качестве показателя помехоустойчивости в настоящей работе будет использоваться средняя на периоде повторения импульсов помехи вероятность правильного приема OFDM-символа, представляющего собой фрагмент полезного сигнала в пределах одного тактового интервала.

Цель работы – оценка средней вероятности правильного приема OFDM-символа, передаваемого посредством сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией, в условиях периодически повторяющейся гауссовской помехи.

2. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМНО-РЕШАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

В каждом подканале OFDM-приемника входной сигнал обрабатывается по схеме, показанной на рисунке 1 [6], где обозначено: $\xi(t)$ – входной сигнал, представляющий собой аддитивную смесь полезного сигнала $s(t)$, несущего информацию о двоичном элементе i , и помехи $v(t)$; $u_{\text{оп}}(t)$ – опорный сигнал; $x(t)$ – выходной сигнал интегратора; $x_{\text{пор}}$ – пороговый уровень; \hat{i}_k – оценка значения двоичного элемента.

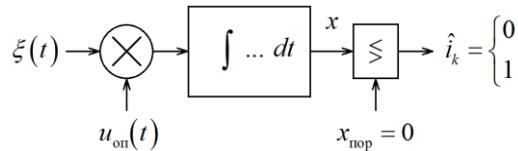


Рис. 1. Схема приемно-решающего устройства для сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией подканала OFDM-приемника

Для оценки вероятностных характеристик выходного сигнала подканала OFDM-приемника интегратора удобно использовать модель, в которой полезный сигнал несет информацию об одном информационном символе и имеет длительность T_s , а помеха начинает и заканчивает свое действие в моменты времени t_{v1} и t_{v2} соответственно. Совместная начало отсчета времени с моментом начала символа полезный сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = -(-1)^i (\Theta(t) - \Theta(t - T_s)) U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s), \quad (1)$$

где U_s , ω_s , φ_s – амплитуда, круговая частота и начальная фаза полезного сигнала, соответственно; $\Theta(t)$ – функция Хевисайда.

В решаемой задаче помеха представляет собой гауссовский белый шум с параметрами [7]:

$$\langle v(t) \rangle = 0, \quad \langle v(t_1)v(t_2) \rangle = 0,5N_0\delta(t_2 - t_1) \quad (2)$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума; $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака.

С учетом (1) и (2) полезный сигнал можно представить в виде:

$$\xi(t) = -(-1)^i (\Theta(t) - \Theta(t - T_s)) U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + v(t) (\Theta(t - t_{n1}) - \Theta(t - t_{n2})). \quad (3)$$

В качестве опорной функции в когерентном приемнике выбирается колебание, с точностью до амплитуды повторяющее полезный сигнал:

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \cos(\omega_s t + \varphi_s), \quad (4)$$

где $U_{\text{оп}}$ – амплитуда опорного сигнала.

На выходе интегратора формируется случайная величина:

$$x = \int_0^{T_s} \xi(t) u_{\text{оп}}(t) dt. \quad (5)$$

Вычисление интеграла (5) с учетом (3) и (4), а также того, что период высокочастотного колебания должен быть существенно меньше длительности информационного символа ($2\pi/\omega_s \ll T_s$), дает:

$$x = -(-1)^i 0,5 U_s U_{\text{оп}} T_s + U_{\text{оп}} \int_{t_{v1}}^{t_{v2}} v(t) \cos(\omega_s t + \varphi_s) dt. \quad (6)$$

Поскольку случайная величина (6) представляет собой линейное преобразование гауссовского случайного процесса, то она распределена по нормальному закону с функцией распределения:

$$F(x) = \Phi^* \left(\frac{x - m}{\sigma} \right) = \Phi^* \left(\frac{x + (-1)^i 0,5 U_s T_s}{0,5 \sqrt{N_0 (t_{v2} - t_{v1})}} \right), \quad (7)$$

где $\Phi^*(\zeta)$ – нормальная функция распределения [8]; m , σ – математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение случайной величины x :

$$m = \langle x \rangle = -(-1)^i 0,5 U_s U_{\text{оп}} T_s, \quad \sigma^2 = \langle x^2 - m^2 \rangle = 0,25 U_{\text{оп}} N_0 (t_{v2} - t_{v1}) \quad (8)$$

Функция распределения (7) позволяет определить вероятность правильного приема двоичного элемента. Если $x > 0$, то приемно-решающее устройство дает оценку $\hat{i} = 1$. Следовательно, вероятность правильного приема единицы равна:

$$p_{s1} = P\{0 < x < \infty\} = 1 - \Phi^* \left(-U_s T_s / \sqrt{N_0 (t_{v2} - t_{v1})} \right) = \Phi^* \left(h \sqrt{2 T_s / (t_{v2} - t_{v1})} \right), \quad (9)$$

где $h = U_s / \sqrt{2 N_0 / T_s}$ – отношение сигнал-помеха (отношение действующего напряжения полезного сигнала к действующему напряжению шума в полосе частот приемного подканала).

Если $x < 0$, то приемно-решающее устройство дает оценку $\hat{i} = 0$. Вероятность правильного приема нуля равна:

$$p_{s0} = P\{-\infty < x < 0\} = \Phi^* \left(U_s T_s / \sqrt{N_0 (t_{v2} - t_{v1})} \right) = \Phi^* \left(h \sqrt{2 T_s / (t_{v2} - t_{v1})} \right). \quad (10)$$

Появление единицы или нуля равновероятно, поэтому вероятность правильного приема информационного символа в подканале приемника будет равна:

$$p_s = 0,5 p_{s1} + 0,5 p_{s0} = \Phi^* \left(h \sqrt{2 T_s / (t_{v2} - t_{v1})} \right). \quad (11)$$

3. ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ВЕРОЯТНОСТИ ПРАВИЛЬНОГО ПРИЕМА OFDM-СИМВОЛА

При оценке средней вероятности правильного приема OFDM-символа будет считаться, что OFDM-приемник содержит L подканалов, а длительность τ_v и период повторения T_v импульсов помехи кратны длительности информационного символа:

$$\tau_v = r T_s, \quad T_v = (r + \alpha) T_s, \quad (12)$$

где r и α – натуральные числа.

Также будет считаться, что начало отсчета времени совмещено с началом первого информационного символа, накрываемого помехой, а помеха включается в случайный

момент времени t_v , равномерно распределенный в интервале $0 \leq t_v \leq T_s$. Иллюстрация варианта накрытия помехой последовательности информационных символов в одном из подканалов приемника показана на рисунке 2.

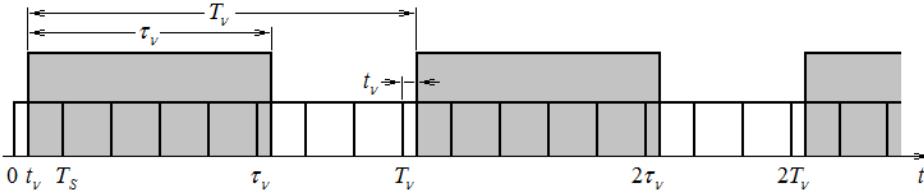


Рис. 2. Вариант накрытия помехой последовательности информационных символов

Прием информационных символов в каждом подканале ODFM-приемника производится независимо от других подканалов, поэтому событие, заключающееся в правильном приеме ODFM-символа на тактовом интервале, состоит из совместного появления L событий, каждое из которых заключается в правильном приеме информационного символа в своем подканале. Условия приема в каждом подканале одинаковы, поэтому согласно теореме произведения вероятностей вероятность приема k -го ODFM-символа будет равна p_k^L , где p_k – вероятность приема k -го информационного символа в подканале ODFM-приемника.

Первый информационный символ будет накрыт помехой частично конце. Вероятность его правильного приема определяется по формуле (11) при $t_{v1} = t_v$ и $t_{v2} = T_s$:

$$p_1 = \Phi^* \left(h \sqrt{2T_s / (T_s - t_v)} \right) = \Phi^* \left(h \sqrt{2 / (1 - \theta)} \right), \quad (13)$$

где $\theta = t_v / T_s$ безразмерная случайная величина, равномерно распределенная в интервале $0 \leq \theta \leq 1$.

Далее до наступления момента времени τ_v следует группа символов, полностью накрытых помехой. Количество этих символов равно $r-1$. Вероятности правильного приема каждого из этих символов равны друг другу и определяются по формуле (11) при $t_{v1} = 0$ и $t_{v2} = T_s$:

$$p_2 = p_3 = \dots = p_r = \Phi^* \left(\sqrt{2}h \right). \quad (14)$$

Затем следует $(r+1)$ -й символ, который накрыт помехой частично в начале. Вероятность его правильного приема определяется по формуле (11) при $t_{v1} = 0$ и $t_{v2} = t_v$:

$$p_1 = \Phi^* \left(h \sqrt{2T_s / t_v} \right) = \Phi^* \left(h \sqrt{2 / \theta} \right). \quad (15)$$

Далее до наступления момента времени T_v следует группа символов, не накрытых помехой. Количество этих символов равно $\alpha-1$. Вероятность правильного приема каждого из этих символов равна единице:

$$p_{r+2} = p_{r+3} = \dots = p_{r+\alpha} = 1. \quad (16)$$

На основании изложенного среднюю на периоде повторения импульсов помехи условную среднюю вероятность правильного приема ODFM-символа можно представить в виде:

$$P_{\text{ycl}}(h|\theta) = \frac{1}{T_v} \sum_{k=1}^{r+\alpha} p_k^L T_s = \frac{1}{r+\alpha} \left(\Phi^{*L} \left(\frac{\sqrt{2}h}{\sqrt{1-\theta}} \right) + (r-1) \Phi^{*L} \left(\sqrt{2}h \right) + \Phi^{*L} \left(\frac{\sqrt{2}h}{\sqrt{\theta}} \right) + (\alpha-1) \right). \quad (17)$$

Усреднение (17) по θ дает формулу безусловной средней вероятности правильного приема ODFM-символа:

$$P(h) = \frac{1}{r+\alpha} \left(2 \int_0^1 \Phi^{*L}(h\sqrt{2/\theta}) d\theta + (r-1)\Phi^{*L}(\sqrt{2}h) + (\alpha-1) \right). \quad (18)$$

Предельное значение средней вероятности правильного приема ODFM-символа при малых отношениях сигнал-помеха равна:

$$P_0 = \lim_{h \rightarrow 0} P(h) = 1 - \frac{r+1}{r+\alpha} \left(1 - \frac{1}{2^L} \right). \quad (19)$$

При больших длительностях импульсов помехи и скважности, близкой к единице ($r \gg 1$ и $r \gg \alpha$), средняя вероятность правильного приема ODFM-символа всегда ограничена величиной, отличной от нуля и определяемой количеством подканалов в приемнике:

$$P_0 = 2^{-L}. \quad (20)$$

При большом количестве подканалов ($L \rightarrow \infty$) предельное значение средней вероятности правильного приема ODFM-символа зависит только от временных параметров последовательности импульсов помехи:

$$P_0 = 1 - (r+1)/(r+\alpha). \quad (21)$$

На рисунках 3 и 4 показаны графики зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов (18) с разным количеством поднесущих от отношения сигнала-помеха при воздействии импульсной гауссовой помехи с различными значениями параметров r , α и скважностью $Q = (r+\alpha)/r = 1 + \alpha/r$.

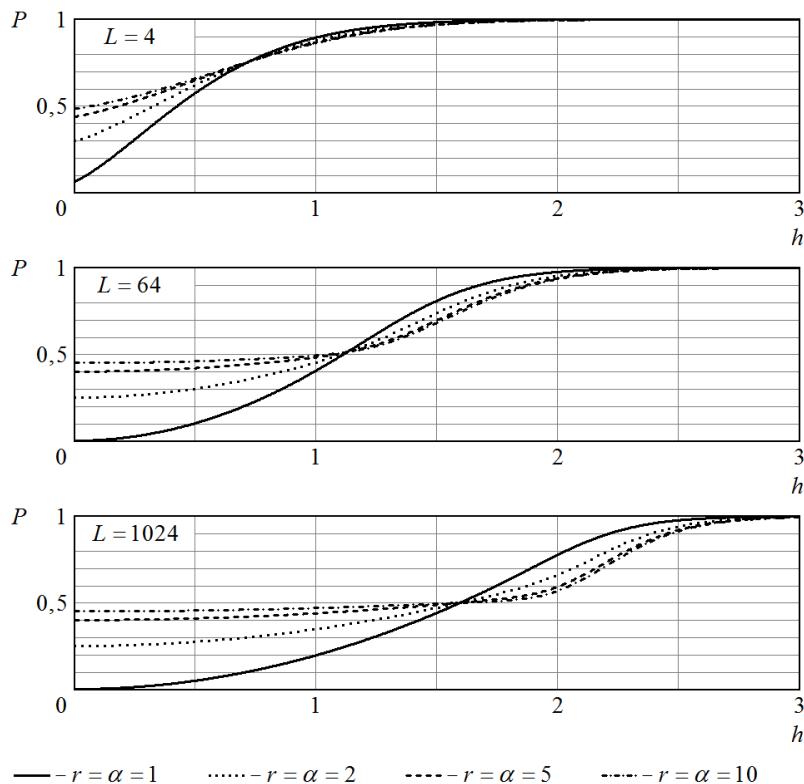


Рис. 3. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от отношения сигнал-помеха при воздействии импульсной гауссовой помехи со скважностью $Q = 2$

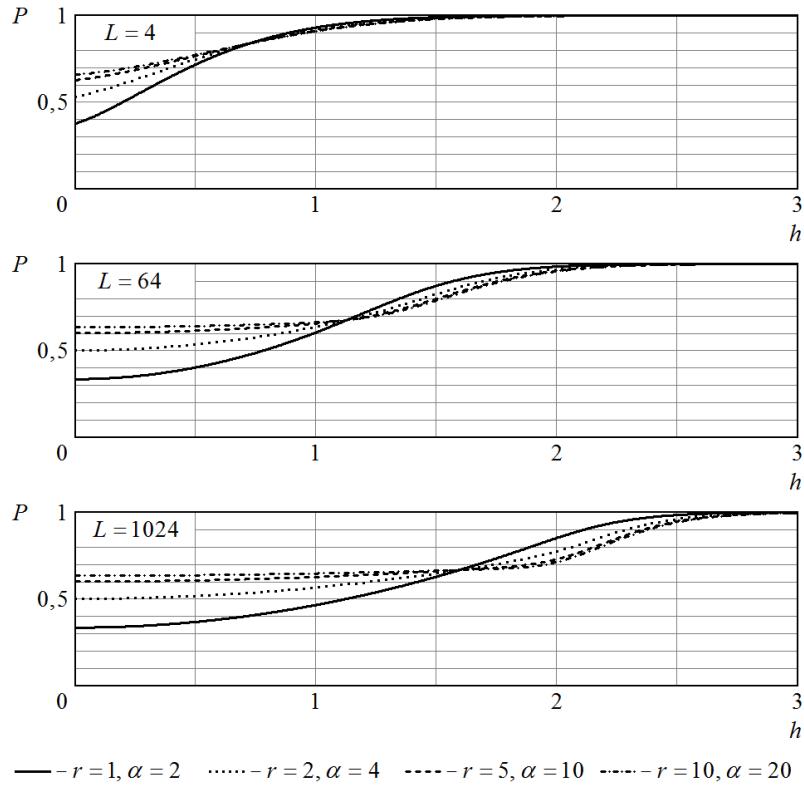


Рис. 4. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от отношения сигнал-помеха при воздействии импульсной гауссовой помехи со скважностью $Q=3$

Анализ зависимостей на рисунках 3 и 4 показывает, что при фиксированных временных параметрах последовательности импульсов помехи (и, следовательно, скважности) для заданного отношения сигнала-помеха средняя вероятность правильного приема OFDM-символа тем ниже, чем большее число поднесущих содержится в сигнале. При уменьшении скважности помехи вероятность правильного приема снижается. На всех семействах построенных кривых (при заданном количестве подканалов и скважности) имеется узловая точка, характеризующаяся тем, что в ней средние вероятности правильного приема OFDM-символа одинаковы для разных значений r и α . Абсцисса узловой точки возрастает при увеличении количества поднесущих, а ордината при этом стремится снизу к значению $1-1/Q$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методами статистической радиотехники получено выражение средней вероятности правильного приема OFDM-символа в когерентном приемнике OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих в условиях воздействия импульсной гауссовой помехи. Проведены расчеты зависимостей средней вероятности правильного приема OFDM-символа от отношения сигнала-помеха входе когерентного приемника при различных исходных данных. Установлено, что помехоустойчивость приема тем выше, чем меньше количество параллельных подканалов в системе передачи данных. При заданных скважности и количестве подканалов зависимости вероятности правильного приема от отношения сигнала-помеха образуют семейство с узловой точкой. В малой окрестности этой точки помехоустойчивость приема почти не зависит от длительности импульса помехи. Также

установлено, что предельное значение средней вероятности правильного приема OFDM-символа, соответствующее малым отношениям сигнал-помеха и большому количеству подканалов, определяется только временными параметрами последовательности импульсов помехи. При больших длительностях импульсов помехи предельное значение вероятности правильного приема OFDM-символа определяется только количеством подканалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Сиваков И.Р., Малышев И.И., Сидоров Ю.В. Перспективы использования OFDM сигналов в радиорелейной и тропосферной радиосвязи // Теория и техника радиосвязи, 2016, № 4. – С. 22–27.
3. Овчаренко Л.А., Поддубный В.Н. Определение вероятности искажения последовательности двоичных сигналов методом индикаторов решений о переданных элементах // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника, 1986, Т.29, № 9. – С. 12–18.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. Ложкин К.Ю. Помехоустойчивость приема OFDM-сигнала с однократной фазовой манипуляцией и корректирующим кодированием на фоне полигармонической помехи // Информация и космос, 2018, № 2. – С. 37–43.
6. Теплов Н.Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. М.: Связь, 1964. – 360 с.
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1969. – 576 с.

REFERENCES

1. Vishnevsky V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. Broadband wireless information transmission networks. Moscow: Technosphere, 2005. – 592 p.
2. Sivakov I.R., Malyshev I.I., Sidorov Yu.V. Prospects for the use of OFDM signals in radio relay and tropospheric radio communications // Theory and technology of radio communication, 2016, No. 4. – Pp. 22–27.
3. Ovcharenko L.A., Poddubny V.N. Determination of the probability of distortion of the sequence of binary signals by the method of decision indicators on transmitted elements // Izvestia of Higher educational institutions of the Ministry of Higher and Secondary Special Education of the USSR. Radioelectronics, 1986, Vol. 29, No. 9. – Pp. 12–18.
4. Prokis J. Digital communications. M.: Radio and Communications, 2000. – 800 p.
5. Lozhkin K.Yu. Noise immunity of receiving OFDM signal with single phase manipulation and corrective coding against the background of polyharmonic interference // Information and Space, 2018, No. 2. - Pp. 37-43.
6. Teplov N.L. Noise immunity of discrete information transmission systems. M.: Svyaz, 1964. – 360 p.
7. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M.: Radio and Communications, 1982. – 624 p.
8. Wentzel E.S. Probability theory. M.: Nauka, 1969. – 576 p.

ПРЕОДОЛЕНИЕ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СВЯЗИ С БПЛА

А. В. Подзоров, Е. Е. Комиссаров

Филиал Военной академии Ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Россия

Аннотация. В данной работе предлагается использование усилителей мощности сигнала для преодоления систем радиоэлектронного подавления (РЭП) при проведении разведывательных операций с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Ключевые слова: усилитель мощности, коэффициент подавления, помехи, БПЛА, профиль интервала, генератор помех.

OVERCOMING ELECTRONIC SUPPRESSION SYSTEMS BY AMPLIFYING THE POWER OF THE COMMUNICATION SIGNAL WITH THE UAV

A.V. Podzorov, E. E. Komissarov

Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (FVA RVSN named after Peter the Great), Serpukhov, Russia

Abstract. This paper proposes the use of signal power amplifiers to overcome electronic jamming systems (RAP) during reconnaissance operations using unmanned aerial vehicles (UAVs).

Keywords: power amplifier, suppression coefficient, interference, UAV, interval profile, interference generator.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, в условиях проведения специальной военной операции (СВО), с помощью беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) выполняют множество боевых и специальных задач, таких как разведывательные операции, нанесение ударов, отображение целей, создание радиопомех. В связи с этим, для борьбы с БПЛА разработали несколько способов, одним из которых является радиоэлектронная борьба (РЭБ), а именно подавление сигнала между оператором и БПЛА при помощи систем радиоэлектронного подавления (РЭП).

На охраняемых государственных и военных объектах устанавливаются системы, состоящие из нескольких генераторов помех, работающих на нескольких диапазонах частот. В работе будет предложен способ преодоления данных систем при помощи усиления сигнала связи между оператором и БПЛА.

2. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СИСТЕМЫ РЭП

В начале исследования определимся с тем, какой БПЛА будет использоваться и для каких целей. В данном случае, используется он будет для проведения разведки на территории противника. БПЛА могут управляться по одному из множества диапазонов частот, как прямую, так и через GPS или WI-FI. В настоящее время существует два

наиболее популярных аналоговых диапазона частот, на которых летают и передают информацию разведывательные БПЛА:

- 1) 2,4G - 2400-2500 МГц;
- 2) 5,8G - 5500-6100 МГц.

Проанализировав обе частоты, делаем выводы, что лучше выбирать те, которые работают на частоте 5,8G, так как на частоте 2,4G работает множество других приборов, от чего сигнал сильно искажается. А на диапазоне частот в районе 5,8 ГГц значительно больше пропускная способность, при большой дальности сигнала. Исходя из этого, будет рассмотрена работа БПЛА компании DJI, например, модель Mavic 2. После определения рабочей частоты БПЛА необходимо определить систему РЭП, которая будет подавлять сигнал связи оператора с БПЛА.

Есть множество типов и видов помех, но, для данного исследования достаточно знать, как помехи разделяются по соотношению их спектра и спектра сигнала [1].

Заградительные помехи – излучаемые на большом диапазоне частот, превышающем диапазон частот, на котором работает БПЛА, но имеющие меньшую мощность.

Прицельные помехи – излучаемые на предполагаемой частоте работы БПЛА и имеющие большую мощность, относительно заградительных помех.

Прицельно-заградительные помехи – с изменяемым диапазоном частот, в пределах диапазона частот работы известных БПЛА.

В связи с этим нынешние генераторы помех и современные системы РЭП работают на 4-6 каналах, исходя из того, на каких каналах работают БПЛА, а именно:

- 1) 860-928 МГц;
- 2) 1560-1610 МГц – GPS;
- 3) 2400-2500 МГц - 2,4G/WI-FI;
- 4) 428-438 МГц - 433M;
- 5) 1170-1280 МГц - 1200M;
- 6) 5500-6100 МГц - 5,8G;
- 7) 4900-5500 МГц - 5,2G.

Для бесперебойной работы БПЛА и передачи видеосигнала нужно следить, чтобы коэффициент подавления не поднимался выше значения, необходимого для его нормальной работы, иначе связь оборвётся, и он либо улетит в неизвестном направлении, либо упадет на землю. Чем дальше от источника сигнала и чем ближе к источнику помех, тем это значение больше и, наоборот: при приближении к источнику сигнала это значение будет уменьшаться, в зависимости от увеличения и уменьшения значений мощности сигнала и мощности помех.

На сегодняшний день, одним из способов преодоления систем РЭП является перенастройка БПЛА на новые диапазоны частот, например, 5.1 ГГц. Хорошо известный и действенный способ борьбы с новыми БПЛА – перенастройка генераторов помех под новые частоты.

Но есть и другой способ, как можно уменьшить коэффициент подавления – использование усилителей мощности сигнала. Именно с помощью этого способа и будет осуществляться преодоление генераторов помех и систем РЭП исследуемым БПЛА для проведения разведывательной операции.

Нужно определить, где будет установлен усилитель мощности. Усиливать приём сигнала и нагромождать БПЛА не имеет смысла, так как современные генераторы помех работают на больших мощностях, а, следовательно, имеют большие размеры, от чего увеличиваются размеры и вес необходимых усилителей. Поэтому размещать усилитель нужно непосредственно со стороны оператора, на земле. О необходимой мощности усилителей нужно судить исходя из известной мощности помех на генераторах помех,

на сегодняшний день это в среднем 100 Вт, в зависимости от генератора и используемого частотного канала. В качестве примера будет рассмотрен комплекс «Сапсан-Бекас», а именно его подсистема РЭП, обладающая энергопотенциалом излучаемого сигнала не более 100 Вт. Мощность усилителя должна быть такая, чтобы отношение мощности сигнала помех к мощности усиленного сигнала соответствовало нормальному коэффициенту подавления, необходимому для управления БПЛА. Для контроля этого значения оператором предлагается следующее решение: на используемый БПЛА, помимо камеры, будет установлен датчик, фиксирующий значение коэффициента подавления, а вывод этого значения будет производиться не на дисплей измерительного прибора, а непосредственно на камеру, используемую на БПЛА, аналогично тому, как на фотографиях и видео отмечают время и дату. Это можно реализовать при помощи метаданных передаваемого видео, как это показано на рисунке 1. Видеосигнал будет передаваться оператору на дисплей пульта управления, с помощью которого он и будет контролировать значение коэффициента подавления.

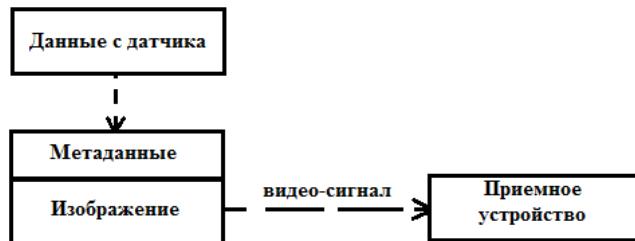


Рис. 1. Принцип передачи данных оператору БПЛА.

3. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ПОДАВЛЕНИЯ

Под коэффициентом подавления понимается минимально необходимое отношение энергии данного помехового сигнала к энергии полезного сигнала на входе приемного устройства, подавляемого РЭС в полосе пропускания его линейной части, при котором имеет место заданный информационный ущерб [2].

Коэффициент подавления в данном случае и формулы для его расчёта, согласно рисунку 2, где $S_{изл}$ – излучаемый усилителем сигнал; $S_{отр}$ – отраженный от БПЛА сигнал; $S_{ш}$ – сигнал, излучаемый генератором помех; О – оператор; У – усилитель; ГП – генератор помех [3].

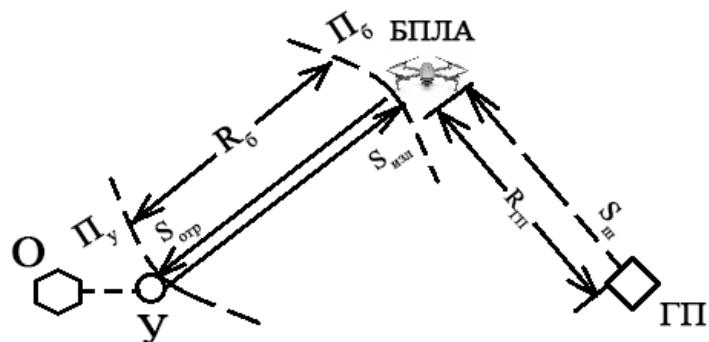


Рис. 2. К определению коэффициента подавления.

На дальности расположения БПЛА от усилителя R_6 плотность потока мощности сигнала облучения Π_6 будет равна

$$\Pi_6 = \frac{PG}{4\pi R_6^2}, \quad (1)$$

где Р – подавляемая мощность; G–коэффициент усиления сигнала.

БПЛА можно рассматривать как вторичный излучатель сигналов, имеющий эффективную поверхность рассеивания σ_6 . В таком случае плотность потока мощности отраженного сигнала Π_y у усилителя будет равна

$$\Pi_y = \frac{\Pi_6 \sigma_6}{4\pi R_6^2} = \frac{PG \sigma_6}{(4\pi)^2 R_6^4}. \quad (2)$$

Теперь найдем значение мощности полезного сигнала на приемнике БПЛА с эффективной площадью раскрытия антенны S_A

$$P_c = \Pi_c S_A = \frac{PG \sigma_6 S_A}{(4\pi)^2 R_6^4}. \quad (3)$$

Площадь раскрытия S_A связана с длиной волны λ и усилением антенны БПЛА $G_{\text{пр.б}}$ отношением

$$S_A = \frac{G_{\text{пр.б}} \lambda^2}{4\pi}. \quad (4)$$

Полученное значение S_A из (4) подставим в (3), тогда:

$$P_c = \frac{PG \sigma_6 G_{\text{пр.б}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_6^4}. \quad (5)$$

Помимо дальности расположения оператора от БПЛА надо учитывать, что, при прохождении сигнала через атмосферу, потери мощности этого сигнала неизбежны, для учета этих факторов введем значение коэффициента суммарных потерь γ_c и получим

$$P_c = \frac{PG \sigma_6 G_{\text{пр.б}} \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^2 R_6^4}. \quad (6)$$

После того, как значение мощности сигнала определено, необходимо найти значение мощности помехового сигнала.

Плотность потока мощности помеховых сигналов на БПЛА будет равна

$$\Pi_{\text{ПСБ}} = \frac{P_{\text{ен}} G_{\text{ен}}}{4\pi R_{\text{ен}}^2}, \quad (7)$$

где $P_{\text{ен}}$ – мощность генератора помех; $G_{\text{ен}}$ – коэффициент усиления антенны генератора помех, $G_{\text{нр.ен}}$ – коэффициент усиления антенны генератора помех, S'_A – эффективная площадь раскрытия антенны на генераторе помех, равная

$$S'_A = \frac{G_{\text{нр.ен}} \lambda^2}{4\pi}. \quad (8)$$

Тогда мощность помехового сигнала на приемнике БПЛА будет равна

$$P_{nc} = \Pi_{\text{ПСБ}} S'_A = \frac{P_{\text{ен}} G_{\text{ен}} G_{\text{нр.ен}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{ен}}^2}. \quad (9)$$

Если брать в расчет тот факт, что на приемник БПЛА попадает не вся мощность помехового сигнала, которая определяется шириной спектра помехи ΔF_n и полосой пропускания приемника БПЛА $\Delta f_{\text{нр.б}}$, то нужно учитывать коэффициент суммарных потерь при распространении помех в атмосфере γ_n . Тогда реальная мощность помехового сигнала будет равна

$$P_{nc} = \frac{P_{\text{ен}} G_{\text{ен}} G_{\text{нр.ен}} \lambda^2 \Delta f_{\text{нр.б}} \gamma_n}{(4\pi)^2 R_{\text{ен}}^2 \Delta F_n}. \quad (10)$$

Исходя из значения мощности полезного сигнала из уравнения (6) и мощности помех из (10) можем найти коэффициент подавления по формуле

$$K = \frac{P_{nc}}{P_c} = \frac{4\pi P_{\text{ен}} G_{\text{ен}} G_{\text{нр.ен}} \Delta f_{\text{нр.б}} \gamma_n R_6^4}{PG G_{\text{нр.б}} \sigma_6 R_{\text{ен}}^2 \Delta F_n R_6^2}. \quad (11)$$

Для бесперебойной работы используемого БПЛА данное отношение должно быть не более 1/26 дБм. Следовательно, мощность сигнала должна быть больше мощности помех в 26 раз. Максимальная мощность помехового сигнала, генерируемая подсистемой РЭП комплекса «Сапсан-Бекас», как было сказано выше, составляет 100

Вт. В таком случае, нужно, чтобы выходная мощность сигнала составляла 2600 Вт, чего можно добиться с помощью последовательного соединения усилителей мощности. Например, 13 усилителей по 200 Вт. Соединение нескольких усилителей в одну конструкцию придаст большей мягкости при регулировке выходной мощности. Но стоит учитывать, что 2600 Вт – это предельная необходимая выходная мощность сигнала, необходимая для стабильной работы БПЛА в радиусе, на котором мощность сигнала помех составляет 100 Вт, что является максимумом в рассматриваемом случае. В связи с большой мощностью сигнала время работы БПЛА значительно снизится из-за ёмкости аккумулятора, поэтому рекомендуется вести разведку на некотором расстоянии от генераторов помех, на котором мощность помехового сигнала будет ниже максимальной. Оптимальной, в данном случае, будет мощность 300 Вт, что будет в три раза больше мощности генератора помех, но при этом не будет оказывать сильное воздействие на аккумулятор.

В целях экономии заряда усилители будут регулироваться при помощи пульта управления с ручкой микшера, которая будет изменять значение сопротивления на переменном резисторе, вследствие чего будет происходить регулировка входного напряжения и, следовательно, выходного. Мощность сигнала будет изменяться пропорционально изменению напряжения. Таким образом, усиление сигнала будет не постоянное, а только в необходимый момент времени и на необходимое значение, что и позволит экономично расходовать заряд аккумулятора БПЛА.

Поскольку разведывательные операции при помощи БПЛА проводятся по конкретному направлению к территории, на которой и будет проводиться разведка, целесообразно использовать направленные усилители мощности сигнала, для обеспечения большей выходной мощности.

4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Как уже было сказано ранее, БПЛА может использоваться для проведения разведывательных операций. Разведка зачастую проводится на вражеских военных или охраняемых объектах, на которых, собственно, и устанавливаются системы противодействия БПЛА. Но, современные радиолокационные системы (РЛС) способны вычислить местоположение оператора, а в последствие передать эти координаты для прицеливания и уничтожения самого оператора огневыми средствами. Чтобы дезориентировать противника предлагается использование усилителей мощности в составе расчёта из трёх человек: оператора и двух номеров расчёта с переносными усилителями мощности. Последовательное усиление сигнала позволило бы получить значительно большую выходную мощность сигнала, но при уничтожении хотя бы одного элемента такая система станет неработоспособной. Сигнал будет распределяться между усилителями, обеспечивая параллельное резервирование. То есть, связь с БПЛА не разорвётся, пока хотя бы один усилитель находится в работоспособном состоянии. Но, главным минусом в данном случае является всё тот же демаскирующий сигнал. При усиливании сигнала вражеские РЛС обнаружат три области, в которых происходит усиление сигнала, поэтому нужно принять меры по обеспечению безопасности личного состава. Нужно исключить прямое взаимодействие людей с усилителями во время их работы. Для этого предлагается дистанционная регулировка мощности выходного сигнала усилителей. У оператора БПЛА на пульте управления будут располагаться три микшера регулировки мощности трёх усилителей соответственно. Перед началом выполнения задач оператор и номера расчёта должны будут выставить усилители в зоне видимости, но на расстоянии 100-200 м от своего местоположения. Это делается в целях сохранения жизни личного состава в случае артиллерийского или иного удара по области работы усилителя, а также для быстрого сворачивания по окончании операции.

Принцип работы предложенного метода показан на рисунке 3, со следующими принятными обозначениями: $P_{вх}$ – мощность, подаваемая на вход усилителя; $P_{вых}$ – выходная мощность сигнала; $У_{1-3}$ – усилители мощности; О – оператор; НР – номер расчёта; ГП – генератор помех.

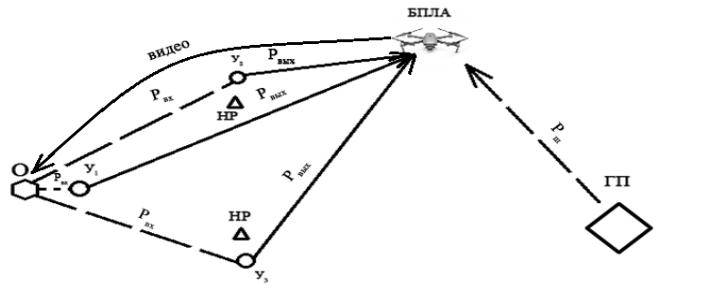


Рис. 3. Рис. 3. Схема работы предложенного метода.

При этом всём, нужно учитывать, что не стоит подлетать вплотную к генераторам помех, ведь тогда их мощность сигнала будет значительно превышать мощность сигнала БПЛА. Но так как оператору не известно местонахождение вражеских генераторов помех, об их расположении можно судить исходя коэффициента подавления. Чем ближе будет БПЛА подлетать к генератору помех, тем сильнее начнёт увеличиваться коэффициент подавления, поэтому стоит проводить разведку, не приближаясь непосредственно к источникам помех, анализируя данные с БПЛА.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный способ позволяет проводить разведку с помощью БПЛА на территории военных и охраняемых объектах, несмотря на размещение в их пределах генераторов помех и систем противодействия БПЛА. Помимо этого, плюсами данной технологии являются сокращение возможности обнаружения оператора втрое, отсутствие необходимости в подборе частот БПЛА, дешевизна и выигрыш в размерах в сравнении с ценой и размерами систем противодействия БПЛА, а также возможность многоразового использования, даже при утере БПЛА по иным причинам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба издание второе, переработанное и дополненное; Москва: военное издательство, 1989. – с. 350 с.
1. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Советское радио, 1968. - 448 с.
2. Никольский Б. А. Основы радиотехнических систем / Б. А. Никольский; Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т), 2013. – 469 с.

REFERENCES

1. Paliy A. I. Electronic warfare second edition, revised and supplemented; Moscow: Military Publishing House, 1989. – p. 350 p.
2. Vakin S. A., Shustov L. N. Fundamentals of radio communication and radio engineering intelligence. Moscow: Sovetskoe radio, 1968. - 448 p.
3. Nikolsky, B. A. Fundamentals of radio engineering systems [Electronic resource] : [electron. textbook] / B. A. Nikolsky; Ministry of Education and Science of Russia, Samara State Aerospace University. S. P. Korolev University (National Research Univ.), 2013. – 469 p.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА РАЗВЕДКИ

А.А. Петроченко, К.Н. Чугай

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматривается механизм, реализуемый посредством логико-лингвистической модели, разработанной на основе алгоритма нечеткого вывода Мамдани. Применение данного механизма позволяет комплексно учитывать разведывательные сведения (данные), предоставляемые различными видами разведки, и обеспечивает получение оценки возможности вскрытия объекта противника в условиях априорной неопределенности.

Ключевые слова: разведка, нечеткая логика, логико-лингвистическая модель, обработка информации.

THE APPLICATION OF FUZZY INFERENCE ALGORITHM TO ASSESS THE POSSIBILITY OF INTELLIGENCE OBJECT DETECTION

A.A. Petrochenko, K.N. Chugai

State institution: Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus (RI of the Armed Forces of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report addresses the mechanism that is implemented through the logical-linguistic model developed on the basis of Mamdani fuzzy inference algorithm. The use of this mechanism allows for the intelligence information provided by different kinds of intelligence to be taken into account in an integrated manner and makes it possible to assess the opportunities for the detection of enemy facilities under a priori uncertainty.

Keywords: intelligence, fuzzy logic, logical-linguistic model, information processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Опыт вооруженных конфликтов последних десятилетий показал, что возможности по скрытному сосредоточению усилий вооруженной борьбы в заданных районах и установленное время при рациональном распределении сил и средств, предназначенных для поражения противника и защиты своих войск, объектов и инфраструктуры, являются ключевыми факторами для захвата инициативы и развития успеха при выполнении боевых задач [1]. При малой контрастности разведывательных признаков объектов противника в различных физических полях, достижимой за счет применения сбалансированных мер по снижению заметности и маскировке, значительно повышается живучесть своих сил и средств и создаются благоприятные условия для скрытного сосредоточения усилий и внезапного огневого поражения критически важных целей.

В таких условиях достижение превосходства в информационном обеспечении не представляется возможным без эффективных мероприятий по сбору, анализу и передаче разведывательных данных и информации [2], проводимых, как правило, в условиях априорной неопределенности исходной информации. Данное обстоятельство требует неуклонного повышения уровня совершенства разведывательного обеспечения

вооруженной борьбы, что, в свою очередь, определяет необходимость выполнения комплексных разведывательных мероприятий с применением всех доступных ресурсов и развития современных подходов к совместной обработке разнородной информации о складывающейся обстановке и прогнозировании ее изменения.

Одним из наиболее эффективных инструментов, позволяющих в условиях неполноты исходных данных о противнике получить достаточно объективную информацию, являются методы теории нечетких множеств [3]. Решение задачи оценки возможности вскрытия объектов противника вышеуказанными методами заключается в логико-математическом описании взаимозависимостей и характера взаимного влияния разведывательных признаков на результаты оценки. В основе выбранного подхода лежит реализации алгоритма нечеткого логического вывода [4], позволяющего объединить разнородную информацию об объекте противника от различных видов разведки.

В рамках данного доклада рассматривается возможность применения достаточно универсального инструмента, обладающего простотой и доступностью, и реализуемого посредством алгоритма нечеткого вывода Мамдани [5]. В рамках оценки его пригодности для решения описанной задачи приведены результаты математического моделирования исходной обстановки и процесса обработки информации, выполненные в специализированном пакете *Fuzzy Logic Toolbox* программной среды *MATLAB*.

2. ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА ПРОТИВНИКА В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОТЫ ИНФОРМАЦИИ

Предлагаемый подход к оценке возможности вскрытия объекта противника подразумевает последовательное выполнение четырех этапов.

В ходе этапа 1 осуществляется формирование совокупности данных, характеризующих положение, состояние, возможности, состав и структуру объектов противника, своих сил и средств разведки, а также параметров физических сред искусственного и естественного происхождения в заданном районе в определенный промежуток времени.

При этом задача формирования данных о противнике представляет собой особую сложность, так как имеющаяся информация характеризуется различным уровнем неопределенности и предполагает разработку структурно-признаковых моделей разведывательной проявляемости. Ее решение может быть выполнено с использованием метода первичного структурирования информации, который позволяет привести совокупность разнородной информации, получаемой с учетом возможностей видов разведки по ее регистрации, к требуемому виду.

С учетом применяемого метода массив исходных данных представляется в виде перечня объектов разведки с соответствующим набором разведывательных признаков в различных физических средах для соответствующих видов разведки. Учитывая неопределенность исходных данных каждому разведывательному признаку сопоставлен некоторый диапазон значений, что позволяет максимально полно учесть характер их изменения с учетом динамики функционирования объекта противника и своих сил и средств и в значительной степени обеспечит снижения субъективности получаемых результатов оценки.

В ходе этапа 2 с учетом сформированного признакового пространства разрабатывается логико-лингвистическая модель оценки возможности вскрытия объекта противника, основанная на причинно-следственных правилах и обеспечивающая формализацию сложно формализуемых процессов, в том числе обусловленных отсутствием необходимых исходных данных.

Обобщая результаты проведенного анализа, определен широкий спектр разведывательных признаков для различных видов разведки с учетом их возможностей, однако ввиду ограниченности данного доклада, отражен лишь общий принцип работы предлагаемого подхода. В таком случае будем оперировать условным понятием разведывательные признаки.

Взаимосвязь между входами (разведывательными признаками) и выходами (степень достоверности) в логико-лингвистической модели определяется нечеткой базой знаний. Ее формирование осуществляется исходя из логики и обобщенного опыта работы специалистов разведки, отражающего взаимозависимости различных разведывательных признаков относительно рассматриваемых объектов, а также результатов выполнения специальных мероприятий. База знаний может трактоваться как некоторое разбиение пространства влияющих факторов на подобласти с размытыми границами, в каждой из которых функция отклика принимает значение, заданное соответствующим нечетким множеством.

Для дальнейшего пояснения введем необходимые определения и обозначения. Лингвистическую переменную структурно можно представить в виде: $\langle \beta, T, X \rangle$, где

β – наименование лингвистической переменной;

T – множество термов лингвистической переменной;

X – универсум нечетких переменных.

Для приведенного примера совокупность лингвистических переменных сведена в таблицу 1.

Таблица 1. Характеристики лингвистических переменных

Наименование лингвистической переменной $\beta = [\beta_1, \dots, \beta_h, \dots, \beta_H]$	Единицы измерения	Множество термов лингвистической переменной $T = [T^1, \dots, \beta^k, \dots, \beta^H]$	Универсум нечетких лингвистических переменных $X^h = [X^1, X^2, \dots, X^H]$
Входные лингвистические переменные			
Разведывательный признак (S)	M^2	{Малый (L), Ниже среднего (LM), Средний (M), Выше среднего (MN), Большой (H)} $T^1 = [\alpha_1^1, \alpha_2^1, \alpha_3^1, \alpha_4^1, \alpha_5^1, \alpha_6^1]$	$X^1 = X^S = \{x: 10 \leq x \leq 150\}$
...
Разведывательный признак (K)	б.р.	{Низкая (L), Средняя (M), Высокая (H)} $T^H = [\alpha_1^H, \alpha_2^H, \alpha_3^H]$	$X^H = X^K = \{x: 0 \leq x \leq 1\}$
Выходная лингвистическая переменная			
Степень достоверности (P)	б.р.	{Низкая (L), Средняя (M), Высокая (H)} $T^{H+1} = [\alpha_1^{H+1}, \alpha_2^{H+1}, \alpha_3^{H+1}]$	$X^{H+1} = X^P = \{x: 0 \leq x \leq 1\}$
<p><i>Примечание.</i> α_1^h – один из термов лингвистической переменной $h = (\overline{1, H})$ – порядковый номер лингвистической переменной $i = (\overline{1, R_h})$ – порядковый номер терма лингвистической переменной</p> <p>$R_h = \text{length}(T^h)$, length – оператор определения размерности вектора</p>			

Так, в приведенной модели определено множество входных лингвистических переменные, характеризующих объект противника и одна выходная лингвистическая переменная. С учетом метода, изложенного в [6], сформированы более 155 правил. В качестве примера ниже показаны некоторые правила:

- 1: Если $(S \rightarrow L) \wedge (R \rightarrow H) \wedge (K \rightarrow H) \wedge (F \rightarrow H)$ то $(P \rightarrow M)$ (F_1);
- 2: Если $(S \rightarrow L) \wedge (R \rightarrow H) \wedge (K \rightarrow M) \wedge (F \rightarrow MN)$ то $(P \rightarrow LM)$ (F_2);

...

N: Если $(S \rightarrow H) \wedge (R \rightarrow L) \wedge (K \rightarrow L) \wedge (F \rightarrow H)$ то $(P \rightarrow H) (F_n)$,
где (F_1, F_2, \dots, F_n) – весовые коэффициенты, отражающие степень уверенности
в истинности получаемого подзаключения.

Одной из основных составляющих разработки модели является выбор форм функций принадлежности термов лингвистических переменных. Форма функций принадлежности зависит от количества априорных сведений о характере влияния разведывательных признаков. Учитывая достоверность и объем априорных сведений о характеристиках рассматриваемых объектов в качестве функций принадлежности входных и выходных лингвистических переменных принимаются симметричные гауссовые кривые вида [5]

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad (1)$$

где x – элемент универсального множества;

m_x – параметр функции принадлежности (координаты максимума);

σ_x – параметр функции принадлежности (коэффициент концентрации).

Выбор такого типа функции принадлежности обусловлен ее достаточной простотой и гибкостью, что позволяет сократить объем вычислений при решении задачи разработки логико-лингвистической модели. Гауссова функция обеспечивает получение результата во всем интервале значений переменной в отличие от функций, например, треугольного или трапециевидного типа, которые при наличии нулевой принадлежности хотя бы в одном из условий не обеспечивают выполнение правила [7].

Типовую структуру модели на основе нечеткого логического вывода рассмотрим на примере алгоритма Мамдани, выбранного ввиду отсутствия математической зависимости выходных переменных от входных при решении задачи оценки возможности вскрытия объекта противника и не монотонности функций принадлежности термов лингвистических переменных. В рамках данного алгоритма моделируемая система рассматривается как черный ящик, характеризующийся недостаточностью информации о происходящих внутри него физических явлений. Алгоритм Мамдани описывает несколько последовательно выполняющихся этапов (фаззификация, агрегирование подусловий, активизация подзаключений, аккумулирование заключений, дефаззификация) [6].

Формализованная запись алгоритма представляется собой аккумуляцию знаний, в рамках которого объединяются найденные усеченные функции с использованием операции взятия максимума, что приводит к получению для выходной переменной итогового нечеткого множества:

$$\mu_{rez}(y) = \bigcup^y (\min \{c_n F_n; \mu_{R_{np}}(y)\}) = \bigcup^y (\mu_{R_{1p}}(y) \vee \mu_{R_{2p}}(y) \vee \dots \vee \mu_{R_{Np}}(y)), \quad (2)$$

где c_n – степень истинности условий логических правил;

F_n – значение весов для каждого логического правила;

$\mu_{R_{np}}(y)$ – функция принадлежности p -го терма выходной переменной в n -ом логическом правиле логико-лингвистической модели.

При этом если некоторый терм лингвистической переменной не присутствует в одном из нечетких высказываний, то соответствующее ему значение функции принадлежности не учитывается в процессе фаззификации.

В целях повышения достоверности результатов моделирования применяется процедура приведения результатов к числовому значению (дефаззификация выходной переменной), которая может быть реализована различными методами. Наиболее

универсальным методом реализации этой процедуры с учетом имеющейся неопределенности разведывательных признаков является метод центра тяжести функции принадлежности [8], в соответствии с выражением:

$$\Psi(\mu_{res}(y)) = \frac{\int\limits_{y \in Y} y \mu_{res}(y) dy}{\int\limits_{y \in Y} \mu_{res}(y) dy}, \quad (3)$$

где y – выходная переменная модели;

$\Psi(\mu_{res}(y))$ – результат дефазификации выходной переменной модели.

Использование метода центра тяжести также обусловлено высокой чувствительностью нечеткой модели к изменению входных параметров.

В ходе этапа 3 осуществляется настройка моделей типа Мамдани, которая в пакете *Fuzzy Logic Toolbox* не предусмотрена. Для решения задачи идентификации в рассматриваемом случае используется программа, разработанная в среде *Matlab* [9], состоящая из Q -сценариев, вызывающая функцию нелинейной оптимизации, и при этом производится вычисление отклонения при заданных значениях управляемых переменных. Количество управляемых переменных определяется исходя из полученной модели (коэффициенты концентраций функций принадлежностей термов входных и выходной переменных, координаты максимумов центров функций принадлежностей термов входных переменных и не крайних термов выходной переменной). Координаты максимумов функций принадлежностей крайних термов не настраиваются, так как нет никаких логических оснований предполагать, что они будут отличаться от границ диапазонов изменения переменных.

В ходе этапа 4 числовое значение логико-лингвистической модели с учетом выделенных диапазонов соотносится с соответствующей характеристикой степени достоверности. Под степенью достоверности в данном случае будем понимать величину, отражающую уверенность в правильности суждения о вскрытии объекта противника (таблица 2).

Таблица 2. Характеристики степеней достоверности, с которыми предположительно может быть вскрыт объект противника

Степень достоверности	Характеристика	Значение выходной величины
Высокая	Полученная информация об объекте разведки позволяет воссоздать его количественно-качественную структуру (выявить структурные элементы, их характеристики и взаимосвязи), определить характер деятельности, местоположение, значение и степень влияния на развитие обстановки, а также сильные и слабые стороны в интересах выполнения разведывательных задач	$0,63 \leq y \leq 1$
Средняя	Полученная информация об объекте разведки позволяет установить оперативно-тактическую принадлежность к определенному уровню управления, роду войск или другим невоенным организациям и определить его местоположение	$0,37 \leq y < 0,63$
Низкая	Полученная информация об объекте разведки не позволяет сформировать суждения о его принадлежности и назначении	$0 \leq y < 0,37$

Получение комплексной оценки возможности вскрытия для всех объектов группировки противника позволяет сформировать суждения об информативности добываемых разведывательных сведений (данных) и определить способность системы разведки воссоздать количественно-качественную структуру противостоящей группировки.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, реализация предлагаемого подхода к оценке возможности вскрытия объекта противника в условиях неполноты информации, основанного на применении алгоритма нечеткого логического вывода Мамдани, позволяет комплексно и максимально полно учесть все имеющиеся разведывательные признаки, выраженные как количественно, так и качественно. Данный механизм обладает широкими возможностями к адаптации, в том числе, информации полученной из открытых источников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макарчук И.Л., Троценко К.А. Характер операций современных армий – назревшие изменения // Воен. мысль. – 2022. – № 12. – С. 14–28.
2. Удалцов Н.П. Единое разведывательное обеспечение вооруженных сил США / Н.П. Удалцов, П.А. Агеев // Военная мысль. – 2023. – № 5. – С. 147–157.
3. Конышева Л.К., Назаров Д.М. Основы теории нечетких множеств: учеб. пособие. – СПб.: Питер, 2011. – 192 с.
4. Чугай К.Н. Применение алгоритма нечеткого логического вывода при решении задачи обоснования требований вооружению и военной техники / К.Н. Чугай, М.В. Батеновский // Наука и воен. безопасность. – 2018. – № 3. – С. 28–33.
5. Пегат А. Нечеткое моделирование и управление / А. Пегат. – М.: Бином, 2011. – 802 с.
6. Шуляк А. В. Формирование базы знаний в моделях принятия решений с нечеткой логикой / А.В. Шуляк, С.А. Савенко // Наука и воен. безопасность. – 2016. – № 1. – С. 20–24.
7. Управление в условиях неопределенности: сб. докл. III Междунар. конф. По проблемам логико-лингвистического управления динамическими объектами; под ред. А.Е. Городецкого. – СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2002. – 398 с.
8. Бочков А.П. Модели и методы управления развитием технических систем. – Спб.: Изд-во «Союз», 2003. – 288 с.
9. Штовба С.Д. Идентификация нелинейных зависимостей с помощью нечеткого логического вывода в системе Matlab / С.Д. Штовба // Математика в приложениях. – 2003. – № 2(2). С. 9–15.

REFERENCES

1. I. L. Makarchuk, K. A. Trotsenko. The character of operations of modern militaries – overdue changes. The Military Thought J., – 2022, – № 12, – pp. 14–28.
2. N. P. Udal'tsov. Unified intelligence support of the US Armed forces. N.P. Udal'tsov, P. A. Ageev, The Military Thought J., – 2023, – № 5, – pp. 147–157.
3. L. K. Konysheva, D. M. Nazarov. Fundamentals of fuzzy sets theory. Training manual. SPB: Piter, – 2011, – p. 192.
4. K. N. Chugai. The application of fuzzy inference algorithm while solving the problem of substantiating the requirements for armament and military equipment. K. N. Chugai, M. V. Batenovskiy, Science and Military security, – 2018, – № 3, – pp. 28–33.

5. A. Pegat. Fuzzy modeling and control. A. Pegat, M.: Binom, – 2011, – p. 802.
6. A. V. Shulyak. Building a knowledge base in fuzzy logic decision-making models. A. V. Shulyak, S. A. Savenko, Science and Military security, – 2016, – № 1, – pp. 20–24.
7. Control under uncertainty: collection of reports, III Int. Conf. On logical-linguistic management of dynamic objects, edited by A. E. Gorodetskiy, SPB: SPBGTU pub., – 2002, – p. 398.
8. A. P. Bochkov. Models and methods of technical systems development management. SPB: “Soyuz” pub., – 2003, – p. 288.
9. S. D. Shtovba. Identification of nonlinear dependencies by means of fuzzy logic conclusion in MATLAB system. S. D. Shtovba, Mathematics in applications, – 2003, – № 2 (2), – pp. 9–15.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС

М.А. Ромашенко¹, Д.В. Васильченко¹, Д.А. Пухов¹

¹Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрена разработка программно-аппаратного комплекса для оценки ближнего электромагнитного поля электронных устройств, применяемого в задачах предварительного тестирования на соответствие требованиям ЭМС. Приведена конструкция разработанного программно-аппаратного комплекса «Scan EMI» с описанием составных частей системы позиционирования. Представлена структурная схема предлагаемого устройства и его принцип работы. Описана последовательность работы оператора с программно-аппаратным комплексом при проведении тестирования.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, программно-аппаратный комплекс, ближнее поле, сканер, техническая диагностика.

DEVELOPMENT OF A HARDWARE AND SOFTWARE COMPLEX FOR NEAR FIELD ASSESSMENT IN THE TASKS OF PROVIDING EMC

M.A. Romashchenko¹, D.V. Vasilchenko¹, D.A. Puhov¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, the development of a software and hardware complex for evaluating the near electromagnetic field of electronic devices used in the tasks of preliminary testing for compliance with EMC requirements is considered. The design of the developed software and hardware complex "Scan EMI" with a description of the components of the positioning system is given. A block diagram of the proposed device and its principle of operation are presented. The sequence of the operator's work with the hardware and software complex during testing is described.

Keywords: electromagnetic compatibility, hardware and software complex, near field, scanner, technical diagnostics.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается увеличение функциональности и миниатюризация электронных устройств (ЭУ). Данная тенденция приводит к повышению сложности топологии печатных плат и необходимости разработчиков учитывать проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) на внутриаппаратном уровне при проектировании и эксплуатации ЭУ. Для получения данных об электромагнитном излучении того или иного устройства проводят ряд испытаний в безэховых или «полубезэховых» камерах. Проведение тестирований в специализированных лабораториях увеличивает не только себестоимость готового изделия, но и время, затраченное на разработку. Еще одним фактором, снижающим эффективность данных испытаний, является отсутствие информации об электромагнитном излучении компонентов на печатной плате. Реализация подобного функционала позволит инженеру с высокой эффективностью решать проблемы ЭМС на внутриаппаратном уровне, повышая качество разрабатываемого изделия. Таким образом, целесообразным становится применение унифицированных средств для сканирования ближнего электромагнитного поля [1].

Разрабатываемый программно-аппаратный комплекс (ПАК) «Scan EMI» представляет собой автоматизированный сканер для измерения напряженностей ближнего электрического или магнитного поля источников электромагнитного излучения. Одним из ключевых преимуществ ПАК является автоматическое формирование карт высот исследуемого объекта по загруженной заранее трехмерной модели. Применение данного устройства позволит разработчику получить данные о работе печатного модуля в виде градиентной карты напряженностей. Анализ полученных данных позволит разработчику выявить проблемы ЭМС на внутриаппаратном уровне.

2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБАТЫВАЕМОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА

Программно-аппаратный комплекс «Scan EMI» является продолжением работ в области разработки подобного класса устройств [2] с применением конструкции типа CoreXY. Корпус сканера изготовлен из алюминиевого профиля, что обеспечивает легкий вес устройства при сохранении параметров прочности. На рисунке 1 представлена трехмерная модель сканера.

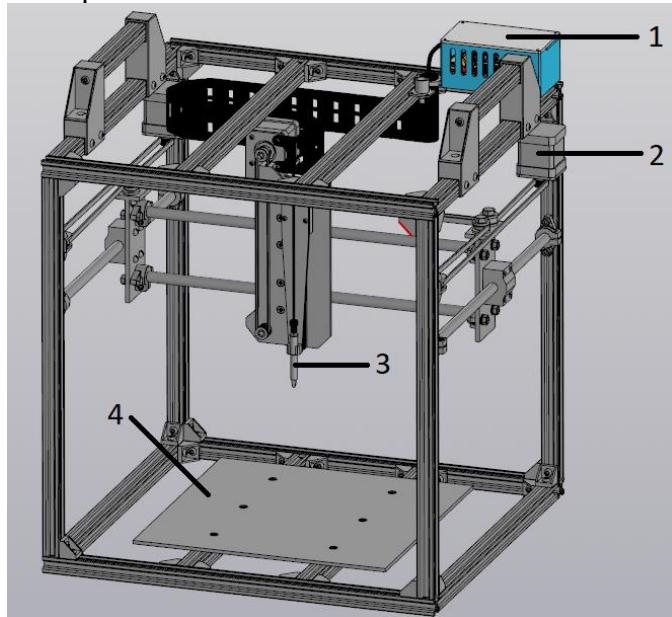


Рис. 1. Трехмерная модель ПАК «Scan EMI». (1 – плата управления системой позиционирования, 2 – шаговый двигатель, 3 – пробник ближнего поля, 4 – область для размещения тестируемого образца)

Система позиционирования разрабатываемой установки основывается на модуле управления SKR MINI E3 V3.0. Данный модуль выбран для числового программного управления (ЧПУ) программно-аппаратным комплексом. Основой печатного модуля является микроконтроллер STM32G0B1RET6 с высокими вычислительными возможностями и открытым программным кодом, позволяющим эффективно оптимизировать работу ПАК для сканирования ближнего электромагнитного поля ЭУ. Эффективная система охлаждения также является важным преимуществом при исследовании объемных печатных модулей [3].

Применение драйверов TMC 2209 обеспечивает управление шаговыми двигателями NEMA 17 с высокой точностью. Данный модуль обеспечивает высокоточное позиционирование путем разделения шага двигателя на 1/256. Технологии драйверов гарантируют бесшумную эксплуатацию, высокие показатели ускорения и низкие тепловые нагрузки.

Драйвер шагового двигателя TMC2209 позволяет определить границы устройства без применения концевых выключателей при помощи технологии StallGuard. Данная функция основывается на мониторинге изменений тока в обмотках шагового двигателя в режиме покоя или малой нагрузки. Когда двигатель сталкивается с препятствием и переходит в состояние блокировки (столкновения), текущий потребляемый им ток резко возрастает. Драйвер TMC2209 способен детектировать изменения величины тока, что позволяет ему распознавать момент, когда двигатель достиг границы своего движения [4].

Механизм обнаружения столкновения снимает необходимость в применении концевых переключателей, обеспечивая более гибкое и надежное позиционирование устройства. Отсутствие дополнительных механических элементов позволяет эффективно контролировать и координировать движение измерительного щупа, обеспечивая точное позиционирование и предотвращая возможные столкновения с элементами. Подобный подход снижает вероятность повреждений и повышает надежность работы устройства, что является важным аспектом при реализации автоматизированных процессов измерения для двухсторонних и многослойных печатных плат.

Программно-аппаратный комплекс также оснащен набором пробников ближнего поля TBPS01, которые предназначены для регистрации магнитного поля в ближней зоне объекта. Конструкция пробников позволяет оценивать интенсивность и направление магнитного потока, позволяя точно измерять и регистрировать параметры в различных точках пространства. На рисунке 2 продемонстрирован комплект пробников.



Рис. 2. Набор пробников ближнего поля для предварительных испытаний на ЭМС.

3. ПРИНЦИП РАБОТЫ РАЗРАБАТЫВАЕМОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА

Для проведения тестирования печатных модулей с применением ПАК «Scan EMI» необходим анализатор спектра для получения данных о напряженности поля в определенной точке. Полученный массив данных передается на персональный компьютер (ПК), где при помощи специализированного программного обеспечения

производится его обработка и визуализация полученной информации. Структурная схема работы ПАК «Scan EMI» представлена на рисунке 3.

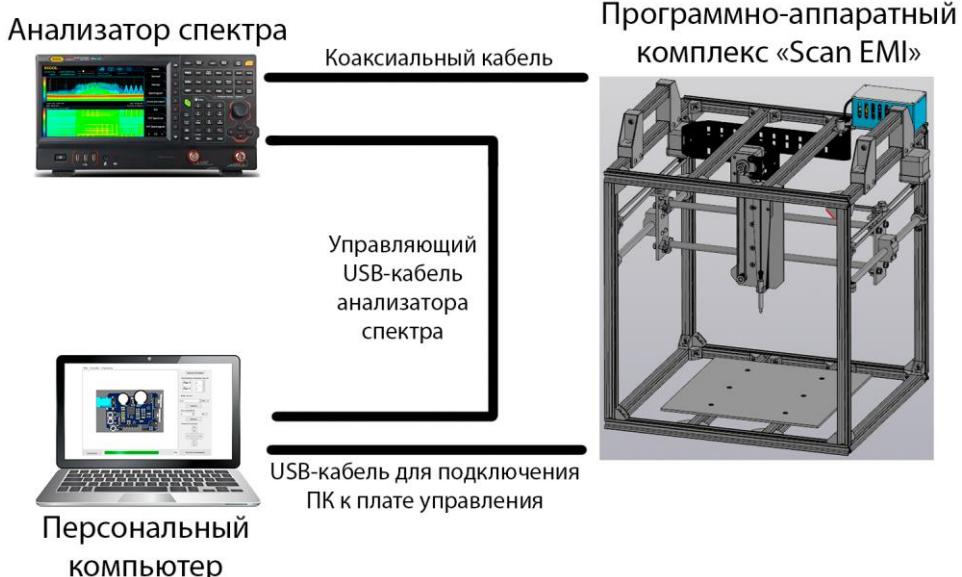


Рис. 3. Структурная схема функционирования ПАК.

Перед началом проведения сканирования печатного модуля оператору необходимо разместить тестируемый образец в рабочем пространстве сканера на диэлектрическую подложку, представляющую собой размеченную пластину с координатами. После чего к анализатору спектра подключается пробник ближнего поля коаксиальным кабелем. ПК подключается к анализатору спектра при помощи USB-кабеля для получения данных. Плата управления SKR MINI E3 подключается к ПК через отдельный USB-кабель.

Далее оператору необходимо настроить программное обеспечение (ПО) перед началом сканирования ближнего поля ЭУ. Интерфейс специализированного ПО представлен на рисунке 4.

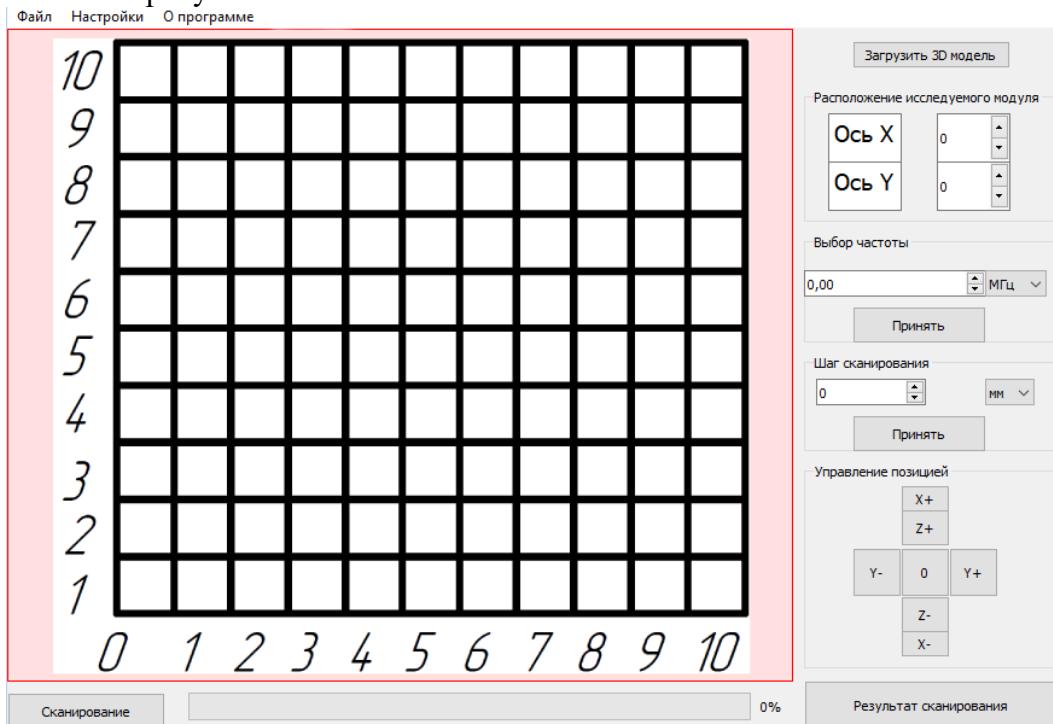


Рис. 4. Интерфейс программного обеспечения.

4. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РАБОТЫ С ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫМ КОМПЛЕКСОМ

Перед началом проведения сканирования оператору необходимо загрузить трехмерный чертеж тестируемого модуля в формате .stl или .stp, что позволит детально визуализировать градиентную карту напряженности ближнего поля. Далее необходимо выбрать значение координат по оси X и Y для выставления нулевой координаты для начала сканирования, конечные и высотные координаты выставляются автоматически из данных, полученных с трехмерной модели. После чего оператор вводит значение рабочей частоты тестируемого модуля и выставляет шаг, с которым пробник ближнего поля будет производить сканирование устройства. После выполнения всех вышеперечисленных действий в рабочей области программы вместо координатной сетки отобразится трехмерная модель тестируемого модуля, и появится возможность запуска сканирования.

После запуска сканирования начинается движение пробника ближнего поля по всей площади тестируемого модуля с заданным шагом. Полученные данные передаются по коаксиальному кабелю на анализатор спектра и далее попадают на ПК. Значение напряженности в каждой координатной точке записывается в массив. Далее в специализированном программном обеспечении происходит обработка накопленного массива данных, на основе которого формируется градиентная карта с привязкой цветности каждой узловой точки измерения. Данные, полученные в ходе исследования, можно сохранить в виде изображения в формате .png. Пример полученных результатов сканирования ЭУ представлен на рисунке 5.

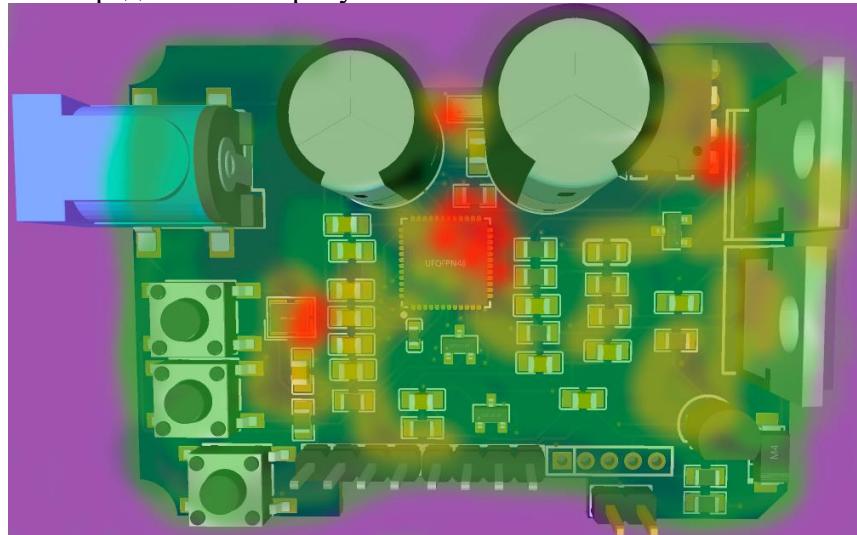


Рис. 5. Результат оценки ближнего поля при помощи разработанного ПАК «Scan EMI»

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный программно-аппаратный комплекс «Scan EMI» обеспечивает проведение оценки напряженности ближнего поля ЭУ в автоматизированном режиме. Применение подобных средств предварительного тестирования для проведения испытаний разрабатываемых ЭУ на различных этапах проектирования, начиная с макетирования и заканчивая конечными испытаниями перед запуском изделия в серию, позволит разработчику заранее узнавать о проблемах с ЭМС на внутриаппаратном уровне и принимать решения по их устранению. Такой подход позволит сократить временные затраты при разработке новых устройств, а также с высокой степенью вероятности проходить обязательно тестировании на ЭМС с первого раза.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке гранта Фонда содействия инновациям, предоставленного в рамках программы «Студенческий стартап» федерального проекта «Платформа университетского технологического предпринимательства» договор №2126ГCCCC15-L/88193 от 04.10.2023.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко, М. А. Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: диссертация на соискание ученой степени доктора наук / Ромашенко Михаил Александрович, 2014. – 392 с. – EDN YMFP CZ.
2. Патент № 2604113 С2 Российская Федерация, МПК G01R 1/04. Сканер ближнего электрического поля для двухсторонних и многослойных печатных плат: № 2015100799/28: заявл. 12.01.2015: опубл. 10.12.2016 / М. А. Ромашенко; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Воронежский государственный технический университет". – EDN VADGEU.
3. Руководство по эксплуатации материнской платы SKR MINI E3 V3.0 // URL: https://data2.manualslib.com/pdf7/287/28640/2863928-bigtreeetech/skr_mini_e3_v30.pdf?8f248ce9846df79d9f96879b02858ffa&take=binary
4. Техническая спецификация драйвера шагового двигателя TMC2209 // URL: https://storage.googleapis.com/media.amperka.com/products/3d-printer-motor-driver-tmc2209/media/TMC2209_Datasheet_V105.pdf

REFERENCES

1. Romashchenko, M. A. Methods of optimal design of structures of radioelectronic devices taking into account electromagnetic compatibility and noise immunity : dissertation for the degree of Doctor of Sciences / Romashchenko Mikhail Alexandrovich, 2014. – 392 p. – EDN YMFP CZ.
2. Patent No. 2604113 C2 Russian Federation, IPC G01R 1/04. Near-field scanner for double-sided and multilayer printed circuit boards : No. 2015100799/28 : application 12.01.2015 : publ. 10.12.2016 / M. A. Romashchenko ; applicant Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education "Voronezh State Technical University". – EDN VADGEU.Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. - Pp. 29-47.
3. Instruction manual for the SKR MINI E3 V3. 0 computer board // URL: https://data2.manualslib.com/pdf7/287/28640/2863928-bigtreeetech/skr_mini_e3_v30.pdf?8f248ce9846df79d9f96879b02858ffa&take=binary
4. TMC2209 Datasheet // URL: https://storage.googleapis.com/media.amperka.com/products/3d-printer-motor-driver-tmc2209/media/TMC2209_Datasheet_V105.pdf

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СРЕДСТВ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ

Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова

Военная краснознаменная орденов Жукова и Ленина академия связи имени Маршала Советского Союза С.М.Буденного (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен порядок применения системы сопряжения и синхронизации средств радиоподавления.

Ключевые слова: синхронизация, радио, сопряжение.

DEVELOPMENT OF A SYSTEM FOR CONNECTING AND SYNCHRONIZING RADIO SUPPRESSION EQUIPMENT

D. V. Kanaev, R. V. Lesnoy, V. P. Khoborova

Military Red Banner Orders of Zhukov and Lenin Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (VAS), St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents the procedure for using the system for pairing and synchronizing radio suppression equipment.

Keywords: synchronization, radio, pairing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рассматриваемая система представляет собой устройства сопряжения и синхронизации, установленные в средствах радиоподавления.

2. ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ

Она обеспечивает бесперебойную, устойчивую, синхронизированную по времени работу средств радиоподавления не только в автономном режиме, но и в следующих вариантах использования:

сопряженной в паре с одноименным изделием в качестве ведущей или ведомой;

под управлением пункта управления в сопряженной паре с одноименным устройством радиоподавления

Режимы работы устройства радиоподавления:

Режим работы «Подготовка» (рис.1) предназначен для проведения диагностических мероприятий по определению состоянию технических средств устройства, а также ввода нормативных и общих исходных данных, необходимых для работы в режиме «Поиска» и «Создание помех»; также в режиме «Подготовка» проводится тестирование устройств сопряжения систем радиоподавления.

Режим работы «Поиск» предназначен для поиска источников радиоизлучения и оценке их характеристик:

- номер типа цели
- пеленг на цель
- номинал частоты
- энергия
- ширина спектра
- длительность работы на одной частоте

Режим работы «Создание помех» предназначен для подавления найденных источников радиоизлучения.

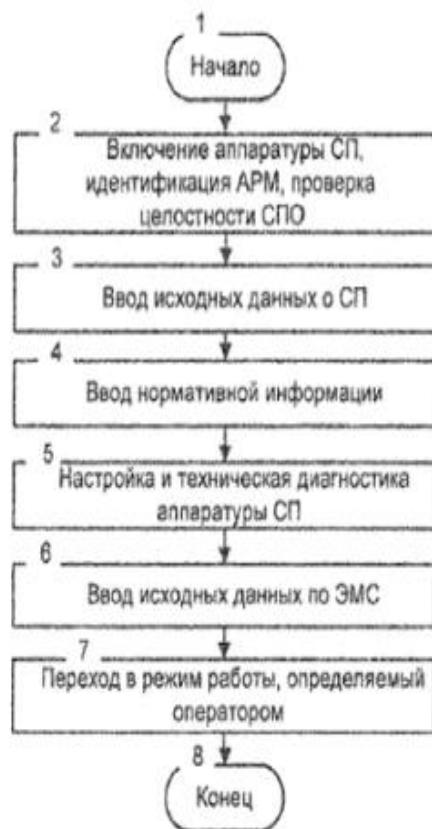


Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы автономной АСП в режиме «Подготовка»

Благодаря системе сопряжения и синхронизации, сопряженные в пару устройства радиоподавления могут совместно выполнять работу и вести доразведку источников радиоизлучения без подавления собственных устройств радиоразведки.

Для качественного выполнения доразведки и периодического выполнения мероприятий по диагностированию всех средств необходимо разделить режим работы «Создание помех» на три цикла (доразведка-контроль-создание помех), которые будут дублировать работу трех основных режимов работы устройства радиоподавления. Кроме того, в цикле «Контроль» проводится проверка работы охраняемых частот, заранее заданных оператором; в цикле «Доразведка» будет проводится технический анализ вновь обнаруженных источников радиоизлучения (Рис.2).

Каждый из трех циклов режима работы «Создание помех» будет иметь свои временные значения, необходимые для выполнения соответствующих работ:

Цикл «Доразведка» - 40 мс

Цикл «Контроль» - 10 мс;

Цикл «Создание помех» - 150 мс.

Результаты доразведки ведомое средство радиоподавления также передает на ведущее средство, которое, в свою очередь, производит расчет координат обнаруженных источников, осуществляет выявление вновь появившихся частот из зон, заданных для радиоподавления. Результаты доразведки заносятся в базу данных ведущего средства радиоподавления.

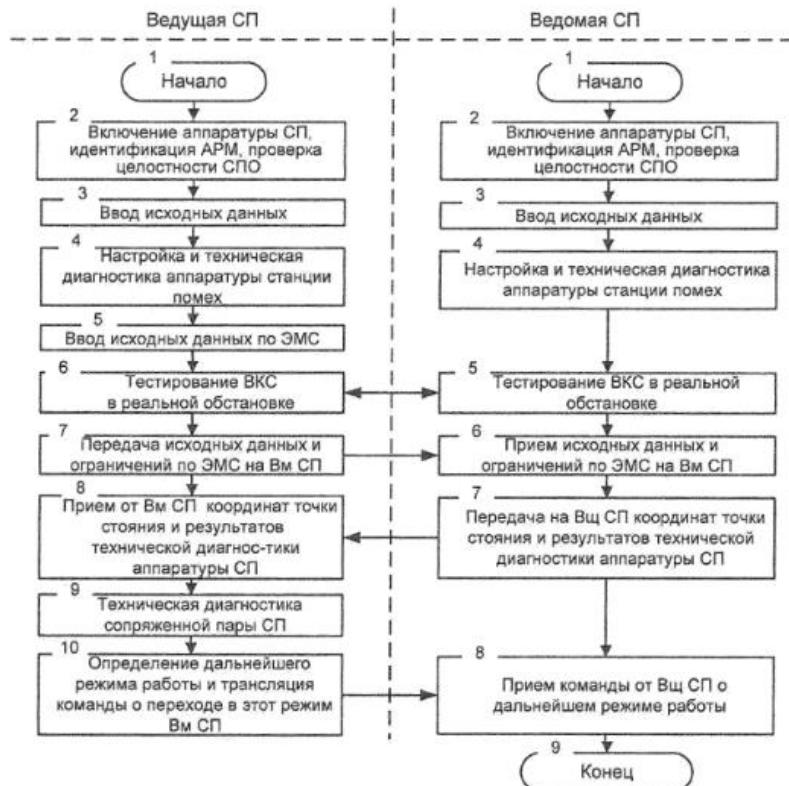


Рис. 2. Блок-схема алгоритма работы ведущей и ведомой АСП в режиме «Подготовка»

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе ведения специальной военной операции актуальность средств радиоподавления, несомненно, высока. Ежеминутно подразделения РЭП выполняют задачи по обнаружению и подавлению целей противника. Представленный вариант системы сопряжения и синхронизации средств радиоподавления может быть рассмотрен и применен в последующем подразделениями, выполняющими непосредственно боевые задачи, что повысит бесперебойность и устойчивость системы.

ЛИТЕРАТУРА

- Научные принципы радиоэлектронной борьбы. <https://www.kommersant.ru/doc/3211081>, 04.03.2024.
- Радиоэлектронное подавления (РЭП). <https://encyclopedia.mil.ru/encyclopedia/dictionary/details.htm?id=8906@morfDictionary>, 03.03.2024.
- Основы радиолокации – Радиоэлектронное подавление. <https://www.radartutorial.eu/16.eccm/ja07.ru.html>, 02.03.2024.

REFERENCES

- Scientific principles of electronic warfare. <https://www.kommersant.ru/doc/3211081>, 03/04/2024.
- Electronic suppression (ERS). <https://encyclopedia.mil.ru/encyclopedia/dictionary/details.htm?id=8906@morfDictionary>, 03/03/2024.
- Basics of radar – Electronic jamming. <https://www.radartutorial.eu/16.eccm/ja07.ru.html>, 03/02/2024.

РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА

В. А. Головской

КБВУ, Краснодар, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено содержание сложного радиоэлектронного конфликта согласно известной модели, а также представлены предложения по усовершенствованию указанной модели путем введения в рассмотрение не рассматриваемого ранее типа информационного взаимодействия – индифферентного. Представлен подход к использованию колмогоровской сложности для количественного оценивания качественного усовершенствования модели сложного радиоэлектронного конфликта. Представлены направления развития изложенных результатов.

Ключевые слова: модель; радиоэлектронный конфликт; колмогоровская сложность; информационное взаимодействие; электромагнитная совместимость.

EXPANDING THE MODEL OF A COMPLEX ELECTRONIC CONFLICT

V. A. Golovskoy

KHMS, Krasnodar, Russia

Abstract. The paper considers the content of a complex electronic conflict according to a well-known model, and also presents proposals for improving this model by introducing into consideration a previously unknown type of information interaction - indifferent. An approach to the use of Kolmogorov complexity for the quantitative assessment of the qualitative improvement of the model of a complex electronic conflict is presented. The directions of development of the stated results are presented.

Keywords: model; electronic conflict; kolmogorov complexity; information interaction; electromagnetic compatibility.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интеграция систем мониторинга, телекоммуникаций, анализа и реализации воздействий в различных средах является актуальной и долгосрочной тенденцией развития систем вооруженного противоборства [1-4]. При внедрении в практическую деятельность элементов, составляющих указанную тенденцию, увеличивается сложность и динамизм среды, в которой приходится функционировать автоматизированным системам (АС) [5].

В указанных условиях обостряется ряд требований к качеству функционирования АС [6-10], что обуславливает актуальность исследований по созданию АС, устойчиво функционирующих в условиях радиоэлектронного конфликта (РЭК). Под РЭК понимается процесс радиоэлектронного взаимодействия систем (сторон конфликта), имеющих противоположные цели и стремящихся достигнуть несовместимых состояний [7]. Модель РЭК, содержащая принятное описание конфликта с анализируемой системой, необходима для выбора программных и аппаратных решений по созданию систем передачи данных (СПД) [5, 8-10] и выбору их оптимальных режимов работы [11], а также – методов защиты информации в радиоканалах СПД АС [6, 12].

Исследованиям различных аспектов информационных конфликтов посвящено множество работ [7-10, 12-16], в которых РЭК рассматривается, как правило, либо с

позиций антагонистического конфликта, либо с позиций коалиционного. Известная модель сложного РЭК [15] учитывает одновременно антагонистические и коалиционные информационные взаимодействия. В работе [5] было предложено рассмотрение еще одного типа информационного взаимодействия (ИВ), существенного для рассматриваемой задачи обеспечения конфликтной устойчивости СПД АС, – индифферентного. Однако не было дано обоснования такого расширения модели [15], позволяющего оценивать количественно качественное изменение содержания РЭК.

Цель статьи – выбор подхода к количественному обоснованию расширения известной модели сложного РЭК [15].

2. РАСШИРЕНИЕ И ОЦЕНИВАНИЕ ИНФОРМАТИВНОСТИ МОДЕЛИ

а. Содержание модели сложного РЭК ее расширение

При разработке или совершенствовании модели необходимо соблюдение баланса между требуемыми от нее низкой сложностью и высокой адекватностью. При этом цель совершенствования модели может быть сформулирована как увеличение количества информации, получаемой в результате применения модели. При этом необходимо сформулировать условия и правила использования модели, от этого будет зависеть выделение объекта исследования из среды.

С позиций системного анализа существенным явлением при моделировании является описание ИВ объектов и среды [5]. Известна модель сложного РЭК [15], под которым понимается одновременное наличие антагонистического (K_{ant}) и коалиционного (K_{coal}) конфликтных ИВ, сущность которых иллюстрирует рисунок 1,

$$K_{comp} = \{K_{ant}, K_{coal}\}, \quad (1)$$

где $K_{ant} \neq \emptyset$, $K_{coal} \neq \emptyset$.

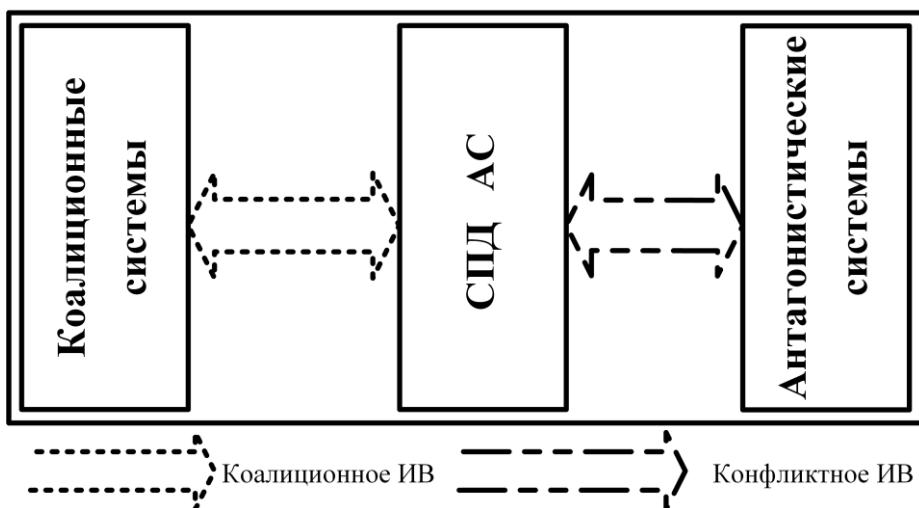


Рис. 1. Схема информационного взаимодействия.

В работе [5] был введен в рассмотрение еще один тип ИВ – индифферентное, и участвующие в формировании ИВ технические средства и системы были названы индифферентными. Предлагаемый тип ИВ обусловлен [5] РЭК – нарушением электромагнитной совместимости – с системами, не относящимися ни к коалиционным, ни к антагонистическим. Было показано [5], что такими индифферентными средствами и системами могут быть:

- радиорелейные и радиолокационные станции;
- технические средства систем профессиональной подвижной связи;

технические средства земных станций спутниковой связи;
 технические средства радиовещательных станций;
 технические средства систем широкополосного беспроводного доступа.

Согласно идеи [5] предлагается расширить модель (1) путем введения в рассмотрение нового типа информационного взаимодействия – индифферентного (K_{ind}), при этом актуализируется вопрос о целесообразности введения новой сущности в модель (1). С учетом введенного понятия индифферентного конфликта, содержание которого иллюстрирует рисунок 2, предлагается сложный РЭК описывать выражением

$$K_{comp} = \{K_{ant}, K_{coal}, K_{ind}\}, \quad (2)$$

где $K_{ant} \neq \emptyset$, $K_{coal} \neq \emptyset$, $K_{ind} \neq \emptyset$.

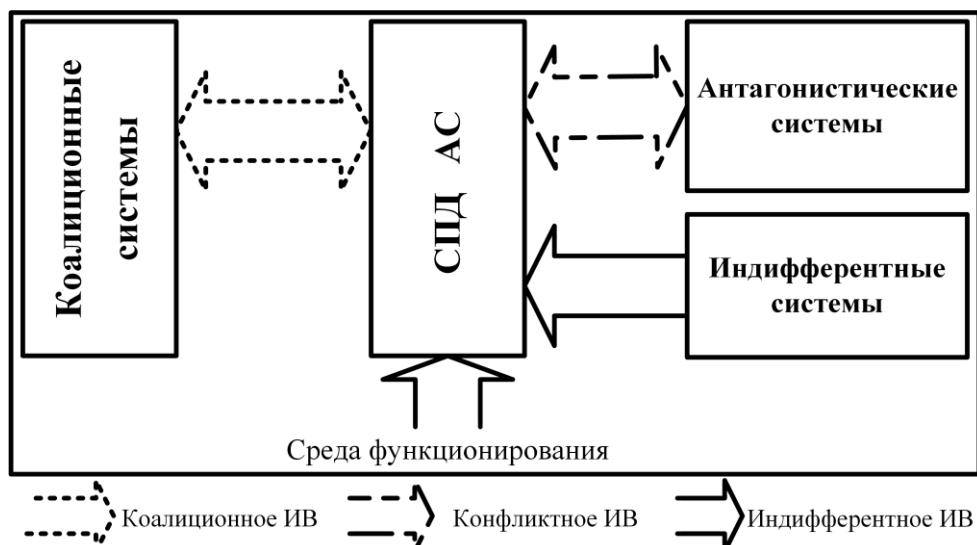


Рис. 2. Расширение модели сложного РЭК.

в. Выбор подхода к оцениванию информативности модели

При сравнении информативности явлений и моделей, или их кодирующих слов, могут применяться алгоритмический, комбинаторный или вероятностный подходы Теории информации [17]. С учетом цели работы будет оцениваться описание сложного РЭК при допущении возможности его конечного описания.

С учетом цели работы и отсутствия вероятностного описания РЭК, требуемого для возможности вычислений информационной энтропии Шеннона, оценивание информативности представляется адекватным только с алгоритмических позиций [17].

Согласно алгоритмическому подходу Колмогорова количеству информации в слове x может быть поставлена в соответствие сложность этого слова [17], называемая колмогоровской. Количество величина колмогоровской сложности определяется длиной самого короткого описания этого слова

$$KS^D(x) = \min \{l(y) | D(y) = x\}$$

где $l(y)$ – длина слова y , полученная при фиксированном способе D описания объекта x .

Тогда с учетом алгоритмического подхода введем следующие обозначения:

$$\begin{cases} KS_A^D = KS^D(K_{ant}), \\ KS_C^D = KS^D(K_{coal}), \\ KS_I^D = KS^D(K_{ind}). \end{cases}$$

В тоже время известны [17] следующие соотношения, описывающие сложность описания наборов слов:

$$\begin{aligned} KS(x_1, x_2) &\leq KS(x_1) + KS(x_2) + O(\log N), \\ KS(x_1, x_2, x_3) &\leq KS(x_1) + KS(x_2, x_3) + O(\log N), \end{aligned}$$

где x_i , $i = \overline{1, 3}$, – слова длины не больше N ; запись $O(\log N)$ – означает сложность выбранного способа описания. Тогда можно сделать вывод, что при модели РЭК (1)

$$KS(K_{comp}) \leq KS_A^D + KS_C^D + O(\log N),$$

а при рассмотрении предлагаемой модели сложного РЭК (2)

$$KS(K_{comp}) \leq KS_A^D + KS_C^D + KS_I^D + O(\log N),$$

откуда следует, что выделение еще одного типа информационного взаимодействия обеспечивает повышение информативности модели сложного РЭК на KS_I^D бит.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены предложения по использованию алгоритмического подхода к количественному оцениванию качественного усовершенствования известной модели сложного РЭК. Однако не приведены результаты расчетов, являющихся предметом отдельной статьи. Представленные результаты имеют как теоретическую значимость для исследования вопросов построения конфликтно-устойчивых СПД, так и практическую – могут быть полезны при создании рассматриваемых СПД. Использование предложенного модели сложной РЭК целесообразно не для всех АС, что естественно. Расширение модели проводилось для анализа условий функционирования СПД робототехнических комплексов, однако могут быть полезны и для других АС.

Использование колмогоровской сложности является эффективным инструментом для оценивания информативности явлений и моделей, представляется перспективным использование ее для анализа эффективности различных методов обработки информации, например, – предложенного в [18] подхода к виртуализации измерительных структур.

ЛИТЕРАТУРА

1. Science & Technology Trends 2023-2043. Overview. NATO Science & Technology Organization. <https://cesmar.it/wp-content/uploads/2023/04/stt23-vol1.pdf>, 20.02.2024.
2. Борисов В. И., Вилков С. В. Технологическая платформа развития систем управления, связи и радиоэлектронной борьбы. // Теория и техника радиосвязи, 2023, № 1. - С. 5-11.
3. Department of Defense Fiscal Year 2024 Budget Estimates Justification Book. Defense-Wide Justification Book. Washington D.C.: Department of Defense, 2023, 1210 p. https://comptroller.defense.gov/Portals/45/Documents/defbudget/fy2024/budget_justification/pdfs/03_RDT_and_E/OSD_PB2024.pdf, 20.02.2024.
4. Haigh K. Z., Andrusenko J. Cognitive Electronic Warfare: An Artificial Intelligence Approach. Boston: ARTECH HOUSE, 2021. - 288 P.
5. Головской В. А., Чернуха Ю. В., Семенюк Д. Б. Формализация задачи построения системы передачи данных робототехнического комплекса, функционирующего в условиях антагонистической киберэлектромагнитной деятельности. // Вопросы кибербезопасности, 2019, № 6(34). - С. 113-122.
6. Махов Д. С. Анализ некриптографических методов защиты информации в радиоканалах информационных систем. // Вопросы кибербезопасности, 2024, № 1(59). - С. 82-88.

7. Ельцов О. Н., Крутских П. П., Радзиевский В. Г. Конфликтная устойчивость роботизированных систем. М: Радиотехника, 2023. - 352 с.
8. Сахнин А. А. Комплексная оценка радиоэлектронной защищенности военных систем связи. Монография. М.: Радиотехника, 2022. - 312 с.
9. 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.
10. Перегудов М. А. Вероятностная модель функционирования канального уровня сети цифровой радиосвязи в условиях деструктивных воздействий. // Системы управления, связи и безопасности, 2023, № 1. - С. 64-89.
11. Головской В. А., Влох Д. Д. Графовая модель функционирования когнитивной радиосистемы. // Труды Северо-Кавказского филиала МТУСИ, 2023, № 1. - с. 11-17.
12. Липатников В. А., Парфиров В. А. Структурно-параметрический метод защиты информационно-телекоммуникационной сети специального назначения в условиях информационного конфликта. // Системы управления, связи и безопасности, 2023, № 4. - С. 105-156.
13. Козирацкий Ю. Л. Модели информационного конфликта средств поиска и обнаружения. Монография / Козирацкий Ю. Л., Будников С. А., Гречев А. И., Иванцов А. В., Кильдюшевский В. М., Козирацкий А. Ю., Кущев С. С., Лысиков В. Ф., Паринов М. Л., Прохоров Д. В. // М.: Радиотехника, 2013. - 232 с.
14. Липатников В. А., Царик О. В. Методы радиоконтроля. Теория и практика : Монография. – СПб.: Частное научно-образовательное учреждение дополнительного профессионального образования ГНИИ НАЦРАЗВИТИЕ, 2018. - 608 с.
15. Астапенко Ю. А. Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. Методы анализа и синтеза / Астапенко Ю. А., Вайпан С. Н., Вакуленко А. А., Вакуленко Н. Н., Верба В. С., Грибков Р. А., Гузенко О. Б., Дод В. Н., Зайцев А. Г., Зебзеев А. А., Иванов А. Н., Ионкин А. А., Король О. В., Кузьмин Г. В., Лясковский В. Л., Марухленко А.С., Неплюев О.Н., Приступюк И.А., Прокурин В.И., Рюмшин А.Р., Самушкин А. Н., Сенчаков Г. В., Турко Н. И., Шевчук В. И., Шевчук Д. В., Ягольников С. В. // М.: Радиотехника, 2015. - 312 с.
16. Макаренко С. И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. - 337 с.
17. Верещагин Н. К., Успенский В. А., Шень А. Колмогоровская сложность и алгоритмическая случайность. М.: МЦНМО, 2013. - 576 с.
18. Булычев Ю. Г., Головской В. А. Обработка измерений угломерных систем в условиях априорной неопределенности в регуляризованной постановке. // Радиотехника и электроника, 2010, Т. 55, № 1. - С. 71-77.

REFERENCES

1. Science & Technology Trends 2023-2043. Overview. NATO Science & Technology Organization. <https://cesmar.it/wp-content/uploads/2023/04/stt23-vol1.pdf>, 20.02.2024.
2. Borisov, V. I., Vilkov, S. V. Technological platform for the development of control systems, communications and electronic warfare. // Theory and technology of radio communication, 2023, No. 1, pp. 5-11.
3. Department of Defense Fiscal Year 2024 Budget Estimates Justification Book. Defense-Wide Justification Book. Washington D.C.: Department of Defense, 2023, 1210 p. https://comptroller.defense.gov/Portals/45/Documents/defbudget/fy2024/budget_justification/pdfs/03_RDT_and_E/OSD_PB2024.pdf, 20.02.2024.

4. Haigh, K. Z., Andrusenko, J. Cognitive Electronic Warfare: An Artificial Intelligence Approach. Boston: ARTECH HOUSE, 2021. - 288 P.
5. Golovskoy, V. A., Chernuha, Yu. V., Semenyuk, D.B. Formalization of the problem of creating a data transmission system in a robotic system operating in conditions of antagonistic cyber-electromagnetic activity. // Voprosy kiberbezopasnosti, 2019, No. 6(34). - pp.113-122.
6. Makhov, D. S. Analysis of non-cryptographic information protection methods in wireless information systems. // Voprosy kiberbezopasnosti, 2024, No. 1(59). - pp.82-88.
7. El'cov, O. N., Krutskih, P. P., Radzievskij, V. G. Conflict resistance of robotic systems. M.: Radiotekhnika, 2023. - 352 p.
8. Sakhnin, A. A. Comprehensive assessment of the electronic security of military communications systems. Monograph. M.: Radiotekhnika, 2022. - 312 p.
9. 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.
10. Peregudov, M. A. The probabilistic model of the functioning data link layer digital radio networks. // Systems of control, communication and security, 2023, No. 1. - pp. 64-89.
11. Golovskoy, V. A. Vlokh, D. D. Graph model of functioning cognitive radio system. // Proceedings of the North Caucasus branch of the Moscow technical university of communications and informatics, 2023, № 1. - pp. 11-17.
12. Lipatnikov, V. A., Parfirov, V. A. Structural-parametric method of protection of information and telecommunication network of special purpose in the conditions of information conflict. // Systems of control, communication and security, 2023, No. 4. - pp. 105-156.
13. Kozirackij, Yu. L. Models of information conflict of search and detection tools. Monograph / Kozirackij Yu. L., Budnikov S. A., Grevcev A. I., Ivancov A. V., Kil'dyushevskij V. M., Kozirackij A. YU., Kushchev S. S., Lysikov V. F., Parinov M. L., Prohorov D. V. // M.: Radiotekhnika, 2013. - 232 p.
14. Lipatnikov, V. A., Tsarik, O. V. Methods of radio monitoring. Theory and practice. – SPb.: HNRI National development, 2018. - 608 p
15. Astapenko, Yu. A. Conflict-resistant electronic systems. Methods of analysis and synthesis / Astapenko Yu. A., Vaipan S. N., Vakulenko A. A., Vakulenko N. N., Verba V. S., Gribkov R. A., Guzenko O. B., Dod V. N., Zaitsev A. G., Zebzeev A. A., Ivanov A. N., Ionkin A. A., Korol' O. V., Kuz'min G. V., Lyaskovskii V. L., Marukhlenko A. S., Neplyuev O. N., Pristupiyuk I. A., Proskurin V. I., Ryumshin A. R., Samushkin A. N., Senchakov G. V., Turko N. I., Shevchuk V. I., Shevchuk D. V., Yagol'nikov S. V. // M.: Radiotekhnika, 2015. - 312 p.
16. Makarenko, S. I. Models of a communication system in conditions of deliberate destabilizing impacts and intelligence. SPb.: High Tech Publishing House, 2020. - 337 p.
17. Vereshchagin, N. K., Uspenskij, V. A., Shen', A. Kolmogorov complexity and algorithmic randomness. M.: MCCME, 2013. - 576 p.
18. Bulychev, Yu. G., Golovskoy, V. A. Processing of measurements of angle measuring systems under conditions of a priori uncertainty in a regularized formulation. // Radiotekhnika i elektronika, 2010, vol. 55, № 1. - pp. 71-77.

РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ СНЧ ДИАПАЗОНА

Ю. В. Коновалова¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В интересах обоснования помехоустойчивости линии СНЧ радиосвязи с объектами проведен анализ эффективности различных методов модуляции и кодирования сообщений на основе применения математического моделирования.

Ключевые слова: радиосвязь, передача данных, кодирование, модуляция, моделирование.

RESULTS OF ASSESSING THE EFFICIENCY OF MODULATION AND DATA CODING METHODS WHEN TRANSMITTING INFORMATION OVER THE VLF COMMUNICATION CHANNEL

Yu. V. Konovalova¹

1SC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. In the interest of substantiating the noise immunity of VLF radiocommunication lines with objects an analysis of the effectiveness various modulation methods and message coding based on the application of mathematical modeling was carried out.

Keywords: radiocommunication, data transmission, coding, modulation, modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросам оценки эффективности каналов связи СНЧ диапазона посвящен ряд работ, в которых рассмотрены наиболее существенные составляющие процесса передачи информации на сверхбольшие дальности по трассам земля – водная поверхность, земля – земля [1]. Однако полученные результаты, являющиеся дальнейшим развитием фундаментальных исследований в области статистической радиосвязи применительно к данному диапазону [2], зачастую носят прикладной характер и охватывают описание конкретных элементов системы. В то же время в известных источниках недостаточно изучены особенности функционирования систем СНЧ связи в условиях воздействия помех различной природы, включая преднамеренные активные воздействия, искусственно создаваемые в ионосферном канале за счет эффекта Гетманцева и др. [3]. Рассматриваемая задача может рассматриваться как многофакторная, поэтому наиболее подходящим инструментом исследования эффективности может являться математическое моделирование основных процессов, в совокупности определяющих качество работы системы.

2. ОПИСАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СХЕМ КОДИРОВАНИЯ-ДЕКОДИРОВАНИЯ И МОДУЛЯЦИИ-ДЕМОДУЛЯЦИИ

При построении математической модели процесса передачи СНЧ радиосигнала с применением схем кодирования и модуляции полагалось, что распространение сигнала происходит в канале с помехами, которые аппроксимируются аддитивным белым

гауссовским шумом. Число отсчетов на бит информации в силу ограничения энергии передающего комплекса полагалось равным 1.

Блок-схема расчетной модели для оценки эффективности применения схем модуляции и кодирования приведена на рисунке 1.



Рис. 1 Блок-схема расчетной модели

На рисунке 1 обозначено: 1 – генератор двоичного кода, 2 – имитатор кодера, 3 – имитатор модулятора, 4 – модель канала с помехами, 5 – имитатор демодулятора, 6 – имитатор декодера, 7 – блок сравнения исходной информационной последовательности с полученной.

3. ВЫБОР СХЕМЫ КОДИРОВАНИЯ-ДЕКОДИРОВАНИЯ

Выбор алгоритма кодирования информационной последовательности СЧЧ радиоканала будем проводить исходя из двух основных условий: во-первых, выбранная схема должна максимально повышать достоверность приема информации в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, во-вторых, данные информационной последовательности зашифрованы, так как передаваемая информация должна обладать определенной скрытностью, затрудняющей ее радиоразведку в реальном масштабе времени.

В рамках обсуждаемой задачи наиболее предпочтительными представляются алгоритмы сверточного кодирования в совокупности с применением схемы декодирования Витерби, которые наилучшим образом отвечают требованиям достоверности и максимального быстродействия [4].

Принципы формирования сверточных кодов связаны с прохождением кодовой информационной последовательности через линейный сдвиговый регистр с конечным числом состояний. Общая схема устройства приведена на рисунке 2.

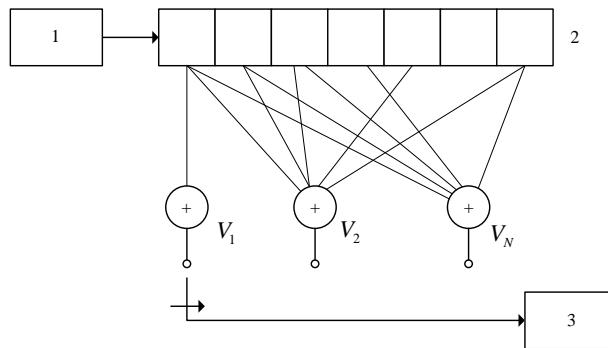


Рис. 2 Генератор двоичного сверточного кодера

На рисунке 2 обозначено: 1 – двоичный вход, 2 – сдвиговый регистр, 3 – двоичный выход, V_i – сумматоры по модулю 2. В общем случае генератор может включать в себя k сдвиговых регистров и n сумматоров, число которых будет определять число выходных символов на каждом такте прохождения информационной последовательности через сдвиговый регистр.

Согласно известным представлениям наиболее предпочтительными сверточными кодами при использовании алгоритма декодирования Витерби считаются такие, в комбинации которых обеспечивается наибольшее расстояние Хэмминга d_f .

Порождающие полиномы, задающие правила подключения двоичных сумматоров, в устройстве генератора с соответствующими значениями d_f определены в [5]. Эффективность этих кодов в зависимости от длины кодовых ограничений частично проанализирована в [6]. Анализ представленных в этих работах данных указывает на целесообразность построения устройства с наибольшим возможным значением кодового ограничения K , под которым понимается количество позиций в линейном сдвиговом регистре при минимальной кодовой скорости k/n .

Согласно [7, 8] условие эффективности работы декодера связано с выполнением ограничительного неравенства

$$\frac{1}{V} \leq \log_2 \left[\frac{2}{1 + \exp(-E_b / VN_e)} \right], \quad (1)$$

где V – число сумматоров.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМ МОДУЛЯЦИИ-ДЕМОДУЛЯЦИИ

Считается, что наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы с фазовой модуляцией в предположении дискретного изменения фазы несущего колебания, соответствующего количеству передаваемых информационных бит через заданные интервалы времени. На практике наибольшее распространение получили сигналы с ФМ-2 и ФМ-4, причем при равных значениях вероятностей ошибок обычно используются сигналы с ФМ-2, поскольку применение ФМ-4 уменьшает скорость передачи данных, либо приводит к ограничению средней мощности сигнала, что эквивалентно сужению полосы частот [9].

С позиций скрытности передачи определенный интерес представляют частотно-модулированные сигналы с минимальным сдвигом (MMC), удовлетворяющие требованиям ограничений полосы частот и неразрывности фазы [11].

На рисунке 3 приведены результаты расчетов вероятностей ошибок для сигналов ФМ-2 с дифференциальным и недифференциальным способом манипуляции. На этом же рисунке звездочками нанесены результаты для схемы с MMC.

Дифференциальная схема ФМ-2 основана на модуляции разностей текущего и предшествующего значения фазы. Преимуществом этого метода является возможность некогерентного детектирования сигнала, которая не требует синхронизации по фазе. Видно, что с позиций равенства вероятностей ошибки схемы с ФМ-2 и MMC оказываются эквивалентными, однако последняя является наиболее предпочтительной с точки зрения технической реализации и возможностей затруднения радиоразведки непосредственно на трассе распространения передаваемого сигнала.

Результаты полученных расчетов согласуются с известными аналитическими соотношениями вида [9, 10]

$$P_{\Delta\phi M-2} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_e}}\right)\left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_e}}\right)\right], \quad (2)$$

$$P_{\phi M-2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_e}}\right), \quad (3)$$

где Q-функция определяется выражением

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (4)$$

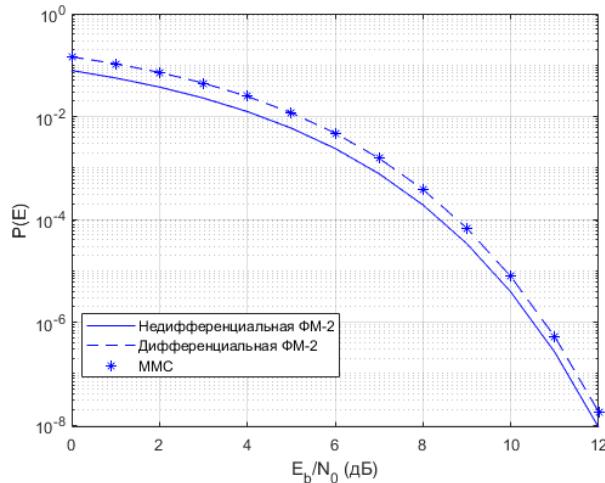


Рис. 3 Вероятность ошибки на бит информации для дифференциальной и недифференциальной ФМ-2

Анализ зависимостей показывает, что при использовании дифференциального метода формирования ФМ-2 или MMC и приемного устройства с некогерентным детектированием необходимо обеспечение несколько большего отношения сигнала-шум, чем для недифференциального метода задания ФМ-2 и устройства с когерентным приемом. Для обеспечения приемлемых вероятностей ошибок на бит информации ($10^{-5}...10^{-7}$) требуемое отношение сигнал-шум должно составлять (9,6...11,5) дБ.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ СХЕМ КОДИРОВАНИЯ И МОДУЛЯЦИИ

На рисунке 4 приведены результаты моделирования при совместном функционировании рассмотренных выше схем кодирования и модуляции.

Поскольку для обеспечения наибольшей достоверности приема сообщения рассматриваются современные схемы кодирования с исправлением ошибок, ожидаемым эффектом совместного применения кодирования и модуляции оказывается улучшение показателя функционирования системы связи. Этот факт на качественном уровне отмечен в [9]. Отметим, что даже несмотря на лучшие дистанционные характеристики кода с $k/n = 1/4$, его применение привело к некоторому ухудшению эффективности кодирования. Этот эффект обусловлен тем, что вместе с увеличением избыточности кода одновременно происходит уменьшение энергии, приходящейся на кодовый бит. Поэтому вероятность появления ошибки возрастает.

Наибольший интерес для практики представляет область значений с вероятностями ошибки на бит информации ($10^{-3}...10^{-5}$). Для обеспечения указанной ошибки требуемое отношение сигнал-шум при различных схемах сверточного кодирования должно быть не менее 4...6 дБ. Полученные результаты согласуются с верхней границей рабочей характеристики сверточного кода при использовании когерентной схемы ФМ-2 и жесткой схемы принятия решений при декодировании:

$$P_B \leq \frac{Q\left(\sqrt{2d_f \frac{k}{n} \frac{E_b}{N_e}}\right)}{\left[1 - 2 \exp\left(-\frac{k}{n} \frac{E_b}{N_e}\right)\right]^2} \exp\left[(d_f - 5) \frac{k}{n} \frac{E_b}{N_e}\right] . \quad (5)$$

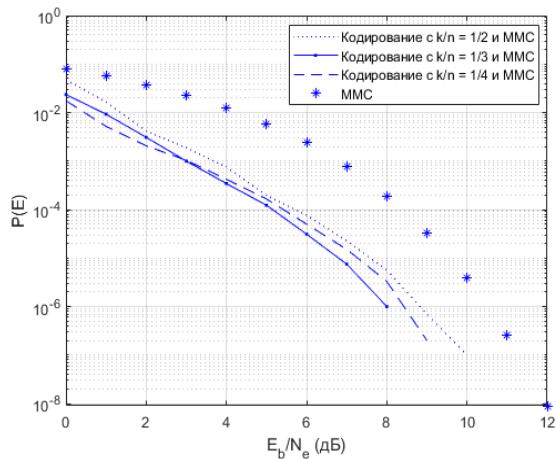


Рис. 4. Вероятность ошибки на бит информации для сигнала с MMC и применением схемы сверточного кодирования

На рисунке 5 приведено сравнение аналитической формулы (5) с результатами численного моделирования.

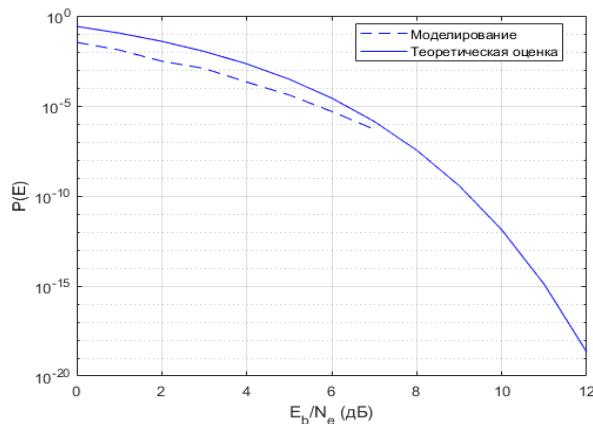


Рис.5 Сравнение теоретической оценки вероятности ошибки на бит информации для сигнала с MMC и кодовой скорости $k / n = 1 / 2$ с результатами численного моделирования

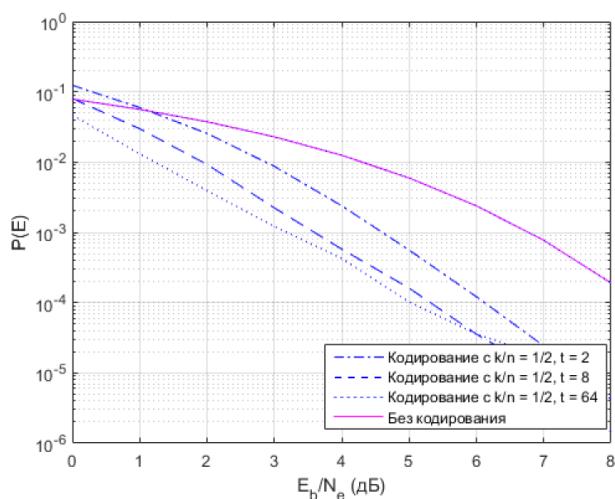


Рис.6 Вероятность ошибки на бит информации для сигнала с MMC и применением схемы сверточного кодирования при различных значениях параметра глубины декодирования

Отметим, что эффективность работы декодирующего устройства помимо параметра скорости кодирования существенным образом зависит от параметра глубины декодирования t . Этот параметр указывает какое количество узлов решетки декодера хранится в его памяти. Из рисунка 6 видно, что с увеличением глубины декодирования эффективность работы декодера значительно повышается. Энергетический выигрыш от применения схем декодирования с большим параметром t может достигать 2 дБ.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты выполненного математического моделирования могут быть использованы для поиска путей повышения достоверности передачи данных и защиты информационного сообщения. Например, для систем с ограничением мощности и сверточным кодированием, на основе которого все более широкое применение находят схемы турбокодирования, когда внутреннее кодирование выполняется последним и декодируется первым [12].

ЛИТЕРАТУРА

1. Катанович А.А., Ершов В.Н. Комплексы и системы связи ВМФ. СПб.: Судостроение, 2014. - 256 с.
2. Альперт Я.Л. Распространение радиоволн в ионосфере. М.,Л.: ОГИЗ. Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1947. - 276 с.
3. Беляев П.П. Генерация электромагнитных сигналов комбинационных частот в ионосфере / Беляев П.П., Котик Д.С., Митяков С.Н., Поляков С.В., Рапопорт В.О., Трахтенгерц В.Ю. // Известия вузов. Радиофизика, 1987, Т. 30, №2. – С. 248-267.
4. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987. - 392 с.
5. Frenger P., Orten P., Ottosson T. Convolutional Codes with optimum distance spectrum. // IEEE Trans. Commun. Letters, 1999, Vol. 11, № 3. – Pp. 317-319.
6. Heller J., Jacobs I. Viterbi decoding for satellite and space communication. // IEEE Trans. Commun. Technol, 1971, Vol. 19, № 5. – Pp. 835-848.
7. Jacobs I. Sequential decoding for efficient communication from deep space. // IEEE Trans. Commun. Technol, 1967, Vol. 15, № 4. – Pp. 492-501.
8. Jordan K. The performance of sequential decoding in conjunction with efficient modulation. // IEEE Trans. Commun. Technol., 1966, Vol. 14, № 3. – Pp. 283-297.
9. Склляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
10. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. М.: Мир, 1969. - 640 с.
11. Бернстайн С. Дальняя связь на крайне низких частотах / Бернстайн С., Барроуз М., Эванс Дж., Гриффитс А., Макнейл Д., Ниссен Ч., Ричер И., Уайт Д., Виллиям Д. // ТИИЭР, 1974, Т. 62, №13. – С. 5-30.
12. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. // IEEE Proceedings of the Int. Trans. Conf. on Commun., 1993, Vol. 2. – Pp. 1064-1070.

REFERENCES

13. Katanovich A.A., Ershov V.N. Navy communication complexes and systems SPb.: Shipbuilding, 2014. - 256 p.
14. Alpert Ya.L. Propagation of radio waves in the ionosphere. M., L.: USP. State Publishing House of Technical and Theoretical Literature, 1947. - 276 p.

15. Belyaev P.P. Generation of electromagnetic signals of combinational frequencies in the ionosphere / Belyaev P.P., Kotik D.S., Mityakov S.N., Polyakov S.V., Rapoport V.O., Trahtengertz V.Yu. // News of HEI. Radiophysics, 1987, Vol. 30, №2. – Pp. 248-267.
16. Clark G., Cain J. Error-Correction Coding for Digital Communications. M.: Radio and Communication, 1987. - 392 p.
17. Frenger P., Orten P., Ottosson T. Convolutional Codes with optimum distance spectrum. // IEEE Trans. Commun. Letters, 1999, Vol. 11, № 3. – Pp. 317-319.
18. Heller J., Jacobs I. Viterbi decoding for satellite and space communication. // IEEE Trans. Commun. Technol, 1971, Vol. 19, № 5. – Pp. 835-848.
19. Jacobs I. Sequential decoding for efficient communication from deep space. // IEEE Trans. Commun. Technol, 1967, Vol. 15, № 4. – Pp. 492-501.
20. Jordan K. The performance of sequential decoding in conjunction with efficient modulation. // IEEE Trans. Commun. Technol., 1966, Vol. 14, № 3. – Pp. 283-297.
21. Sklyar B. Digital communication. Theoretical bases and practical application. M.: Williams Publishing House, 2003. - 1104 p.
22. Wozencraft J., Jacobs I. Principles of Communication Engineering. M.: World, 1969. - 640 p.
23. Bernstein S. Long-distance communication at extremely low frequencies/ Bernstein S., Burrows M., Evans J., Griffiths A., McNeill D., Niessen Ch., Richer I., White D., Willim D. // WIIER, 1974, Vol. 62, №13. – Pp. 5-30.
24. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. // IEEE Proceedings of the Int. Trans. Conf. on Commun., 1993, Vol. 2. – Pp. 1064-1070.

РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ОБЪЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Е. С. Артемова¹, М. П. Сличенко¹

¹Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО «Концерн «Созвездие»), Воронеж,
Россия

Аннотация. В современных условиях для систем радиомониторинга одной из первостепенных является задача противодействия средним и малым беспилотным летательным аппаратам (БПЛА), в частности задача обнаружения и селекции источников радиоизлучения по признаку наземный/воздушный источник в условиях насыщенной электромагнитной обстановки городской среды. Авторами было получено решающее правило способа селекции воздушных источников радиоизлучения многоканальным обнаружителем-пеленгатором с использованием объемной антенной решетки. Применение предлагаемого способа повышает эффективность обнаружения и идентификации БПЛА современными комплексами радиомониторинга.

Ключевые слова: азимутальное и угломестное пеленгование; беспилотный летательный аппарат; критерий Неймана-Пирсона; метод максимального правдоподобия; объемная антенная решетка; обнаружитель-пеленгатор; селекция источников радиоизлучения.

THE DECISIVE RULE FOR SELECTION OF AIR SOURCES OF RADIO EMISSION BY A MULTICHANNEL DATECTOR-DIRECTION FINDER WITH A VOLUMETRIC ANTENNA ARRAY

E. S. Artemova¹, M. P. Slichenko¹

¹Join Stock Company «Concern «Sozvezdie» (JSC «Concern «Sozvezdie»), Voronezh, Russia

Abstract. In modern conditions, one of the primary task for radio monitoring systems is the task of countering medium and small unmanned aerial vehicles (UAV), in particular the task of detecting and selecting radio emission sources based on ground/air source in a saturated electromagnetic environment. The authors obtained a decisive rule for the method of selecting airborne sources of radio emission by a multi-channel detector-direction a volumetric antenna array. The use of the proposed method increases the efficiency of detection and identification of UAV by modern radio monitoring systems.

Keywords: azimuth and elevation direction finding, unmanned aerial vehicles, Neumann-Pirson criterion, maximum likelihood method, volumetric antenna array, detection-direction finder, selection of radio sources.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях, направления применения средних и малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) постоянно растут. Важным преимуществом БПЛА является их мобильность и малозаметность, наличие очень ограниченных сигнатур в большинстве диапазонов: оптическом, акустическом, радиолокационным и инфракрасном [1]. Ведение несанкционированного наблюдения важных объектов, попытки проведения терактов и диверсий, а также широкое использование БПЛА в военном деле значительно актуализирует задачу противодействия их применению.

В настоящее время активно применяются средства радиомониторинга, как способ выявления БПЛА: обнаружение и подавление воздушных целей, даже на предельно малых высотах. Особую актуальность приобрела задача противодействия БПЛА в части радиоэлектронного подавления каналов управления, передачи данных, а также навигационной аппаратуры.

Важным шагом является комбинация обнаружения и селекции радиоизлучений БПЛА в условиях насыщенной электромагнитной обстановки городской среды.

Эффективное определение радиотехнических параметров, а также точное и достоверное определение азимутального и угломестного положения источника радиоизлучения в пространстве обеспечивают обнаружители-пеленгаторы с объемной решеткой. Пространственный разнос антенных элементов (АЭ) в вертикальной плоскости антенной решетки (АР) дает возможность повысить точность и разрешающую способность угломестного пеленгования с минимизацией уровня боковых лепестков во всем азимутально-угловом пространстве, в особенности при малых углах, например, в сравнении с широко используемыми в комплексах радиомониторинга плоскими эквидистантными АР (ЭКАР) [2].

В качестве объемной АР можно рассмотреть две ЭКАР, разнесенные в пространстве вдоль вертикальной оси или ЭКАР с выносными элементами по вертикали АС [3-5], оставляя неизменной (по сравнению со случаем плоской ЭКАР) точность пеленгования в азимутальной плоскости.

Наряду с разработкой новой структуры объемной решетки, необходимо разработать математический аппарат, позволяющий с требуемой достоверностью идентифицировать ИРИ по признаку наземная/воздушная цель.

Существуют работы, посвященные вопросу селекции источников радиоизлучения. Например, способы радиоконтроля [6], основанные на вычислении угломестного пеленга и сравнении его значения с порогом. После сравнения, объекты селектируют по признаку наземные/воздушные ИРИ.

Однако, работ, посвященных решению задачи селекции ИРИ в рамках теории статистической радиотехники [7, 8], основанных на обработке первичных данных, крайне мало. В данной работе, авторы предлагают решение задачи селекции ИРИ в рамках теории статистической радиотехники.

Исходя из вышеперечисленного, задача разработки правила в рамках теории статистической радиотехники нового способа селекции воздушных ИРИ с использованием многоэлементной объемной антенной решетки, является актуальной и необходимой.

Цель работы – получить решающее правило селекции воздушных ИРИ многоканальным ОП с объемной АР.

2. ВЫВОД РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Решение задачи селекции наземных и воздушных сигналов ИРИ с помощью пространственно-многоканальной объемной АС ОП представляет собой бинарную задачу проверки статистических гипотез:

- гипотеза γ_1 – ИРИ наземный объект;
- гипотеза γ_0 – ИРИ воздушный объект.

Задачу селекции наземных и воздушных ИРИ сформулируем следующим образом: по распределению совокупности наблюдаемых данных необходимо отыскать детерминированное правило принятия решения о справедливой гипотезе (γ_1 либо γ_0).

Функции правдоподобия запишем в виде:

$$W_{\gamma_1}(\mathfrak{R}|\theta) = (\pi\varepsilon)^{-Nr} \exp\left(-\frac{1}{\varepsilon}\text{Tr}(\dot{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{W}}) + \frac{M_{0_{\gamma_1}}(\hat{\theta})}{\varepsilon}\right), \quad (1)$$

$$W_{\gamma_0}(\mathfrak{R}|\theta, \beta) = (\pi\varepsilon)^{-Nr} \exp\left(-\frac{1}{\varepsilon}\text{Tr}(\dot{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{W}}) + \frac{M_{0_{\gamma_0}}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}{\varepsilon}\right), \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=1}^R \dot{\mathbf{W}}_r = \sum_{r=1}^R \dot{\mathbf{V}}_r \dot{\mathbf{V}}_r^H$, – матрица взаимных энергий измеренных напряжений

$(\dot{\mathbf{V}})$ на выходах антенных элементов АС ОП, накопленная по всей серии наблюдений Nr ;

$(\cdot)^H$ – знак эрмитова сопряжения;

ε – интенсивность аддитивного шума;

$\dot{\Lambda}^{-1}$ – матрица размера $N \times N$, обратная матрице корреляции $\dot{\Lambda}$;

N – количество АЭ многоканального ОП;

$M_{0_{\gamma_1}}(\hat{\theta})$ – азимутальный пеленгационный рельеф;

$M_{0_{\gamma_0}}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$ – пеленгационный рельеф по азимуту и углу места.

$$M_{0_{\gamma_1}}(\hat{\theta}) = \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \cdot \dot{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \Lambda^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \cdot \dot{\Lambda}^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}(\theta)}, \quad (3)$$

$$M_{0_{\gamma_0}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H \cdot \dot{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{W} \cdot \Lambda^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H \cdot \dot{\Lambda}^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}, \quad (4)$$

$\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ – векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН) объемной АР.

Не трудно показать, что решающая статистика селекции воздушных и наземных ИРИ примет вид:

$$\Xi = \left(\frac{\text{Tr}(\dot{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{W}}) - M_{0_{\gamma_1}}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}{\text{Tr}(\dot{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{W}}) - M_{0_{\gamma_0}}(\hat{\theta})} \right)^{Nr}, \quad (5)$$

Решение о реализации той или иной гипотезы принимается на основании сравнения решающего правила Ξ с пороговым уровнем обнаружения $h^{(Nr)}$. Величина последнего вычисляется в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивает фиксированную вероятность ошибки первого рода для заданного числа наблюдений Nr .

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Анализ статистических характеристик распределения решающего правила способа селекции воздушных ИРИ был проведен в пакете моделирования Mathcad 14. Число статистических испытаний выбиралось равным 10^6 . Моделировали падение плоской электромагнитной волны на N -элементную объемную антеннную решетку ($N=8$), у которой N -ый АЭ – выносной, разнесенный на высоту h относительно элементов плоской ЭКАР. Иллюстрация конфигурации и 3D ДН объемной АР приведена на рисунке 1.

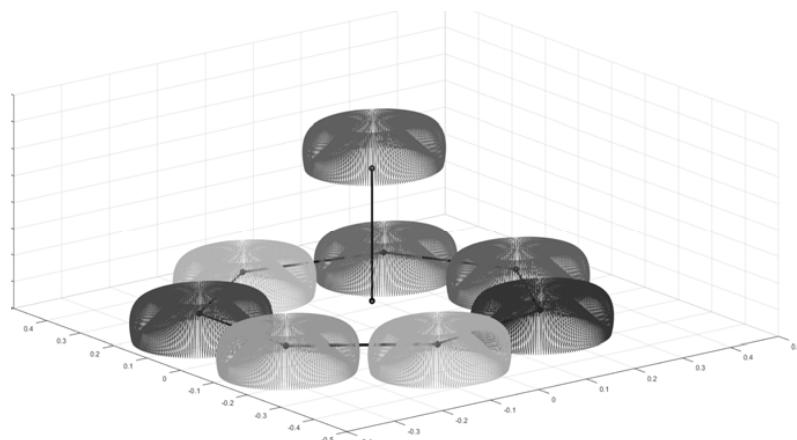


Рис. 1. Иллюстрация конфигурации объемной АР и ее 3Д ДН ($N = 8$)

Вероятность правильной селекции ИРИ (наземный или воздушный объект) вычислялась как относительная частота превышения статистикой порогового уровня, обеспечивающего заданную вероятность ложной селекции ($P = 10^{-3}$).

Для вычисления порогового уровня, формировало решающее правило способа при нулевом значении угла места. На рисунке 2 представлены зависимости вероятности ложной селекции ИРИ от значений порога селекции при различных значениях отношения радиуса решетки к длине волны при отношении сигнал/шум 15 дБ.

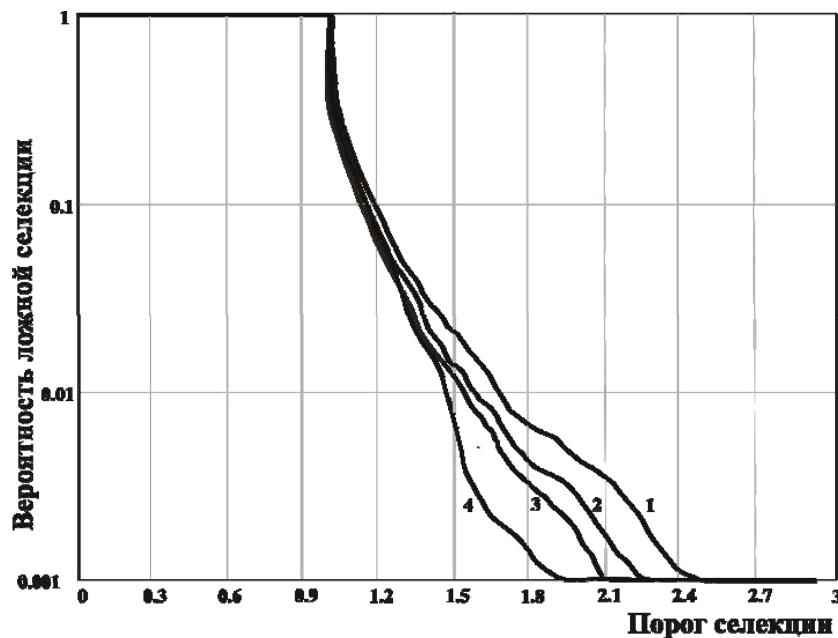


Рис. 2. Зависимость вероятности ложной селекции от порога при различных значениях отношения радиуса решетки к длине волны при отношении сигнал/шум 15 дБ:

$$1 - \frac{R}{\lambda} = 0.5, 2 - \frac{R}{\lambda} = 1, 3 - \frac{R}{\lambda} = 1.5, 4 - \frac{R}{\lambda} = 2$$

На основании сравнения решающего правила Ξ с пороговым уровнем обнаружения h принимается решение о селекции воздушный/наземный ИРИ. Так, для примера, на рисунке 3 приведены значения решающего правила Ξ в каждом

статистическом испытании и выбранный порог отождествления ($h = 2.3$) для случая $R/\lambda = 1$ при отношении сигнал/шум 15 дБ.

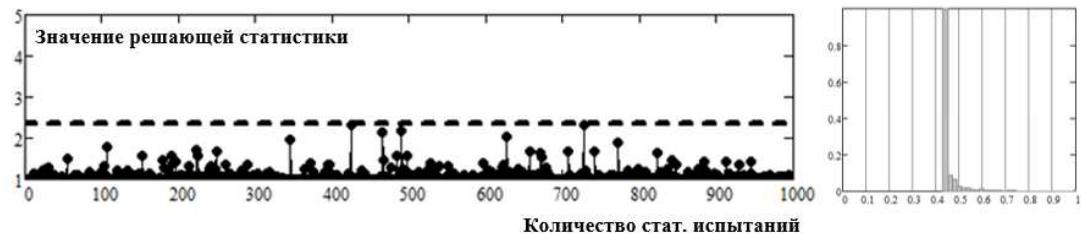


Рис. 3. Значение решающей статистики Ξ в каждом статистическом испытании (слева) и гистограмма распределения (справа)

На рисунке 4 представлена зависимость правильной селекции наземный/воздушный ИРИ от угломестного направления на источник радиоизлучения при различных значениях отношения радиуса решетки к длине волны при заданном значении отношения сигнал/шум 15 дБ.

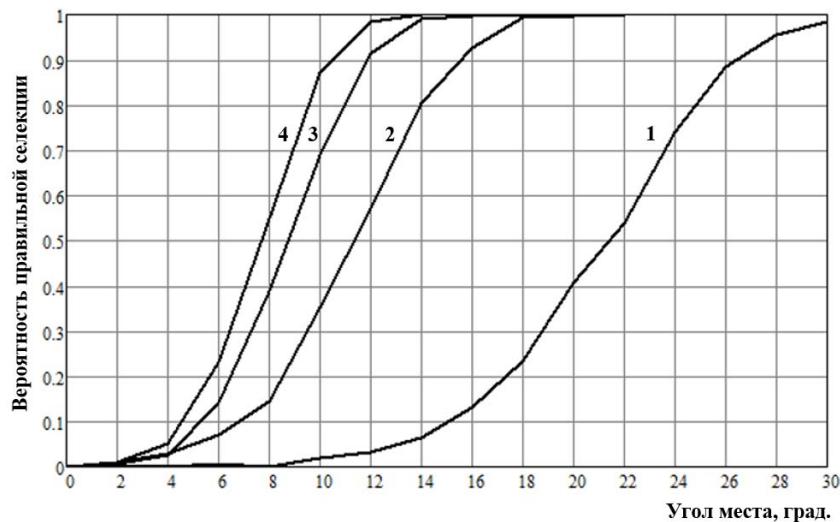


Рис. 4. Зависимость вероятности правильной селекции от значения угла места на источник при различных значениях отношения радиуса решетки к длине волны при отношении сигнал/шум 15 дБ: 1 – $R/\lambda = 0.5$, 2 – $R/\lambda = 1$, 3 – $R/\lambda = 1.5$, 4 – $R/\lambda = 2$.

Как видно из рисунка 3, значение вероятности правильной селекции 0,85 достигается при углах места на ИРИ 10 град и более.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Авторами было получено решающее правило способа селекции воздушных источников радиоизлучения, которое позволяет идентифицировать ИРИ по признаку наземная/воздушная цель в условиях многоцелевой электромагнитной обстановки с помощью обнаружителя-пеленгатора с объемной антенной решеткой в УКВ диапазоне частот. Решающее правило способа получено в рамках теории статистической радиотехники с использованием метода максимального правдоподобия и критерия Неймана-Пирсона. Способ основан на использовании обработки результатов накопленных комплексных амплитуд принимаемых радиосигналов, полученных на этапе обнаружения сигнала с учетом ВКДН объемной АР. Применение предлагаемого

способа позволяет своевременно и эффективно (с требуемой достоверностью) правильно идентифицировать ИРИ по признаку наземная/воздушная цель даже при больших значениях дальности ОП – объект, что в целом повысить эффективность противодействия БПЛА комплексов радиомониторинга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов М.С., Васильченко А.С., Малышев В.А. Анализ способов применения беспилотных летательных аппаратов малого и среднего класса в локальных конфликтах XXI века // Современное состояние, актуальные проблемы и перспективные направления развития авиационного радиоэлектронного оборудования. Сборник научных статей по материалам VII Международной научно-практической конференции «Академические Жуковские чтения» (20-21 ноября 2019 г.) – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – с. 26-29.
2. Артемов М.Л., Борисов В. И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника. 2021. 556 с.
3. Уфаев В.А. Способ определения местоположения и пространственной идентификации источников радиоизлучения: монография / В.А. Уфаев. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. – 431 с
4. Виноградов А.Д., Никитенко Е.П. Способ построения и параметры объемных антенных решеток широкодиапазонных азимутально-угломестных радиопеленгаторов с круговой рабочей зоной // Антенны, 2019, №3, С. 6-15
5. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Артемова Е.С. Способ двухмерного моноимпульсного пеленгования источников радиоизлучений. 2019. Патент РФ №2696095, G01S 5/04.
6. Шевченко В.Н., Емельянов Г.С. Способ радиоконтроля. 2000. Патент РФ №2158002, G01S 3/14, G01S 5/04.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
8. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга // Антенны, 2016, №6. С.55-62.

REFERENCES

1. Ivanov M. S., Vasilchenko A. S., Malyshev V. A. Analiz sposobov primeneniya bespilotnykh letatel'nykh apparatov malogo i srednego klassa v lokal'nykh konfliktakh XXI veka [Analysis of the ways of using unmanned aerial vehicles of small and medium class in local conflicts of the XXI century]. Sovremennoe sostoyanie, aktual'nye problemy i perspektivnye napravleniya razvitiya aviatsionnogo radioelektronnogo oborudovaniya. Sbornik nauchnykh statey po materialam VII Mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii «Akademicheskie Zhukovskie chteniya» (20-21 noyabrya 2019 g.) [The current state, current problems and promising areas of development of aviation radio-electronic equipment. Collection of scientific articles based on the materials of the VII International Scientific and Practical Conference "Academic Zhukovsky Readings" (November 20-21, 2019)]. Voronezh, Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N.E.Zhukovsky and Yu.A.Gagarin", 2019. pp. 26-29 (In Russian).
2. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovii V.A., Slichenko M.P. Avtomatizirivannie sistemi upravleniya, radiosvyazi I radioelektronnoi bor'bi. Osnovi teorii I prinzipi postroenia. / Pod. red. Artemov M.L. M.: Radiotekhnika. 2021. 556 s (In Russian).

3. Yfaev V. A. Sposob opredelenya mestopoloshenya I prostranstvennoi identifikatsii istichnikov radioizlichenia: monographia / V.A. Yfaev. – Voronezh: MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Acadimy, 2017. – 431 p (In Russian).
4. Vinogradov A.D., Nikitenko E.P. The method of construction and parameters of volumetric antenna arrays of wide-band azimuth-elevation radio direction finders with a circular working area // Antenny, 2019, №3, p. 6-15 (In Russian).
5. Artyomov M. L., Afanasyev O. V., Slichenko M. P. Artyomova E. S. Sposob dvehmernogo monoimpulsnogo pelengovania istichnikov radioizlychenii. 2019. Patent RF №2696095, G01S 5/04 (In Russian).
6. Shevchenko V.N., Emel'yanov G.S. Sposob radiokontrolja. 2000. Patent RF №2158002, G01S 3/14, G01S 5/04 (In Russian).
7. Levin B.R. Theoretical bases of statistical radio engineering - M.: Radio i svyaz, 1989. - 656 p (In Russian).
8. Artyomov M. L., Afanasyev O. V., Slichenko M. P. Methods of statistical radio engineering in a modern solution of problems of radiomonitoring // Antenny, 2016, №6. P. 55-62 (In Russian).

СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

В.В. Глотов, А.И. Зимин, К.А. Зубцов

ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье описаны существующие методы анализа электромагнитной совместимости, такие как: аналитический, экспериментальный и метод компьютерного моделирования.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства; электромагнитная совместимость; электромагнитные помехи; внутриаппаратурный уровень электромагнитной совместимости.

EXISTING METHODS FOR ASSESSING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF RADIODEVICES

V.V. Glotov, A.I. Zimin, K.A. Zubtsov

VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This article describes the existing methods of electromagnetic compatibility analysis, such as analytical, experimental and computer modeling methods.

Keywords: electronic means; electromagnetic compatibility; electromagnetic interference; internal level of electromagnetic compatibility.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время многие разработчики радиоэлектронных средств (РЭС) сталкиваются с проблемами, связанными с электромагнитной совместимостью (ЭМС). С каждым годом все больше внимания уделяют этой тематике, ведь ЭМС является важным фактором, влияющим на стабильную и надежную работу устройств. По этим, и множеству других причин, проблемы ЭМС становятся более актуальными, а их решение все более востребованным для получения большей эффективности на этапе проектирования устройства.

Разработчики новых устройств сталкиваются с рядом проблем, таких как электромагнитные помехи и нежелательное воздействие на работу других устройств. Если эти и другие проблемы не будут решены на ранних этапах, они могут привести к поломке устройства, ухудшению надежности системы или потере данных.

2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Одной из особенностей РЭС является то, что в неё входит множество разнообразных элементов, как электронных, так и электромеханических, что предполагает разные подходы и модели их математического описания. В то же время существует взаимосвязь между этими моделями, которая позволит на любом этапе проектирования применять результаты из других этапов.

Основой для математического анализа ЭМС в данное время считается метод переменных состояния. Общий подход заключается в следующем: на основе физических законов выводится полное математическое описание системы дифференциальных уравнений, далее выполняются необходимые для упрощения преобразования. В конце приводят полученные уравнения к необходимой форме. Совокупность полученных

уравнений характеризуется внутренним единством, а различия связаны с ограничениями и допущениями, которые строго устанавливаются для каждого варианта.

Другим распространенным аналитическим методом решения задач вычисления электромагнитного поля является метод конечных элементов. Данный метод позволяет точно моделировать сложные структуры с областями произвольной формы и учитывает неоднородность материалов. Например, его можно применить к любому проводнику произвольной формы поперечного сечения. Также метод конечных элементов обеспечивает эффективную методику анализа влияния токопроводящих дорожек на печатные платы.

Также метод конечных элементов является мощным инструментом для моделирования радиационных помех в свободном пространстве.

Еще одним известным методом является метод моментов. Данный метод отлично подходит для гибридизации с аналитическими и численными процедурами, такими как геометрическая теория дифракции/однородная теория дифракции. В отличии от метода конечных элементов метод моментов требует дискретизации сеткой только поверхности, что не требует такой высокой вычислительной мощности, как при дискретизации сеткой объема, как это происходит в методе конечных элементов.

Аналитический метод в основном применяется при прогнозировании радиоэлектронных средств на этапе разработки. Для оценки реакции РЭС на воздействие сторонних сигналов и помех на последующих стадиях разработки намного удобнее воспользоваться экспериментальным или методом компьютерного моделирования.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ

Экспериментальные методы являются основным видом анализа устройства для прохождения сертификации ЭМС. Испытания можно проводить в безэховых камерах при помощи сканеров.

Прежде всего стоит описать устройство и назначение безэховых камер. Они делятся на полностью безэховые (рисунок 1) и полубезэховые (рисунок 2). Первые представляют из себя помещения, стены пол и потолок которых покрыты радиопоглощающим материалом (РПМ), чтобы минимизировать отражение радиоволн от поверхностей. В полубезэховых камерах пол покрыт не РПМ, а металлической пластиной заземления для имитации открытой испытательной площадки. Такие камеры часто применяются для оценки крупногабаритных изделий, а в тех случаях, когда применяются ГОСТы с достаточно широкими допусками как по радиопоглощению, так и по точности измерения. В основном такие помещения применяют в гражданском промышленном секторе в крупносерийном производстве.

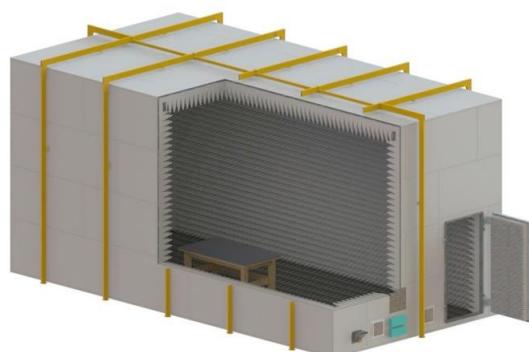


Рис. 1. Полностью безэховая камера

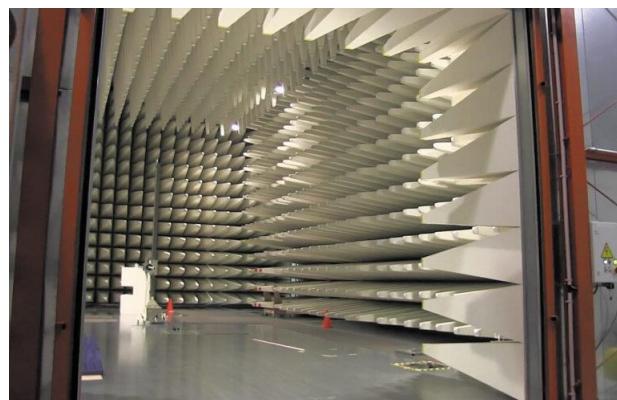


Рис. 2. Полубезэховая камера

Другой обязательной составляющей при экспериментальной оценке является наличие сканеров. На данный момент на рынке представлено множество разнообразных приборов с разным функционалом и возможностями. Например, ЭМС-сканеры серии HRE, от компании «Pendulum», один из которых представлен на рисунке 3, предназначен для предварительного анализа и измерения уровня электромагнитных помех. Сканеры данной серии обладают высокоточными механизмами, которые позволяют производить сканирование в трех плоскостях, а также проворачивать головку зонда в диапазоне от 0 до 360 градусов с минимальным шагом 25 мкм. Данная серия сканеров может работать в диапазоне до 10 ГГц, а используя специализированные датчики ближнего поля могут производить анализ вплоть до 70 ГГц. Документирование и визуализацию результатов, а также проведение измерений существенно облегчает наличие программного обеспечения, поставляемого производителем вместе с устройством.



Рис. 3. ЭМС сканер Detectus HRE

Другое устройство – система CEMS 100, производимая компанией «Rohde-Schwarz», представлена на рисунке 4, может производить измерения только в безэховой камере. Эта платформа – первое готовое решение, обладающая гибкостью, надежностью

и экономичностью, в то же время, полностью соответствующее стандарту IEC/EN 61000-4-3. Отличительной особенностью является то, что она представляет из себя систему «все в одном», так как в неё входят: приемо-передающая антенна, генератор сигналов SMB, измеритель мощности NRP с датчиками мощности, IT оборудование с оптической развязкой, компьютер с программным обеспечением, и многие другие элементы, необходимые для качественной оценки ЭМС. В базовом исполнении эта система может проводить измерения на электромагнитную восприимчивость в диапазоне от 80 МГц до 3 ГГц, с напряженностью поля до 10В/м, при этом для измерений на помехоустойчивость не требуется замена антенны. Данные свойства и возможности этой системы позволяют произвести точные измерения, что делает эту систему уникальной.

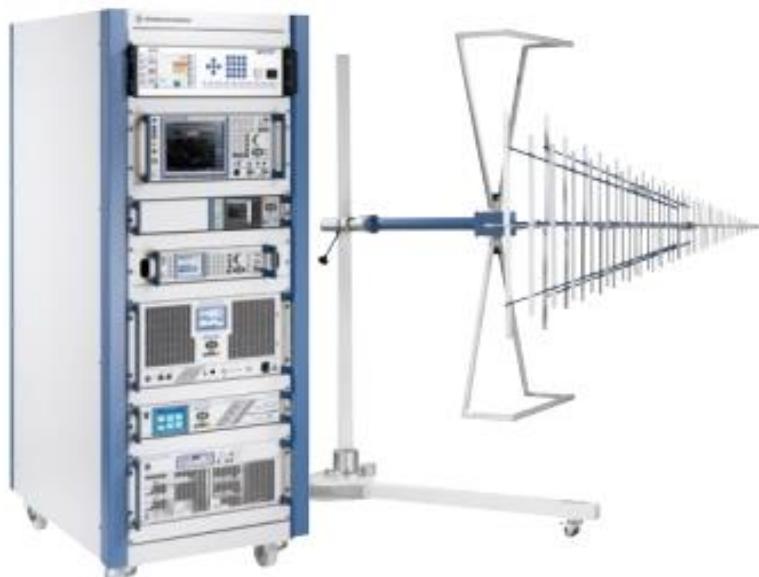


Рис. 4. Система CEMS 100

4. МЕТОДЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В настоящее время существует большое количество систем компьютерного моделирования, которые способны облегчить труд разработчика в анализе уровня ЭМС. Такие программы предоставляют возможность получить подробное представление обо всех аспектах, связанных с электромагнитной совместимостью – от распространения полей между антеннами на одной площадке, до движения тока через печатную плату. Благодаря этому можно определить и устранить возможные проблемы перед проведением испытаний, что позволит сократить время и затраты при разработке устройства.

Одной из таких программ является EMCoS PCB VLab. Она предоставляет аналитические инструменты для оценки паразитного воздействия на печатные платы. Решатель RapidRLC, входящий в состав пакета EMCoS PCB VLab, рассчитывает матрицы сопротивления, индуктивности и емкости для сложных трехмерных геометрий и генерирует сосредоточенные эквивалентные файлы схем в формате SPICE (симулятор электронных схем общего назначения с открытым исходным кодом). Также данное программное обеспечение может произвести анализ целостности сигнала в печатной плате, помех от радиационных излучений и анализ параметров рассеяния из цепей печатной платы.

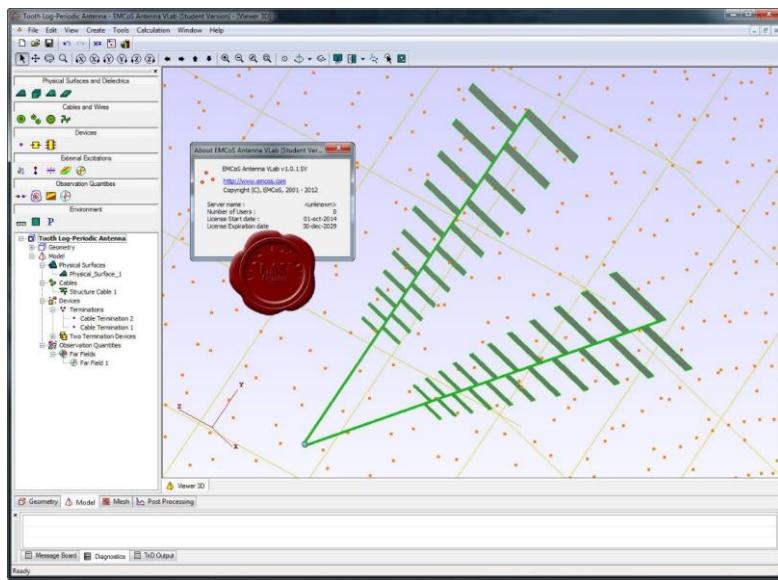


Рис. 5. Интерфейс программы EMCos PCB VLab

Другая распространенная программа — Fast Electromagnetic Analysis Suite, более известная как FEMAS. Она обладает довольно простым, интуитивно понятным интерфейсом и глубоким функционалом. Она может помочь разработчику произвести сквозной анализ путей соединения, рассчитать параметры рассеяния, оценить диаграммы в частотной и временной области, а также провести 2D анализ поперечного сечения в многопроводниковых кабелях.

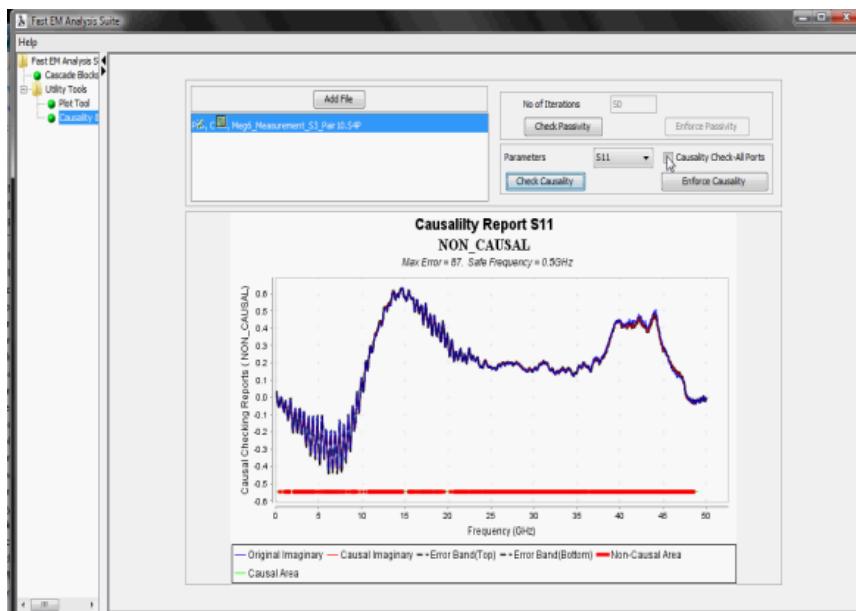


Рис. 6. Интерфейс программы FEMAS

Несомненно, одной из наиболее популярных и многофункциональных программ в области анализа ЭМС является Ansys HFSS. В неё входят несколько пакетов с широким функционалом, позволяющим с высокой точностью оценить электрическое и магнитное поле, движение тока через печатную плату устройства, оценить S-параметры, излучение полей в ближней и дальней зоне и многое другое. Что немаловажно, данная программа стремительно развивается, выходят ежегодные обновления, в которых исправляются ошибки и добавляются новые функции.

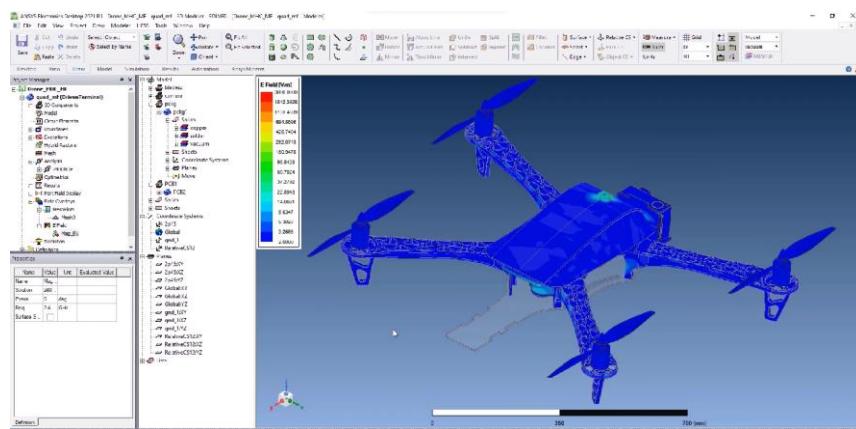


Рис. 7. Интерфейс программы Ansys HFSS

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В эпоху технологического прогресса и развития радиоэлектронных средств проблематика ЭМС играет первостепенную роль, а её правильная оценка влияет на последующие этапы разработки и результат испытаний на соответствие международным стандартам. Её значимость ежегодно возрастает совместно с развитием технологий, что требует многостороннего анализа на стадии проектирования. У современных разработчиков присутствует широкий ряд инструментов, позволяющих произвести верный анализ, что сократит временные и материальные затраты на разработку устройства.

Проведя анализ существующих методов оценки электромагнитной совместимости, можно сделать вывод что у каждого метода есть свои достоинства и свои недостатки. В свою же очередь, инженеру-конструктору необходимо быстро проводить анализ на электромагнитную совместимость и одновременно сохранять сроки разработки изделия, чтобы предприятие-разработчик не несло убытки при доработке. В этом случае необходимо использовать современные программное обеспечение. Главным достоинством программных средств для оценки на электромагнитную совместимость является то что все исследования можно проводить без создания тестирующего устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чирков, О. Н. Эффективный метод моделирования систем беспроводной связи / О. Н. Чирков, М. А. Ромащенко, И. С. Бобылкин // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 8. – С. 110-115.
2. Ромащенко, М. А. Использование искусственных нейронных сетей для оценки воздействия электромагнитных помех / М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, С. Ю. Белецкая // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 8. – С. 21-27.
3. Ромащенко, М. А. Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи / М. А. Ромащенко, Р. Г. Коновалов, М. Е. Воробьев // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 1. – С. 62-68.
4. Пеленгование источников радиоизлучения с использованием магнитных виртуальных диполей / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, С. М. Федоров, В. А. Пендюрин // Студент-Наука : Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции, Воронеж, 05–06 декабря 2022 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2022. – С. 260-262.

5. Ромашенко, М. А. Потенциальные источники и рецепторы электромагнитных помех подвижного объекта связи / М. А. Ромашенко, М. Е. Воробьев // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем : сборник научных трудов. – Воронеж : Воронежский государственный технический университет, 2022. – С. 132-139.

REFERENCES

1. Chirkov, O. N. An effective method for modeling wireless communication systems / O. N. Chirkov, M. A. Romashchenko, I. S. Bobylkin // Radio engineering. - 2023. – Vol. 87, No. 8. – pp. 110-115.
2. Romashchenko, M. A. The use of artificial neural networks to assess the effects of electromagnetic interference / M. A. Romashchenko, D. V. Vasilchenko, S. Yu. Beletskaya // Radio engineering. - 2023. – Vol. 87, No. 8. – pp. 21-27.
3. Romashchenko, M. A. The main stages of the methodology for ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication facilities / M. A. Romashchenko, R. G. Konovalov, M. E. Vorobyov // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2023. – Vol. 19, No. 1. – pp. 62-68.
4. Bearing of radio emission sources using magnetic virtual dipoles / E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, S. M. Fedorov, V. A. Pendyurin // Student-Science : Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference, Voronezh, 05-06 December 2022. – Voronezh: Voronezh State Technical University, 2022. – pp. 260-262.
5. Romashchenko, M. A. Potential sources and receptors of electromagnetic interference of a mobile communication object / M. A. Romashchenko, M. E. Vorobyov // Problems of ensuring reliability and quality of devices, devices and systems : a collection of scientific papers. – Voronezh : Voronezh State Technical University, 2022. – pp. 132-139.

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА НА ВСТРЕЧНЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

А. В. Скрипаль¹, М. Л. Шихалов^{1,2}, Д. В. Пономарев¹, Д. В. Григорьев^{1,2}

¹Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского, Саратов, Россия

²АО «НПЦ «Алмаз-Фазotron», Саратов, Россия

Аннотация. Исследованы амплитудно-частотные характеристики брэгговской структуры, элементами которой являются шпильковые резонаторы. Расчёт выполнен с использованием метода конечных элементов в программе электродинамического моделирования ANSYS HFSS. Представлены результаты исследования влияния топологии фотонного кристалла на ширину разрешённых зон. Показано, что уменьшение расстояния между шпильковыми резонаторами приводит к сужению разрешённых и уширению запрещённых зон фотонного кристалла. Введение нарушения в виде изменения диэлектрической проницаемости подложки одного из шпильковых резонаторов приводит к возникновению дефектной моды в запрещённой зоне фотонного кристалла.

Ключевые слова: фотонный кристалл; шпильковый резонатор; микрополосок; дефектная мода.

AMPLITUDE-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF MICROSTRIPE PHOTONIC CRYSTAL ON OPPOSITE PIN RESONATORS

A. V. Skripal¹, M. L. Shikhalov^{1,2}, D. V. Ponomarev¹, D. V. Grigorev^{1,2}

¹Saratov State University, Saratov, Russia

²JSC "SPC "Almaz-Phazotron", Saratov, Russia

Abstract. The amplitude-frequency characteristics of a Bragg structure, the elements of which are pin resonators, have been studied. The calculation was performed using the finite element method in the ANSYS HFSS electrodynamic modeling software. The results of the study the influence of the photonic crystal topology on the width of the allowed bands are presented. It is shown that decreasing the distance between the pin resonators leads to a narrowing of the allowed band and broadening of the band gaps of the photonic crystal. The creation of a defect in the form of a change in the dielectric constant of the substrate of one of the pin resonators leads to the appearance of a defect mode in the band gap of the photonic crystal.

Keywords: photonic crystal; pin resonator; microstrip; defective mode.

1. ВВЕДЕНИЕ

На основе структур с брэгговской запрещенной зоной в СВЧ-диапазоне создаются различные типы СВЧ-устройств, среди которых - полосовые фильтры, направленные ответвители, перестраиваемые резонаторы, миниатюрные антенны, согласованные нагрузки [1–6]. Отличительной особенностью таких структур, называемых СВЧ фотонными кристаллами является высокая технологичность их производства, макроскопичность элементов, составляющих их конструкцию, возможность реализации фотонных кристаллов на основе упорядоченных массивов элементов различной формы и конфигурации. Для создания СВЧ фотонных кристаллов использовались

прямоугольные и коаксиальные волноводы, микрополосковые, копланарные, щелевые и волноводно-щелевые линии

2. МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА БЕЗ НАРУШЕНИЙ

Одними из важных условий успешного применения фотонных кристаллов при создании СВЧ-устройств является их компактность и минимальные массогабаритные характеристики. Таким условиям могут соответствовать СВЧ фотонные кристаллы, реализуемые на основе массива микрополосковых резонаторов. В качестве микрополосковых резонаторов могут быть использованы шпильковые микрополосковые резонаторы [7, 8].

В настоящей работе приведены результаты исследования микрополоскового фотонного кристалла, элементами которого являются шпильковые резонаторы. Топология микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах представлена на рис. 1.

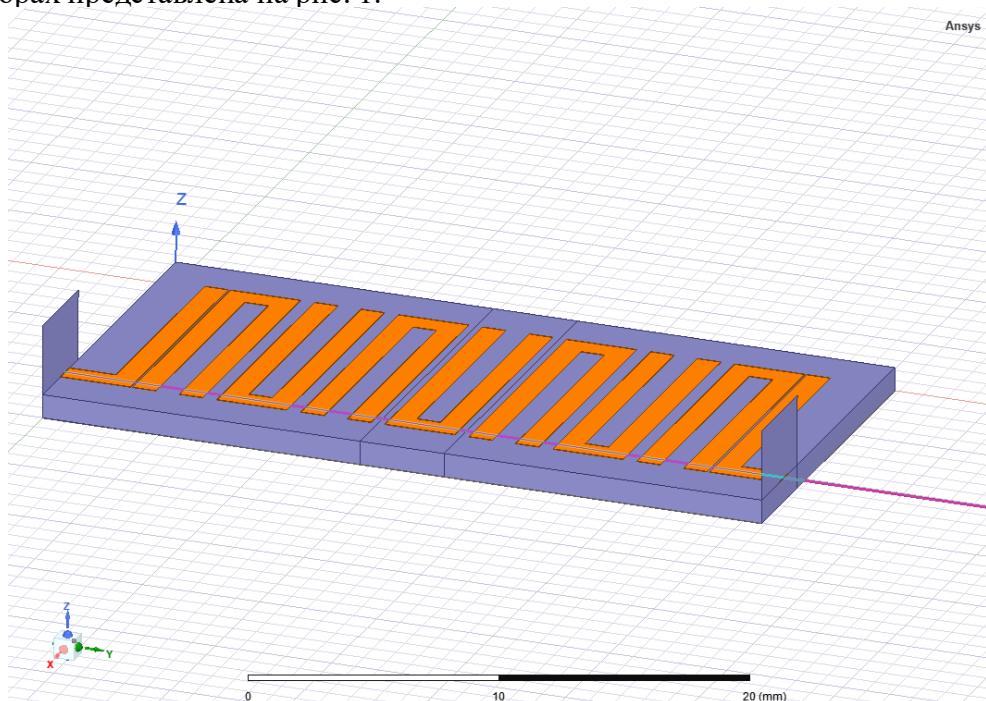


Рис. 1. Топология микрополоскового СВЧ фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах

Фотонный кристалл проектировался на основе керамической подложки (Al_2O_3) толщиной 1 мм с микрополоском, выполненным из золотого проводника шириной 1 мм, с числом резонаторов равным 7.

Создание фотонного кристалла в виде совокупности микрополосковых шпильковых резонаторов позволило реализовать амплитудно-частотную характеристику, обладающую в диапазоне частот 2.0 – 6.0 ГГц, двумя разрешенными зонами, разделёнными одной запрещенной зоной (см. рис.2).

С целью выяснения возможности управления АЧХ предложенного фотонного кристалла было исследовано влияние его топологии на ширину разрешенных и запрещённых зон. При этом, с целью минимизации габаритов такого фотонного кристалла было выбрано минимальное количество элементов (шпильковых резонаторов), обеспечивающих получения ярко выраженной зонной структуры в заданном частотном диапазоне.

Также была рассмотрена возможность достижения более глубокой запрещённой зоны при фиксированном числе элементов структуры с помощью изменения связи между отдельными резонаторами, образующими исследуемую структуру. Изменение уровня связи регулировалось варьированием расстояния между резонаторами.

На рис. 2 представлены результаты расчета АЧХ фотонного кристалла с различным расстоянием между шпильковыми резонаторами. Расстояние между шпильковыми резонаторами варьировалось в диапазоне от 0.4 мм до 1.5 мм.

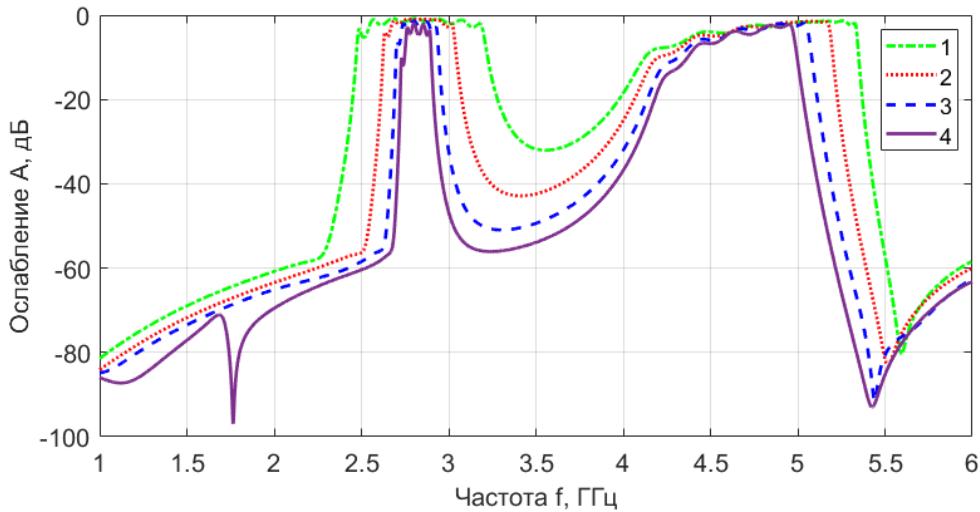


Рис. 2. АЧХ фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах. Расстояние между резонаторами, мм: 1–0.4, 2–0.8, 3–1.2, 4–1.5

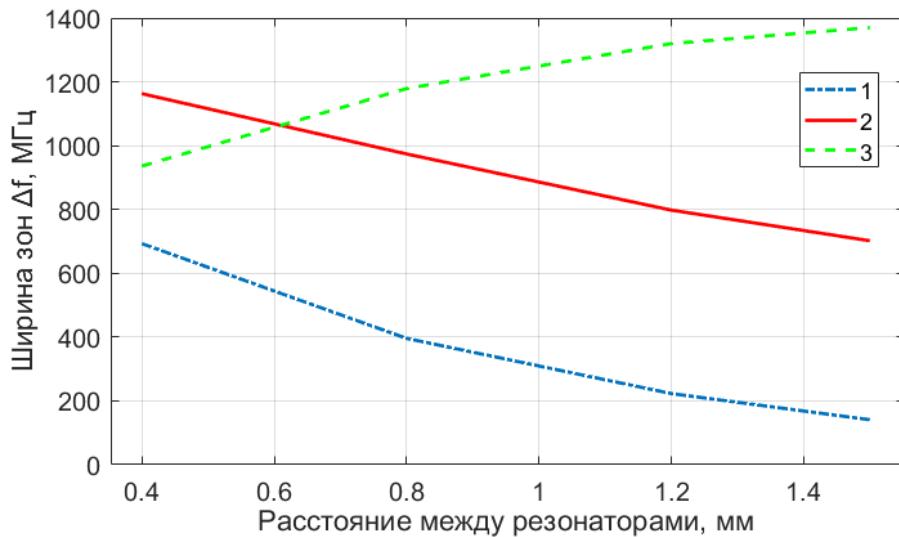


Рис. 3. Зависимости ширины низкочастотной (кривая 2), высокочастотной (кривая 1) разрешённых зон и запрещённой зоны (кривая 3) от расстояния между резонаторами

Как следует из результатов расчета, уменьшение расстояния между шпильковыми резонаторами приводит к уменьшению ширины разрешённых зон, увеличению ширины запрещённых зон с одновременным увеличением их глубины (см. рис. 3). При этом наиболее резко увеличивается крутизна АЧХ на краях низкочастотной разрешённой зоны.

С уменьшением расстояния между шпильковыми резонаторами от 1.5 мм до 0.4 мм ширина низкочастотной разрешённой зоны уменьшается от 700 МГц до 200 МГц, а высокочастотной от 1.0 ГГц до 700 МГц. При этом глубина запрещённой зоны увеличивается от -30 дБ до -55 дБ.

3. МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С НАРУШЕНИЕМ ПЕРИОДИЧНОСТИ

Реализация достаточно глубокой и широкой запрещённой зоны делает возможным реализацию ярко выраженной дефектной моды. Для реализации дефектной моды было создано нарушение периодичности фотонного кристалла в виде изменения диэлектрической проницаемости подложки одного из шпильковых резонаторов.

Структура микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах с изменённой диэлектрической проницаемостью центрального резонатора представлена на рис. 4.

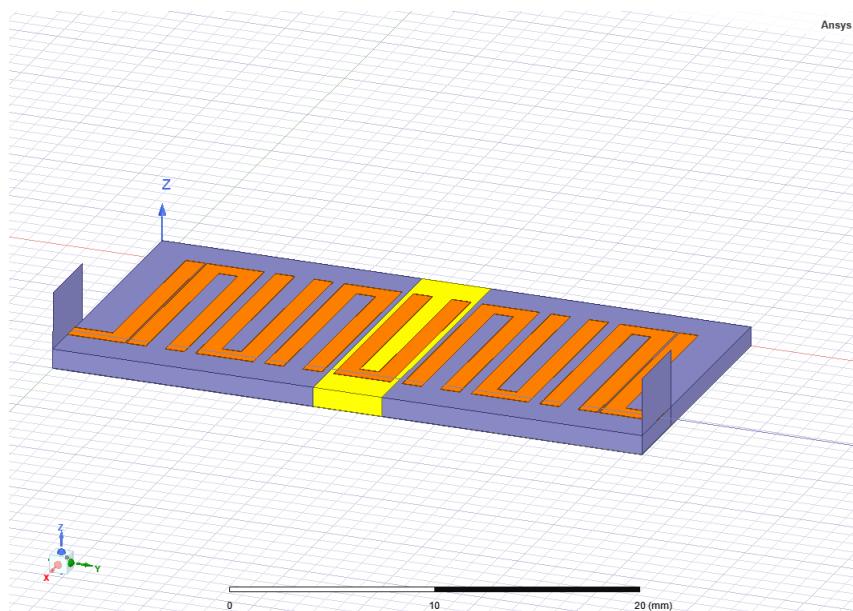


Рис. 4. Топология микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах с изменённой диэлектрической проницаемостью центрального резонатора

В качестве материала подложки центрального резонатора для создания дефектной моды предлагается использовать материал с диэлектрической проницаемостью как меньшей, так и большей диэлектрической проницаемости Al_2O_3 .

В работе [7] в качестве дефекта использовалась алмазная подложка с диэлектрической проницаемостью равной 16.8, но амплитуда дефектной моды составляла около -40 дБ и это затрудняет использовать эту структуру на практике, например, в качестве узкополосного фильтра пропускания.

В настоящей работе была исследована возможность использования подложки с диэлектрической проницаемости меньшей диэлектрической проницаемости Al_2O_3 . В качестве такого материала было использовано стекло ($\epsilon=5.5$).

Результаты расчёта АЧХ микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах со стеклянной подложкой центрального шпилькового резонатора представлены на рис. 5.

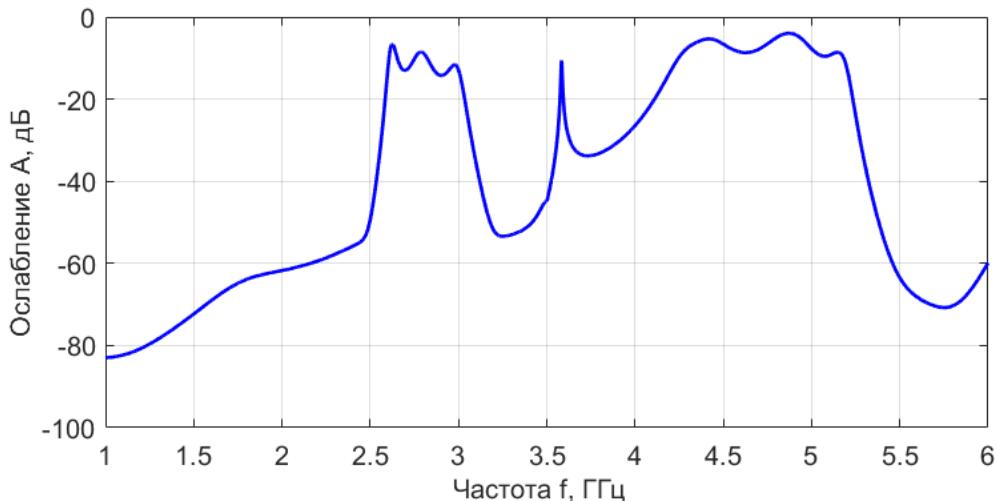


Рис. 5. АЧХ микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах с нарушением периодичности

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, использование периодической структуры в виде совокупности микрополосковых шпильковых резонаторов позволяет реализовать амплитудно-частотную характеристику, которая характеризуется наличием двух разрешенных и одной запрещенной зон в диапазоне частот 2.0 – 6.0 ГГц. Параметры зон управляются изменением расстояния между резонаторами. Использование в качестве материала подложки центрального резонатора для создания дефектной моды материала с низким значением диэлектрической проницаемости позволяет реализовать ярко выраженную дефектную моду, что позволяет использовать эту структуру на практике, например, в качестве узкополосного фильтра пропускания.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России (в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030») и АО «НПЦ «Алмаз-Фазotron».

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 Сарат. ун-та, 2020. - 236 с.
2. Усанов Д. А. Волноводные фильтры заграждения на основе сверхвысокочастотных фотонных кристаллов с характеристиками, управляемыми $n-i-p-i-n$ -диодами. / Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Мерданов М. К., Евтеев С. Г., Пономарев Д. В. // Радиотехника и электроника, 2019, Т. 64, № 4. - С. 375-386.
3. Усанов Д. А., СВЧ-умножители высокой кратности. / Усанов Д. А., Посадский В. Н., Скрипаль А. В., Тяжлов В. С., Григорьев Д. В. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника, 2014, № 4. - С. 48-50.
4. Беляев Б. А. Исследование частотно-селективных устройств, построенных на основе микрополоскового двумерного фотонного кристалла. / Беляев Б. А., Ходенков С. А., Шабанов В. Ф. // Доклады Академии наук, 2016, Т. 467, № 4. - С. 400-404.

5. Мухортов В. М. Электрически перестраиваемый фотонный кристалл на основе копланарного волновода с наноразмерной сегнетоэлектрической пленкой. / Мухортов В. М., Масычев С. И., Маматов А. А., Мухортов Вас. М. // Письма в ЖТФ, 2013, Т. 39, №. 20. - С. 70-76.
6. Никитин Ал. А. Сверхвысокочастотный фотонный кристалл на щелевой линии передачи с сегнетоэлектрической пленкой / Никитин Ал. А., Никитин Ан. А., Устинов А. Б., Lahderanta E., Kalinikos B. A. // Журнал технической физики, 2016, Т. 86, №. 6. - С.115-120
7. Скрипаль А. В. СВЧ-фильтр на основе микрополоскового фотонного кристалла на встречных шпильковых резонаторах / Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Григорьев Д. В. // В сборнике: Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- иnanoструктурами, метаматериалами и биообъектами. Сборник статей десятой Всероссийской научной школы-семинара. Под редакцией Ал.В. Скрипаля. Саратов, 2023. - С. 251-255.
8. Беляев Б. А. Широкополосная микрополосковая антенна с полосно-пропускающим фильтром на шпильковых резонаторах / Беляев Б. А., Волошин А. С., Морозов Н. В., Галеев Р. Г. // Письма в ЖТФ, 2015, Т. 41, № 5. - С. 65-73.

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. Saratov: Sarat. Univ. Publishing house, 2020. - 236 p.
2. Usanov D. A. Waveguide rejection filters based on ultra-high-frequency photonic crystals with characteristics controlled by $n-i-p-i-n$ -diodes. / Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal A. V., Merdanov M. K., Evteev S. G., Ponomarev D. V. // Radio engineering and electronics, 2019, Vol. 64, No. 4. - Pp. 375-386.
3. Usanov D. A., High-multiplier microwave multipliers. / Usanov D. A., Posadsky V. N., Skripal A. V., Tyazhlov V. S., Grigoriev D. V. // Izv.vuzov in Russia. Radioelectronics, 2014, No. 4. - Pp. 48-50.
4. Belyaev B. A. Study of frequency-selective devices built on the basis of a microstrip two-dimensional photonic crystal. / Belyaev B. A., Khodenkov S. A., Shabanov V. F. // Reports of the Academy of Sciences, 2016, Vol. 467, No. 4. - Pp. 400-404.
5. Mukhortov V. M. Electrically tunable photonic crystal based on a coplanar waveguide with a nanosized ferroelectric film. / Mukhortov V. M., Masychev S. I., Mamatov A. A., Mukhortov Vas. M. // Technical Physics Letters, 2013, Vol. 39, No. 20. - Pp. 70-76.
6. Nikitin Al. A. Microwave photonic crystal on a slot transmission line with ferroelectric film / Nikitin Al. A., Nikitin An. A., Ustinov A. B., Lahderanta E., Kalinikos B. A. // Journal of Technical Physics, 2016, Vol. 86, No. 6. - Pp.115-120.
7. Skripal A.V. Microwave filter based on a microstrip photonic crystal on counter-propagating hairpin resonators / Skripal A.V., Ponomarev D.V., Grigoriev D.V. // In the collection: Interaction of microwave, terahertz and optical radiation with semiconductor micro- and nanostructures, metamaterials and biological objects. Collection of articles of the tenth All-Russian scientific school-seminar. Edited by A.V. Skripal., Saratov, 2023. - Pp. 251-255.
8. Belyaev B. A. Wideband microstrip antenna with a bandpass filter on hairpin resonators / Belyaev B. A., Voloshin A. S., Morozov N. V., Galeev R. G. // Technical Physics Letters, 2015, Vol. 41, No. 5. - Pp. 65-73.

ВЛИЯНИЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ РЯДУ НОМИНАЛОВ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

А. В. Гречишкін¹, Л. Э. Черноиванов¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрены модели безотражательных (reflectionless) фильтров с расчетными значениями параметров элементов и элементами, значения индуктивностей L и емкостей C которых поэлементно приведены к стандартному ряду номиналов. Рассмотрено влияние на амплитудно-частотные характеристики (АЧХ, S_{21}) и коэффициенты отражения (S_{11} , S_{22}) безотражательных фильтров поэлементного приведения к стандартному ряду номиналов L и C , добротности и технологического разброса параметров катушек индуктивностей и конденсаторов. Представлены результаты макетирования с использованием катушек индуктивности и конденсаторов для поверхностного монтажа. Проведено сравнение характеристик моделей с характеристиками, полученными на макетах.

Ключевые слова: безотражательный фильтр, БОФ, АЧХ, коэффициент отражение, поэлементное приведение

THE INFLUENCE OF ELEMENT-BY-ELEMENT REDUCTION OF INDUCTANCE AND CAPACITANCE VALUES TO A STANDARD RANGE OF RATINGS ON THE CHARACTERISTICS OF REFLECTIONLESS FILTERS

A.V. Grechishkin¹, L.E. Chernoivanov¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Models of reflectionless filters with calculated values of element parameters and elements, values of inductances L and capacitances C are considered, which are element-by-element brought to a standard range of ratings. The influence on the amplitude-frequency characteristics (S_{21}) and reflection coefficients (S_{11} , S_{22}) of non-reflective filters of element-by-element reduction to a standard range of ratings L and C , quality factor and technological dispersion of the parameters of inductors and capacitors is considered. The results of prototyping using inductors and capacitors for surface mounting are presented. The characteristics of the models were compared with the characteristics obtained on the prototypes.

Keywords: reflectionless filter, RLF, frequency response, reflection coefficient, element-by-element reduction

1. ВВЕДЕНИЕ

Появившиеся относительно недавно безотражательные фильтры (БОФ) обладают рядом преимуществ, которые делают исследования и разработки в этой области актуальными. К таким преимуществам относятся [1]:

- низкий коэффициент отражения в том числе за полосой пропускания фильтра, позволяющий интегрировать БОФ с компонентами, способными генерировать паразитные гармонические спектральные составляющие за счет отраженного сигнала, например, смесителями;

- возможность каскадирования БОФ без значительного ухудшения неравномерности АЧХ в полосе пропускания;
- возможность каскадирования фильтров верхних (ФВЧ) и нижних частот (ФНЧ) для создания широкополосных фильтров с низкой неравномерностью АЧХ в полосе;
- возможность интеграции БОФ с широкополосными усилителями с высоким коэффициентом усиления.

Одним из главных недостатков БОФ является высокая чувствительность коэффициентов отражения к отклонению значений параметров элементов от расчетных, особенно в окрестностях частоты среза [1]. Данный недостаток будет проявляться при проектировании безотражательных фильтров на, например, катушках индуктивности и конденсаторах для поверхностного монтажа. У таких элементов основные параметры представлены стандартным (например, E12, E24 или иным, определенным производителем) рядом номиналов с заданным технологическим разбросом. При этом расчетные значения элементов безотражательных фильтров необходимо привести («округлить») к соответствующим номинальным значениям стандартного ряда. Описание влияния такого приведения в известных источниках не встречается. В данной работе рассматривается поэлементное, то есть независимое друг от друга, приведение каждого значения параметров элементов L и C безотражательного фильтра.

Целью данной работы является определение влияния поэлементного приведения значений номиналов индуктивностей и емкостей элементов БОФ к стандартному ряду, а также влияние добротности элементов на характеристики (АЧХ и коэффициенты отражения) безотражательных фильтров. Для этого необходимо:

1. Выбрать основные параметры БОФ и рассчитать значения индуктивностей и емкостей, согласно методике из [1]. Провести моделирование АЧХ и коэффициентов отражения;
2. Поэлементно привести к стандартному ряду значения индуктивностей и емкостей исследуемых БОФ. Провести моделирование и сравнить результаты с характеристиками БОФ с расчетными значениями индуктивностей и емкостей;
3. Провести моделирование БОФ с приведенными значениями L и C с реальными добротностями, сравнить результаты с характеристиками БОФ с элементами, добротность которых близка к идеальной;
4. Изготовить макеты БОФ, измерить их АЧХ и коэффициенты отражения;
5. Провести моделирование по методу Монте-Карло для учета технологического разброса элементов стандартных номинальных рядов с реальной добротностью. Сравнить с характеристиками изготовленных макетов и моделей БОФ с приведенными элементами с реальной добротностью;
6. Сравнить характеристики моделей и макетов БОФ.

2. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Согласно методике, изложенной в [1], проектирование безотражательных фильтров нижних или верхних частот начинается с выбора порядка N , частоты среза f_c и коэффициента ϵ . В нашем случае для фильтра нижних частот были выбраны: $N = 5$, $f_c = 94$ МГц, $\epsilon = 0.2164$ (минимально возможный для данного порядка [1]); для фильтра верхних частот: $N = 5$, $f_c = 168$ МГц, $\epsilon = 0.2164$. На рис. 1 представлены функциональные схемы ФНЧ (слева) и ФВЧ (справа).

Расчетные значения индуктивностей и емкостей для фильтров представлены в табл. 1 и 2. $R_1 = R_2 = 50$ Ом.

На рисунке 2 представлены АЧХ и коэффициенты отражения модели ФНЧ 5-го порядка с идеализированными элементами, на рисунке 3 для ФВЧ соответственно.

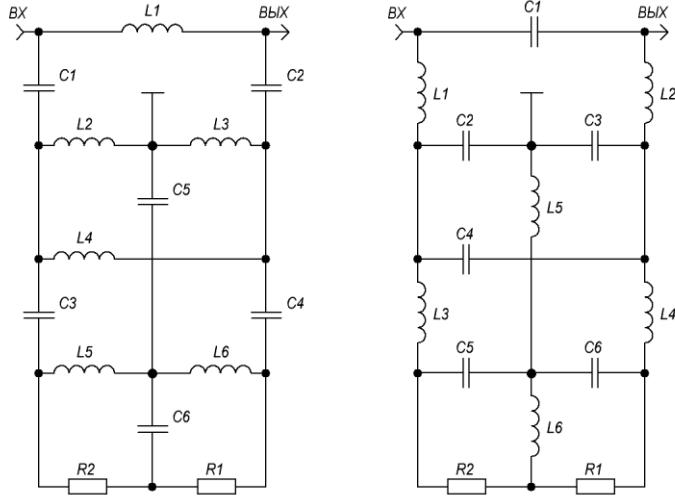


Рис. 1. Функциональные схемы безотражательных ФНЧ (справа) и ФВЧ (слева)

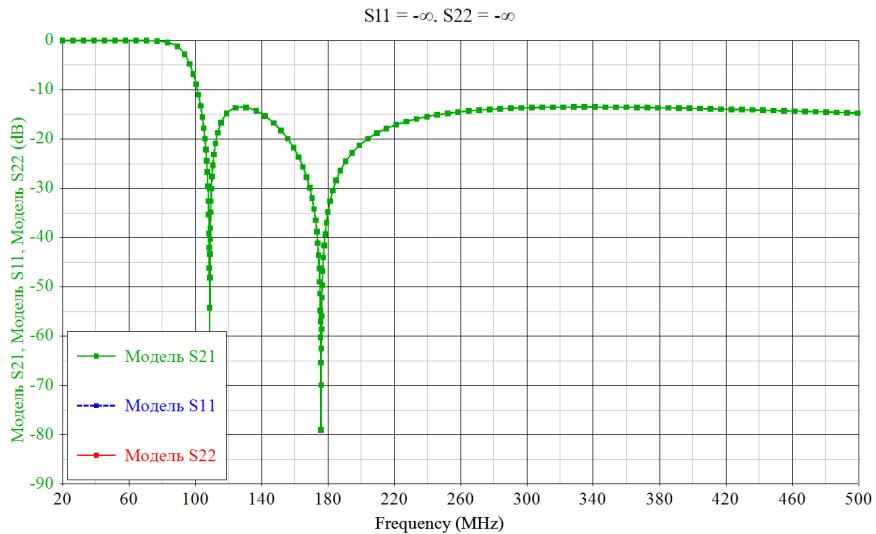


Рис. 2. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФНЧ $f_c = 94$ МГц с идеализированными элементами

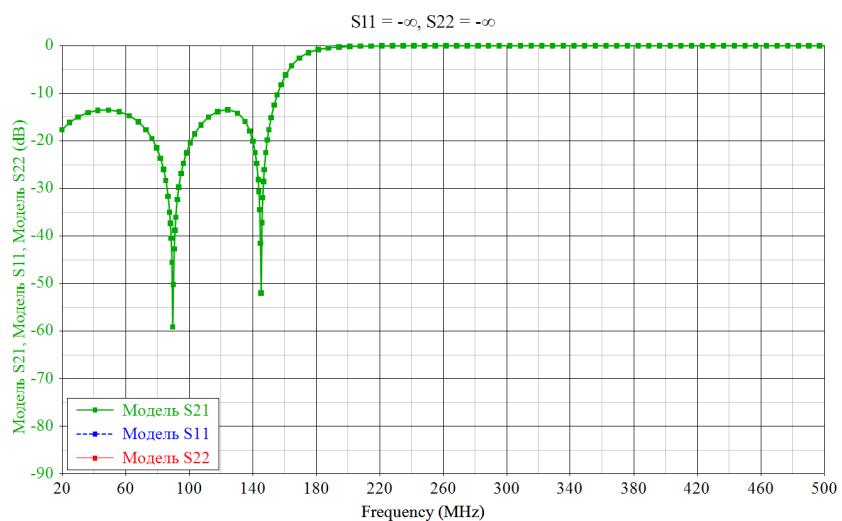


Рис. 3. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФВЧ $f_c = 168$ МГц с идеализированными элементами

3. ВЛИЯНИЕ ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ НОМИНАЛЬНОМУ РЯДУ

Приведем рассчитанные значения емкостей конденсаторов к стандартному ряду E12, значения индуктивностей к номинальным значениям серии 0603CS и 0805CS *Circuit Craft* [2]. Приведение производилось по критерию наименьшего относительного отклонения. Приведенные к стандартному ряду значения индуктивностей и емкостей представлены в табл. 1 и 2. $R_1 = R_2 = 49.9$ Ом.

Таблица 1. Перечень элементов ФНЧ

Элементы	Расчетные значения	Приведенные значения	Относительное отклонение, %
L_1	115.120 нГн	120 нГн	-4.24
L_2, L_3, L_5, L_6	57.558 нГн	56 нГн	2.71
L_4	186.271 нГн	180 нГн	3.37
C_1, C_2, C_4, C_5	23.023 пФ	22 пФ	4.44
C_3	74.508 пФ	68 пФ	8.73
C_6	46.048 пФ	47 пФ	-2.07

Таблица 2. Перечень элементов ФВЧ

Элементы	Расчетные значения	Приведенные значения	Относительное отклонение, %
C_1	13.933 пФ	15 пФ	-7.66
C_2, C_3, C_5, C_6	27.867 пФ	27 пФ	3.11
C_4	8.611 пФ	8.2 пФ	4.78
L_1, L_2, L_4, L_5	69.668 нГн	68 нГн	2.39
L_3	21.528 нГн	22 нГн	-2.19
L_6	34.833 нГн	36 нГн	-3.35

На рисунке 4 представлены АЧХ и коэффициенты отражения после поэлементного приведения для ФНЧ, на рисунке 5 для ФВЧ.

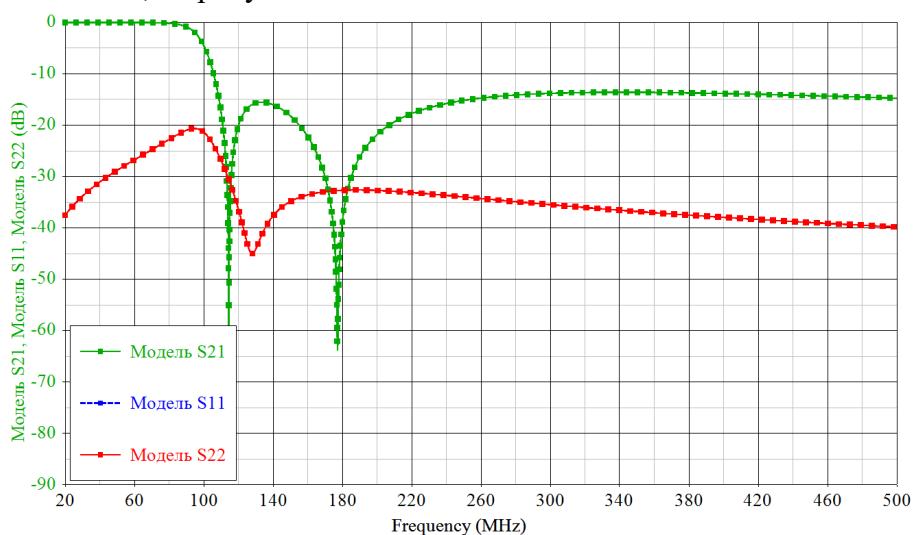


Рис. 4. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФНЧ $f_c = 94$ МГц с элементами стандартного номинального ряда, $S_{11} = S_{22}$

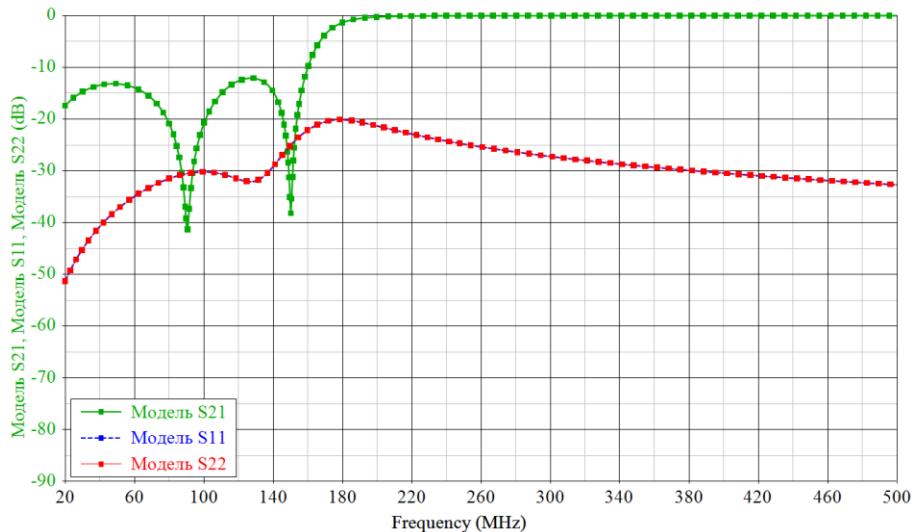


Рис. 5. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФВЧ $f_c = 168$ МГц с элементами стандартного номинального ряда, $S_{11} = S_{22}$

Как видно по рисункам 4 и 5 при приведении к стандартному ряду номиналов коэффициенты отражения перестали быть бесконечно малыми.

4. ВЛИЯНИЕ ДОБРОТНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ

При моделировании, результаты которого приведены на рисунках 2-5, добротность катушек индуктивности и конденсаторов равнялась $Q_L = 40000$ и $Q_C = 40000$. Установим добротность конденсаторов равной $Q_C = 400$, а добротность катушек индуктивности $Q_L = 35$ для 94 МГц и $Q_L = 40$ для 168 МГц. Значения емкостей и индуктивностей возвращены к расчетным. На рисунках 6 и 7 представлены АЧХ и коэффициенты отражения ФНЧ и ФВЧ после изменения добротности элементов.

Как видно, при приведении к стандартному номинальному ряду максимумы коэффициентов отражения равны -20 дБ, в то время как при изменении добротности -38.3 дБ.

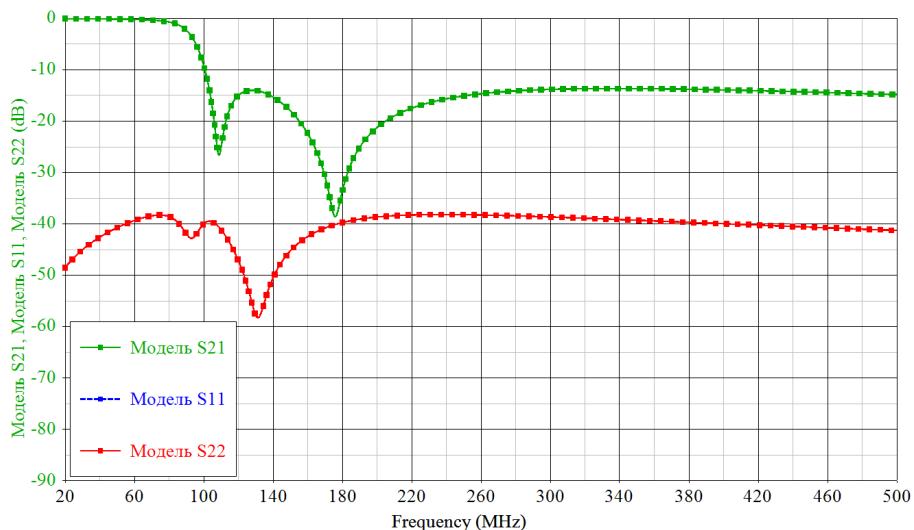


Рис. 6. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФНЧ $f_c = 94$ МГц, с учетом реальной добротности элементов, $S_{11} = S_{22}$

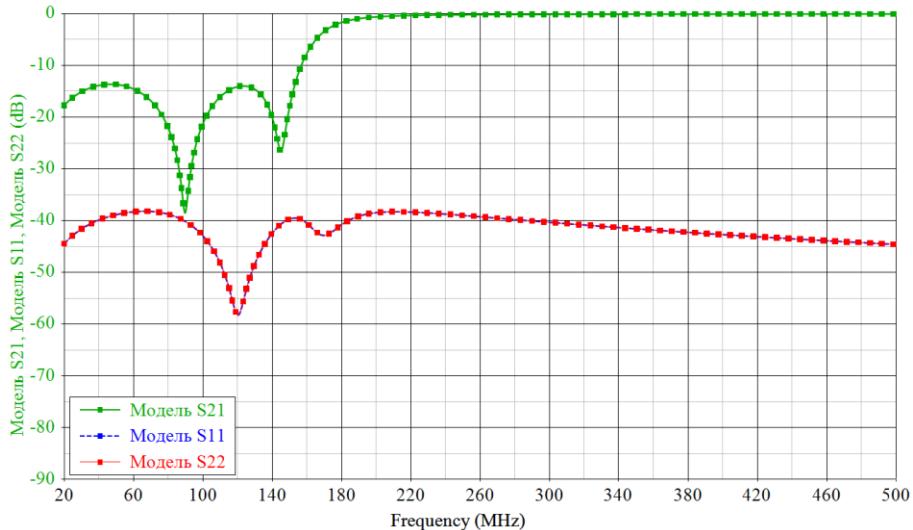


Рис. 7. АЧХ и коэффициенты отражения безотражательного ФВЧ $f_c = 94$ МГц, с учетом реальной добротности элементов, $S_{11} = S_{22}$

5. ФИЗИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Для проверки результатов моделирования были собраны макеты безотражательного ФНЧ и ФВЧ на катушках индуктивности и конденсаторах для поверхностного монтажа, а также измерены их характеристики на ВАЦ *Obzor 304/1* [5] с предварительной полной двухпортовой калибровкой калибровочными мерами *R&S ZV-Z135* [6]. Для иллюстрации на рисунке 8 приведен макет безотражательного ФНЧ с 3 портами.

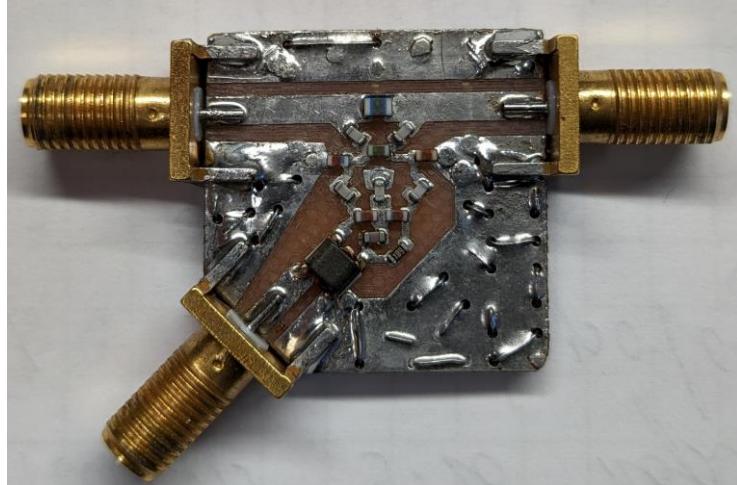


Рис. 8. Внешний вид макета безотражательного ФНЧ 5-го порядка

6. ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РАЗБРОСА

При приведении к стандартному ряду также стоит учитывать наличие допустимого отклонения от номинала (технологического разброса), в нашем случае: 2% для катушек индуктивности, 5% для конденсаторов [3] и 1% для резисторов [4].

На рисунках 9 и 10 приведены результаты моделирования при учете технологического разброса и реальной добротности элементов с помощью метода Монте-Карло (число итераций алгоритма 100, плотность распределения вероятности равномерная).

В результате проведенного моделирования получено представление о возможных максимумах коэффициентов отражения, возникающих из-за технологического разброса. Важно отметить, что максимумы сосредоточены в окрестности частоты среза.

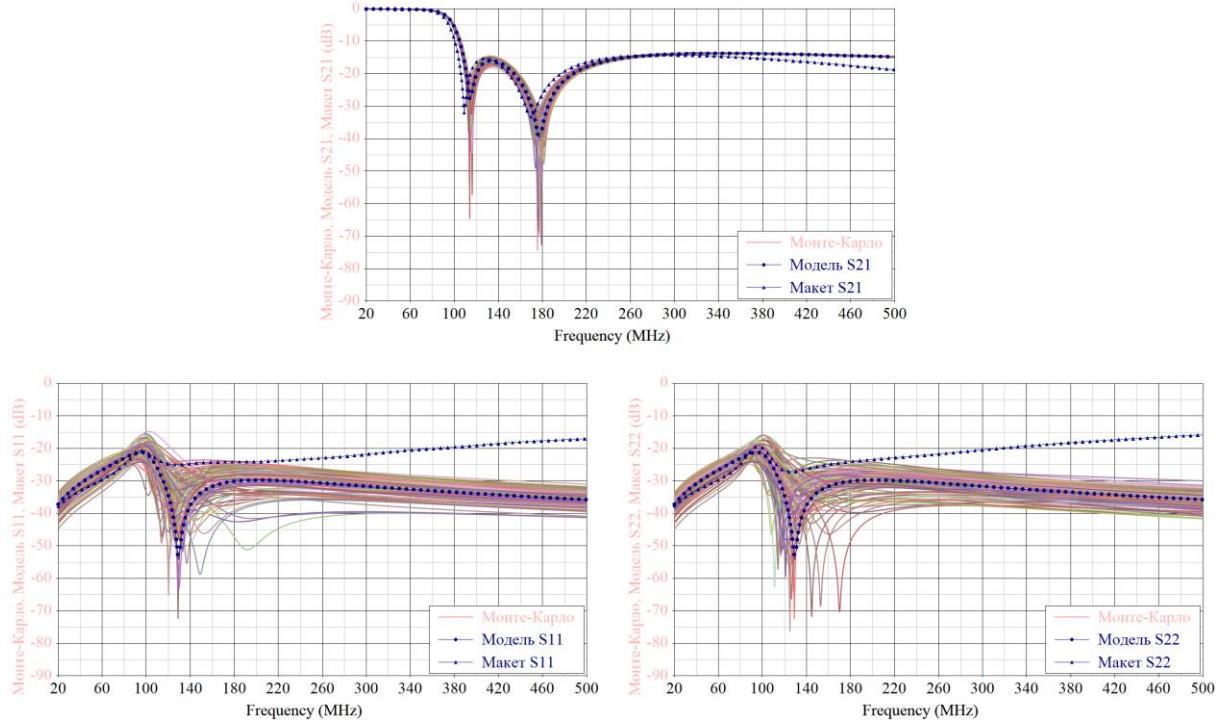


Рис. 9. Результаты моделирования учета технологического разброса для ФНЧ

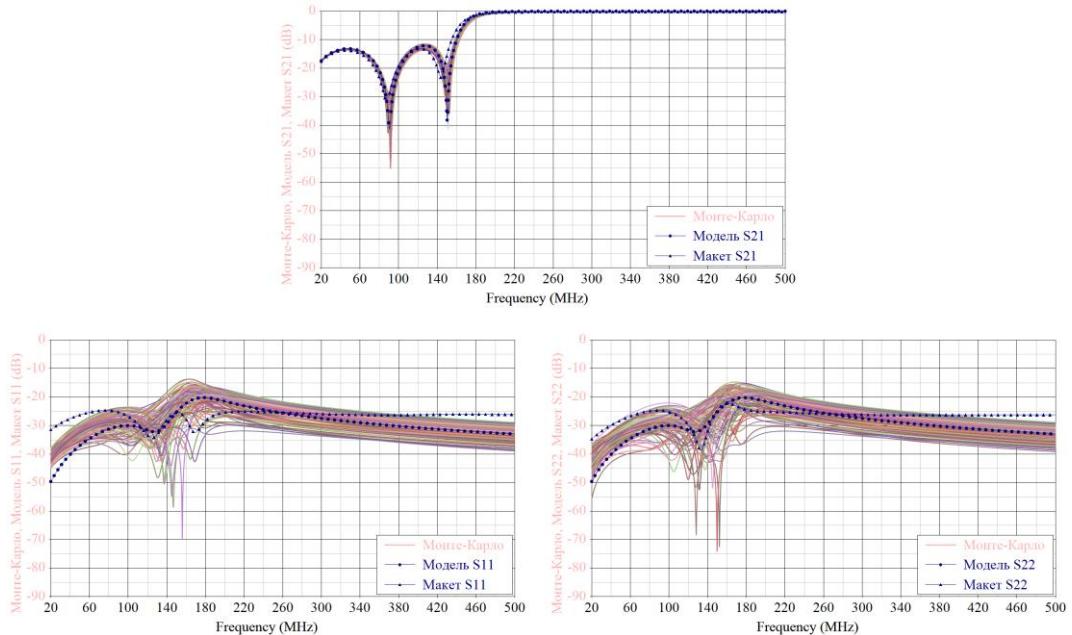


Рис. 10. Результаты моделирования учета технологического разброса для ФВЧ

7. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ МАКЕТОВ

На рисунках 11 и 12 приведены измеренные характеристики макетов и моделей с приведенными к номинальному ряду значениями L и C и добротностью, близкой к реальной. В табл. 3 приведено численное сравнение характеристик.

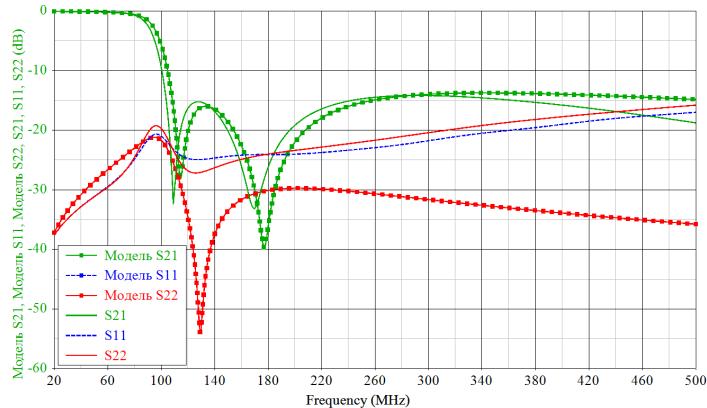
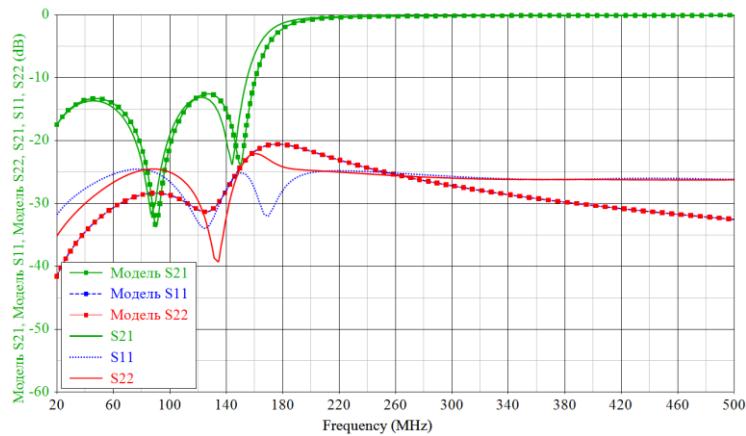
Рис. 11. Сравнение характеристик макета и модели ФНЧ 5-го $f_c = 94$ МГцРис. 12. Сравнение характеристик макета и модели ФВЧ 5-го $f_c = 168$ МГц

Таблица 3. Сравнение характеристик моделей и макетов

Хар-ка	Тип моделирования								Макет	
	Идеальные элементы		Приведенные элементы		С учетом добротности		Монте-Карло			
	ФНЧ	ФВЧ	ФНЧ	ФВЧ	ФНЧ	ФВЧ	ФНЧ	ФВЧ	ФНЧ	ФВЧ
S_{11max} , dB	$-\infty$	$-\infty$	-20.64	-20	-38.2	-38.3	-	-	-15.8	-
S_{22max} , dB	$-\infty$	$-\infty$	-20.64	-20	-38.2	-38.3	-	-14.7	-	-
f_c , МГц	94	168	97.49	171.8	92.01	170.9	93.84 96.53	172.8 178.1	91.73	168.5
$K_{\text{мпз}}$, dB	-13.5	-13.5	-13.6	-12.08	-	13.64	13.61	13.47	11.53	14.17
										13.09

Где, $K_{\text{мпз}}$ – максимум АЧХ в полосе задержания, дБ.

Характеристики макетов не достигают максимумов коэффициентов отражения, установленных при моделировании влияния технологического разброса методом Монте-Карло. Также можно сделать вывод о том, что модель с достаточной для инженерной практики точностью приближена к реальности. Однако стоит заметить, что модели не учитывают паразитные явления, выраженные в росте коэффициентов отражения у ФНЧ с увеличением частоты.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках работы было определено влияние поэлементного приведения к стандартному номинальному ряду индуктивностей и емкостей на характеристики безотражатель-

тельных фильтров. Для чего было выполнено моделирование БОФ с идеальными расчетными, приведенными к стандартному ряду и элементами, добротность которых близка к реальной; было выполнено макетирование безотражательного ФНЧ и ФВЧ, а также проведено сравнение характеристик моделей и макетов. Из сравнения в табл. 3 видно, что ключевое влияние на характеристики фильтра (S_{11} и S_{22}) оказывает именно приведение к стандартному ряду, т.е. отклонение значений индуктивностей и емкостей от расчетных и технологический разброс.

Важно отметить, что моделирование с учетом добротности элементов, использованных при изготовлении макетов дает представление о минимально возможном значении коэффициентов отражения фильтра, к которым должны стремится характеристики проектируемых фильтров;

Для улучшения отражательных свойств при проектировании на элементах для поверхностного монтажа стоит рассмотреть:

- иные способы поэлементного приведения, например, с учетом концепции «дuality» (duality) элементов БОФ [1];
- использование стандартных номинальных рядов с более частным шагом (E96, E192);
- применение последовательного и параллельного соединение элементов для уменьшения относительного отклонения от расчетных значений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mattew A. Morgan. Reflectionless Filters. – Boston | London: Artech House Publisher, 2017 – 280 p.
2. Ceramic Core Chip Inductors. <https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-cip-inductors/#/>
3. GRM Series. <https://www.murata.com/en-global/products/capacitor/ceramiccapacitor/overview/lineup/smd/grm>
4. Thick Film Resistors General Purpose. https://www.yageo.com/en/Product/Index/rchip/thick_film_general_purpose
5. Измеритель ИККПО Обзор-304/1. https://planarchel.ru/catalog/analyzatory_tsepey_vectornye/vec-tornye_analyzatory_tsepey_serii_obzor/izmeriteli-ikkpo-obzor-304-1/
6. Reference manual. R&S ZV-Z135 Calibration Kit Specification. Rohde&Shwarz. 2018.

REFERENCES

1. Mattew A. Morgan. Reflectionless Filters. – Boston | London: Artech House Publisher, 2017 – 280 p.
2. Ceramic Core Chip Inductors. <https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-cip-inductors/#/>
3. GRM Series. <https://www.murata.com/en-global/products/capacitor/ceramiccapacitor/overview/lineup/smd/grm>
4. Thick Film Resistors General Purpose. https://www.yageo.com/en/Product/Index/rchip/thick_film_general_purpose
5. Integrated transmission and reflection coefficient meter Obzor 304/1. https://planarchel.ru/catalog/analyzatory_tsepey_vectornye/vec-tornye_analyzatory_tsepey_serii_obzor/izmeriteli-ikkpo-obzor-304-1/
6. Reference manual. R&S ZV-Z135 Calibration Kit Specification. Rohde&Shwarz. 2018.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УЗКОПОЛОСНОСТИ

В. Д. Захарченко

Волгоградский государственный университет (ВолГУ), Волгоград, Россия

Аннотация. Производится оценка потенциальной точности алгоритма классификации радиосигналов по типу модуляции. Приведена структура алгоритма, основанного на критерии узкополосности. Показано, что помехоустойчивость алгоритма позволяет осуществлять уверенное разделение амплитудной и фазовой модуляции при превышении шума над сигналом до 10 дБ.

Ключевые слова: узкополосный сигнал; потенциальная помехоустойчивость; идентификация вида модуляции; численное моделирование.

IDENTIFICATION OF THE TYPE OF MODULATION OF RADIO SIGNALS USING THE INTEGRAL NARROWBAND CRITERION

V. D. Zaharchenko

Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russia

Abstract. The potential accuracy of an algorithm for classifying radio signals by modulation type is assessed. The structure of the algorithm based on the narrowband criterion is presented. It is shown that the noise immunity of the algorithm allows for reliable separation of amplitude and phase modulation when the noise exceeds the signal by up to 10 dB.

Keywords: narrowband signal; potential noise immunity; identification of the type of modulation; numerical modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиотехнические сигналы, используемые для передачи информации через пространство, обычно моделируются финитными функциями времени $x(t)$, спектральная плотность (спектр) которых $S(\omega) = F\{x(t)\}$ концентрируется в небольшой окрестности несущей частоты ω_0 . Это обусловлено неравномерностью частотных характеристик излучения антенных систем и отражательной способностью целей в радиолокации.

2. КРИТЕРИЙ УЗКОПОЛОСНОСТИ РАДИОСИГНАЛОВ

Сигналы, спектр которых удовлетворяет условию $\Delta\omega \ll \omega_0$, где ω_0 - несущая частота, а $\Delta\omega$ - ширина спектра, называют «узкополосными». В теоретической радиотехнике широко используется математическая модель таких сигналов:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Theta(t)], \quad (1)$$

где $A(t)$ и $\Theta(t)$ - медленные в сравнении с $\omega_0 t$ функции времени (огибающая и фаза колебания). Ширина спектра сигнала (1) определяется по методу моментов [1]:

$$\Delta\omega^2 = \frac{\int_0^\infty (\omega - \omega_0)^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^\infty |S(\omega)|^2 d\omega} = \frac{\|\omega S_A(\omega)\|^2}{\|S_A(\omega)\|^2}. \quad (2)$$

Используя равенство Парсеваля [1] и условие $\Delta\omega \ll \omega_0$, получим неравенство [4]:

$$\left\| \frac{dA}{dt} \right\| + \left\| A \frac{d\Theta}{dt} \right\| \ll \omega_0 \|A\|, \quad (3)$$

при выполнении которого сигнал (1) будет узкополосен. Это неравенство можно считать интегральным критерием узкополосности [4], который накладывает условия на радиосигнал (1): $\|dA/dt\| \ll \omega_0 \|A\|$ - медленность (в среднем) изменения огибающей и $\|A d\Theta/dt\| \ll \omega_0 \|A\|$ - малая скорость изменения фазы при больших значениях огибающей.

При приеме и демодуляции радиосигналов предварительная оценка типа модуляции может быть произведена во временной области на основе интегрального критерия узкополосности (3). Этот критерий удобно использовать для идентификации вида модуляции - амплитудной (АМ) или угловой (ФМ, ЧМ) по вкладу в левую часть неравенства, для чего необходимо вычислить и сравнить соответствующие нормы. Если основной вклад в расширение спектра осуществляется норма производной огибающей

$$\left\| \frac{dA}{dt} \right\| \gg \left\| A \frac{d\Theta}{dt} \right\|, \quad (4)$$

сигнал (1) следует считать амплитудно-модулированным. Если же расширение спектра в основном обязано второй норме

$$\left\| \frac{dA}{dt} \right\| \ll \left\| A \frac{d\Theta}{dt} \right\|, \quad (5)$$

то мы имеем дело с угловой модуляцией сигнала. Конкретный ее вид (ЧМ или ФМ) можно установить только на основании априорной информации о типе модулятора на передающей стороне. Соответствующие нормы в соотношениях (2)-(5) должны быть вычислены во временной области по модели сигнала (1) на основе определений огибающей и фазы с использованием преобразований Гильберта [3].

2. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ВИДА МОДУЛЯЦИИ

Структура алгоритма оценки вида модуляции приведена на рисунке 1 и содержит два квадратурных канала и блоки обработки сигнала.

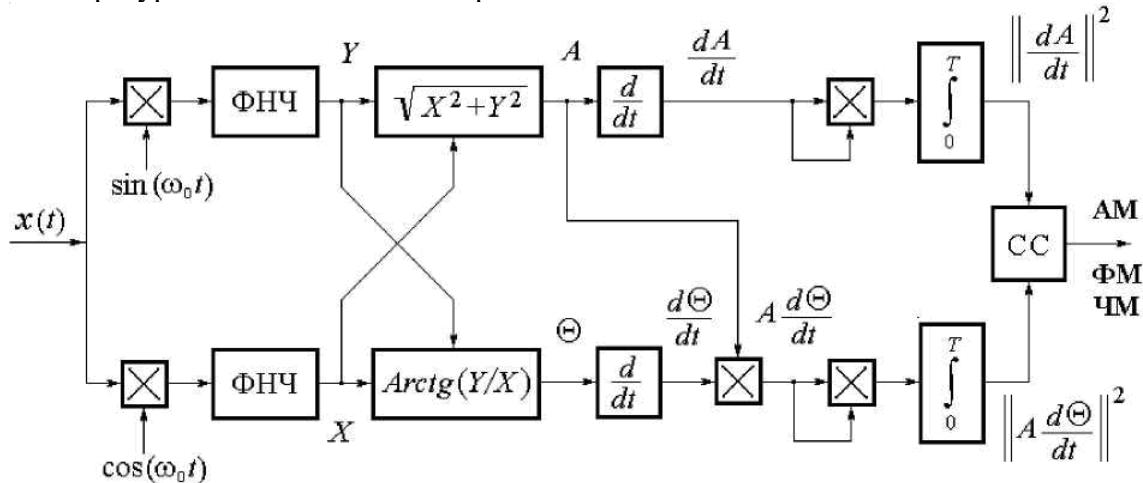


Рис. 1. Структура алгоритма определения вида модуляции с использованием интегрального критерия узкополосности.

Перемножитель и фильтр низких частот (ФНЧ) в структуре представляют собой коррелятор разностной частоты [2], формирующий квадратурные компоненты X и Y для вычисления огибающей $A(t)$ и фазы $\Theta(t)$ узкополосного сигнала. Схема сравнения (СС) осуществляет компарирование норм $\|dA/dt\|$ и $\|A d\Theta/dt\|$.

Методом численного моделирования в работе проведена оценка потенциальной помехоустойчивости алгоритма распознавания вида модуляции узкополосных радиосигналов путем расчета точности его работы на фоне аддитивных помех.

Для оценки помехоустойчивости использовались временные последовательности сигналов с тональной амплитудной $x_1[k]$ и фазовой $x_2[k]$ модуляцией вида

$$\begin{aligned} x_1[k] &= A_0 [1 + m \sin(\Omega k \Delta t)] \cos(\omega_0 k \Delta t); \\ x_2[k] &= A_0 \cos[\omega_0 k \Delta t + m \sin(\Omega k \Delta t)], \end{aligned} \quad (6)$$

где $A_0 = 1,0$; $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 64,0$; $\Omega = 2\pi F$; $F = 1,0$; $\Delta t = 0,001$; $m = 0,5$; $k = 1, \dots, 1024$.

К каждой последовательности были добавлены отсчеты белого гауссова шума $n(t)$ с распределением $W(n) = N(0, \sigma_n^2)$. Затем во временной области вычислялись нормы $\|dA/dt\|$ и $\|A d\Theta/dt\|$ по моделям сигналов (6) и производилось их сравнение. Методом статистического моделирования определялась вероятность правильных решений при различном уровне аддитивного шума σ_n . Результаты моделирования получены усреднением по 200 значениям и представлены на рисунке 2, где приведены вероятности правильных оценок P_1 (для АМ-сигнала) и P_2 (для ФМ-сигнала).

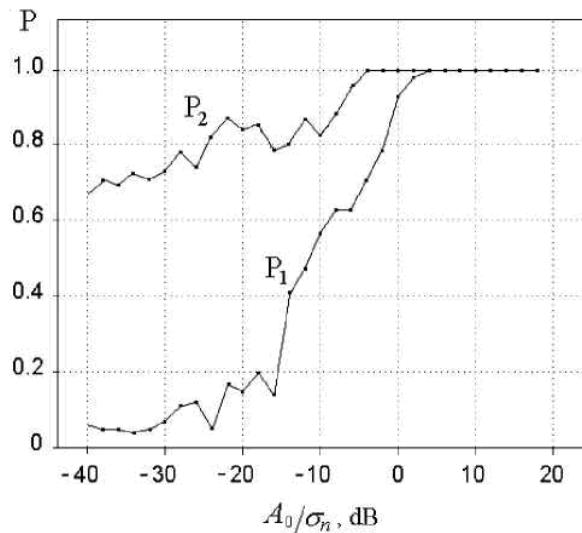


Рис. 2. Зависимость вероятностей правильного определения вида модуляции P_1 (АМ) и P_2 (ФМ) в сигналах (6) от отношения сигнал/шум.

Следует отметить, что энергетические спектры последовательностей (6) достаточно близки, однако чувствительность идентификации к аддитивному шуму у них различна. Как следует из рисунка 2, предлагаемый алгоритм с большей вероятностью определяет сигналы с фазовой модуляцией, в то время как для правильной

идентификации амплитудной модуляции (при $P_1 > 0,8$) требуется отношение сигнала к шуму на 10 дБ выше, чем для фазовой.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методом статистического моделирования произведена оценка потенциальной точности алгоритма классификации радиосигналов по типу модуляции. Приведена структура алгоритма, основанного на критерии узкополосности. Показано, что идентификация видов модуляции радиосигналов с на основе интегрального критерия узкополосности позволяет успешно разделять сигналы с амплитудной и угловой модуляцией и может быть использована для определения типа модулятора на передающей стороне при приеме узкополосного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. –М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
2. Евсиков, Ю. А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах . - М. : Высш. шк., 1977. - 264 с.
3. Френкс, Л. Теория сигналов. - М. : Сов. радио, 1974. - 344 с.
4. Захарченко В.Д. Интегральный критерий узкополосности радиотехнических сигналов// Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2000. – т.XLIII, №10. - С. 923-925.

REFERENCES

1. Gonorovsky I.S. Radio engineering circuits and signals. –M.: Radio and communication, 1986. – 512 p.
2. Evsikov, Yu. A., Chapursky V.V. Transformation of random processes in radio engineering devices. - M.: Higher. school, 1977. - 264 p.
3. Franks, L. Theory of signals. - M.: Sov. radio, 1974. - 344 p.
4. Zakharchenko V.D. Integral criterion for narrowband radio signals // Izv. Universities. Radiophysics. 2000. – Vol. XLIII, No. 10. - pp. 923-925.

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ R-ФУНКЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ
ОТРАЖАЮЩИХ И ОМИЧЕСКИХ ГРАНИЦ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА
МОНТЕ КАРЛО**

К. А. Прохоров, К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, Г. К. Усков

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Метод Монте Карло является одним из наиболее точных методов моделирования полупроводниковых приборов, идея которого заключается в симуляции движения носителей заряда внутри устройства под действием полей и с учетом процессов рассеяния. Реализация расчёта поведения частиц на границах разных типов вносит существенный вклад в увеличение времени расчета. В данной работе представлен подход, использующий метод R-функций для задания области моделирования. Показано, что алгоритм позволяет отдельно обрабатывать частицы внутри и снаружи области, а также что его алгоритмическая сложность не зависит от количества отражающих стенок.

Ключевые слова: R-функции, Метод Монте Карло, отражающие границы, омические контакты, моделирование полупроводниковых устройств

**R-FUNCTIONS FOR MODELLING REFLECTIVE AND OHMIC
BOUNDARIES OF SEMICONDUCTOR DEVICES USING THE
MONTE CARLO METHOD**

K. A. Prokhorov, K. S. Zhevnerov, I. S. Korovchenko, G.K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The Monte Carlo method is one of the most accurate methods for simulating semiconductor devices. The idea is to simulate the trajectories of carriers inside a device under the influence of electric fields and taking into account scattering processes. The implementation of particle behavior at boundaries of different types makes a significant contribution to the increase in calculation time. This paper presents an approach that uses the R-function method to define the modeling domain. It is shown that the algorithm allows to separately process particles inside and outside the region, and also that its algorithmic complexity does not depend on the number of reflective walls.

Keywords: R-functions, Monte Carlo method, reflective boundaries, ohmic contacts, simulation of semiconductor devices

1. ВВЕДЕНИЕ

Для наиболее точной симуляции работы полупроводниковых устройств и исследования их характеристик часто прибегают к методу Монте Карло (ММК). Основная идея заключается в моделировании траекторий движения частиц внутри устройства, которое прерываются процессами рассеяния, например, поглощением или испусканием оптического фона. Количество реальных частиц в устройстве как правило велико, поэтому для симуляции используют выборку из $N \leq N_{device}$ так называемых макрочастиц, каждая из которых представляет N/N_{device} реальных носителей заряда [1]. Во время решения уравнения Пуассона и на этапе расчета тока считается, что каждая такая макрочастица несет заряд $e_0 N/N_{device}$, в то время как на этапе свободного пробега заряд считает равным элементарному e_0 .

В ранних работах [2, 3] был продемонстрирован потенциал данного подхода и его способность повысить точность моделирования процессов, протекающих внутри прибора. В настоящее время с помощью метода ММК можно изучать динамику носителей заряда, полностью учитывая сложную зонную структуру полупроводника [4], использовать ММК, параллельно решая уравнение Пуассона или Максвелла [5], а также вводить квантовые поправки в метод частиц с целью моделированияnanoструктур [6].

Основной проблемой ММК является большое время расчета: в процессе симуляции необходимо отслеживать движение тысяч частиц на протяжении десятков пикосекунд, что обуславливает важность использования правильных и эффективных подходов к моделированию. Одним из этапов моделирования ММК является расчет граничных условий для частиц. Поскольку на каждом шаге моделирования происходит столкновение носителей заряда с той или иной частью границы области, требуется совершать множество проверок на пересечение вектора смещений частиц Δr и участка границы. Помимо отражающих стенок при моделировании полупроводников всегда присутствуют металлические контакты, которые также необходимо обрабатывать отдельно.

В данной работе предлагается использование метода R-функций для уменьшения асимптотической сложности процесса применения граничных условий. Благодаря возможности найти уравнение для области моделирования в неявном виде, становится возможным быстрая проверка нахождения частиц внутри или снаружи области. Также становится возможным вычисление градиента в точке пересечения частицы и стенки, знание которого необходимо для расчета отраженного волнового вектора. Показано, что сложность такого подхода не зависит от количества отражающих стенок и позволяет более эффективно работать с частицами вне и внутри области.

2. МЕТОД МОНТЕ КАРЛО И ГРАНИЧНЫЕ УСЛОВИЯ ДЛЯ ЧАСТИЦ

В квазиклассическом приближении динамика носителей заряда в полупроводнике задается уравнением Больцмана, которое описывает эволюцию функции распределения частиц. Однако из-за трудоемкости его решения как правило прибегают к использованию различных приближенных моделей, среди которых диффузионно-дрейфовая модель, гидродинамическая модель [7] и метод частиц [8] (также называемый методом Монте Карло). Последний является наиболее точным методом моделирования движения частиц [9].

Одним из важнейших этапов в моделировании методом частиц является применение граничных условий. Для отражающих стенок используется алгоритм нахождения пересечения между двумя отрезками [10]: для каждой моделируемой частицы находится вектор смещений Δr на текущем временном шаге, после чего проверяется пересечение Δr со стенкой. Частица отражается внутрь области моделирования, если было пересечение; в противном случае она продолжает движение. При оценке алгоритмической сложности будем пользоваться обозначением $\text{intersect}(N)$ для функции нахождения пересечения, которая на вход принимает N частиц.

При исследовании полупроводниковых устройств особое внимание уделяется модели омического контакта, поскольку носители заряда, которые удаляются из устройства или инжектируются через контакт, вносят вклад в выходной ток [11]. Существуют разные модели омического контакта [12]; наиболее часто используется подход, при котором поддерживается условие электронейтральности в небольшой области под контактом. На каждом временном шаге происходит сравнение суммарного заряда Q , образованного носителями заряда, и заряда ионизированной примеси N_d в каждой ячейке под контактом. Если $Q \leq N_d$ то происходит инжекция частиц вплоть до установления электронейтральности в ячейке. Если наоборот $Q > N_d$, то инжекция не происходит: ожидается, что из-

быточный заряд пропадет в процессе диффузии.

Контакт Шоттки можно представить как область на границе, при пересечении которой частица удаляется из устройства и засчитывается в выходной ток [12]. Несмотря на простоту реализации, данный подход часто используется в моделировании; существуют более сложные модели, которые, например, включают также процесс туннелирования [13, 14].

Функцию, отвечающую за расчет тока при удалении частицы из устройства, будем называть $curr(N)$. Она будет учитывать вклад в выходной ток как частиц, вылетевших через омический контакт, так и вылетевших через контакт Шоттки. Также определим функцию $ohm_i(N, o_i)$ для проверки условия электронейтральности под i -ым омическим контактом и последующей инжекции носителей заряда и функцию $sch_j(N)$, описывающую модель j -го контакта Шоттки (например, включающую в себя эффект термоэлектронной эмиссии [13]).

3. МЕТОД R-ФУНКЦИЙ В ПРИМЕНЕНИИ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ

3.1. ПОНЯТИЕ R-ФУНКЦИЙ

Впервые понятие R-функций было введено В. Л. Рвачевым в середине XX века [15]. Оно возникло из необходимости составлять уравнения сложных геометрических форм для приближенных решений в теории упругости и других областях математической физики. R-функции позволяют строить уравнения границ составных областей в неявной форме, опираясь на уравнения простых областей. В результате, значение функции оказывается положительным в пределах интересующей области и отрицательным за её пределами, обеспечивая чёткое определение границ. Знание аналитического выражения для области также позволяет находить выражение градиента и, следовательно, вектора нормали.

Интерес к R-функциям связан с их способностью к конструктивному описанию геометрических объектов через логические операции над элементарными функциями. Данный метод, известный как структурный метод R-функций или RFM (R-Functions Method), находит применение в различных сферах - от теории упругости до машинной графики и цифровой обработки изображений.

Системы R-функций характеризуются параметром α , который варьируется в пределах $-1 < \alpha \leq 1$, создавая различные полные системы функций. Основные операции в этих системах включают конъюнкцию \wedge_α , дизъюнкцию \vee_α и отрицание \bar{x} , выраженные через алгебраические операции над аргументами. Эти операции позволяют моделировать логические связи между геометрическими объектами и их границами. Наиболее часто используемой полной системой R-функций является система \mathcal{R}_α (при $-1 < \alpha \leq 1$):

$$\begin{aligned} x \wedge_\alpha y &\equiv \frac{1}{1+\alpha}(x + y - \sqrt{x^2 + y^2 - 2\alpha xy}), \\ x \vee_\alpha y &\equiv \frac{1}{1+\alpha}(x + y + \sqrt{x^2 + y^2 - 2\alpha xy}), \\ \bar{x} &\equiv -x. \end{aligned} \tag{1}$$

При $\alpha = 0$ имеем систему \mathcal{R}_0 :

$$\begin{aligned} x \wedge_0 y &\equiv x + y - \sqrt{x^2 + y^2}, \\ x \vee_0 y &\equiv x + y + \sqrt{x^2 + y^2}, \\ \bar{x} &\equiv -x. \end{aligned} \tag{2}$$

При $\alpha = 1$ имеем систему \mathcal{R}_1 :

$$\begin{aligned} x \wedge_1 y &\equiv \frac{1}{2}(x + y - |x - y|), \\ x \vee_1 y &\equiv \frac{1}{2}(x + y + |x - y|), \\ \bar{x} &\equiv -x. \end{aligned} \tag{3}$$

Выбор конкретной R-функции зависит от требуемой степени гладкости области моделирования и от желаемой сложности вычислений.

3.2. ПРИМЕНЕНИЕ R-ФУНКЦИЙ В МЕТОДЕ МОНТЕ КАРЛО

Знание функции области моделирования в неявном виде можно применить в методе частиц. Поскольку для симуляции используется большое количество частиц (число как правило лежит в пределах от 5000 до 100000 [1]), то на каждом временном шаге происходит множество проверок пересечения всех частиц со всеми стенками, что может существенно замедлять процесс моделирования при увеличении количества стенок. С помощью метода R-функций становится возможным определять нахождение всех частиц в области, используя её неявное выражение.

В данной работе рассматривается прямоугольная область моделирования $x \in [0, a]$, $y \in [0, b]$, выражение для которой можно записать с помощью логических операций [16] для системы \mathcal{R}_0 (2):

$$\Omega = \{(ax - x^2) \wedge_0 (bx - y^2) \geq 0\} = ax + by - x^2 - y^2 - \sqrt{(ax - x^2)^2 + (by - y^2)^2} \geq 0. \tag{4}$$

Определение нахождения частицы внутри или снаружи области моделирования будет осуществляться с помощью (4); обозначим эту функцию как $is_out(N, \mathcal{D})$, которая принимает на вход количество частиц N , параметры области \mathcal{D} (может быть как всей областью моделирования Ω , так и её подобластью) и возвращает N_{in} и N_{out} – частицы, находящиеся внутри и снаружи области соответственно.

Зная выражение для области (4), несложно найти её градиент:

$$\nabla \Omega = \left(a - 2x - \frac{(a - 2x)(ax - x^2)}{\sqrt{(ax - x^2)^2 + (by - y^2)^2}}; b - 2y - \frac{(b - 2y)(by - y^2)}{\sqrt{(ax - x^2)^2 + (by - y^2)^2}} \right). \tag{5}$$

Таким образом, после нормировки (5) можно получить единичный вектор нормали для каждой моделируемой частицы. Обозначим за $norm_at(N)$ функцию вычисления нормали в точке для N частиц.

4. СРАВНЕНИЕ АСИМПТОТИЧЕСКОЙ СЛОЖНОСТИ ДВУХ ПОДХОДОВ

Сравнение сложности двух алгоритмов рассмотрим для двух систем, изображенных на рисунке 1: прямоугольной области с четырьмя отражающими стенками и полевого транзистора (ПТ) с двумя омическими контактами и одним контактом Шоттки на верхней стенке. В таблице 1 указаны асимптотические сложности и количество операций для нескольких используемых функций. Несмотря на отличие в операциях, все эти функции имеют линейную сложность $O(N)$.

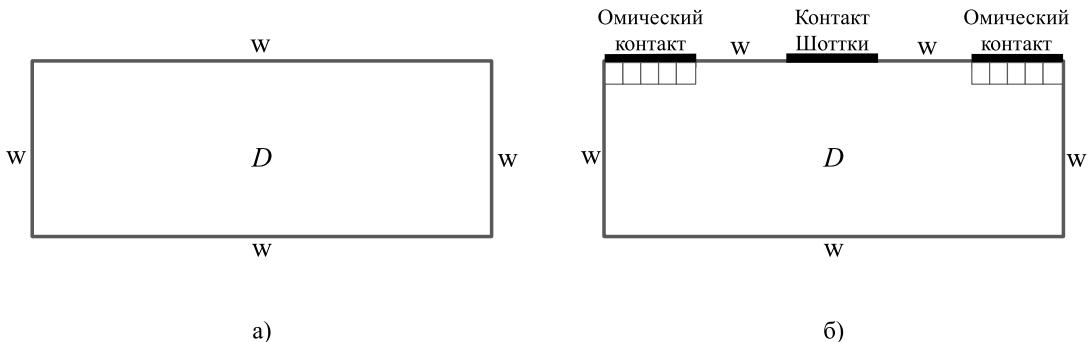


Рис. 1. а) Прямоугольная область б) Полевой транзистор. Область моделирования обозначена как \mathcal{D} , отражающие стенки w . Схематично изображены ячейки под омическим контактом, в которых должно выполняться условие электронейтральности.

4.1. ПРЯМОУГОЛЬНАЯ ОБЛАСТЬ

Рассмотрение данного простого случая поможет понять основные сильные стороны использования R-функций при моделировании частиц. В «классическом» случае для каждой отражающей стенки требуется найти частицы, которые её пересекли: это можно сделать с помощью функции $intersect(N)$, описанной выше. Затем к частицам, покинувшим область моделирования, применяется функция $refl(N)$, которая отражает волновой вектор \mathbf{k} частиц и обновляет их координаты. Весь процесс применения граничных условий можно выразить следующим образом:

$$O_{box}^{classic}(N) = N_w \cdot refl\left(intersect(N)\right) = O\left(N_w(N + N_{out})\right), \quad (6)$$

где N_w - количество отражающих стенок. Видно, что (6) зависит от количества стенок в системе. Стоит отметить, что N_{out} строго говоря зависит от временного шага моделирования Δt , поскольку в предельном случае очень большого шага, все частицы вылетят из области и функция $refl(N_{out})$ на вход получит исходное количество частиц, т.е. $N_{out} = N$. При очень малом Δt за вылетит лишь малая часть частиц $N_{out} \ll N$. Далее мы не рассматриваем специально случай очень большого шага по времени, потому что это приводит к неправильной работе ММК.

Если воспользоваться методом R-функций, то порядок действий будет следующий: ко всем частицам применяется $is_out(N)$, для вылетевших частиц находится нормаль в точке пересечения стенки и частицы, после чего происходит отражение:

$$O_{box}^{R-func}(N) = refl\left(norm_at(is_out(N))\right) = O\left(N + N_{out}\right), \quad (7)$$

Сравнивая (7) и (6), видно, что благодаря возможности проверять нахождение частицы в области, удалось избавиться от зависимости от количества стенок. Это может быть очень важно как при моделировании трехмерных систем, где количество стенок естественным образом становится больше, так и при моделировании полупроводниковых устройств, поскольку металлические контакты делят границу области на несколько меньших частей.

Таблица 1. Асимптотическая сложность и количество операций (сложение, умножение, деление, сравнение и извлечение корня) для используемых функций. Отметим, что все они имеют линейную сложность.

Функция	Сложность	$+/-$	*	/	\leq	$\sqrt{}$
<i>intersect</i>	$O(N)$	15	6	2	5	0
<i>refl</i>	$O(N)$	4	8	0	0	0
<i>is_out</i>	$O(N)$	7	10	1	1	1
<i>norm_at</i>	$O(N)$	15	24	2	0	3

4.2. ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР

При моделировании ПТ к проверке пересечения отражающих стенок добавляется проверка на пересечение с металлическим контактом, а также процессы инжекции и удаления частиц:

$$\begin{aligned}
 O_{fet}^{classic}(N) &= N_w \cdot refl\left(intersect(N)\right) + (N_{oh} + N_{sc}) \cdot curr\left(inter(N)\right) + \\
 &\quad + N_{oh}N_{cell} \cdot ohm_i(N, o_i) + N_{sc} \cdot sch_j(N) = \\
 &= O\left(N_w(N + N_{out}) + (N_{oh} + N_{sc})(N + M_{del}) + \right. \\
 &\quad \left. + N_{oh}N_{cell}(N + M_{inj}) + N_{sc}N\right). \tag{8}
 \end{aligned}$$

Здесь M_{del} , M_{inj} – количество удаленных и инжектированных в устройство частиц, N_{cell} – количество ячеек под каждым из омических контактов, N_{oh} и N_{sc} – количество омических и Шоттки контактов в системе. Зная аналитическое выражение для рассматриваемой области, можно сначала найти частицы, которые вылетели за область (N_{out}), и которые находятся внутри (N_{in}), а затем производить отражение, инжекцию/удаление и т.д. Тогда:

$$\begin{aligned}
 O_{fet}^{R-func}(N) &= is_out(N, \mathcal{D}) + norm_at(N_{out}) + \\
 &\quad + (N_{oh} + N_{sc}) \cdot curr\left(intersect(N_{out})\right) + \\
 &\quad + N_{oh}N_{cell} \cdot ohm(N_{in}, o_i) + N_{sc} \cdot sch_j(N_{in}) \tag{9} \\
 &= O\left(N + N_{out} + (N_{oh} + N_{sc})(N_{out} + M_{del}) + \right. \\
 &\quad \left. + N_{oh}N_{cell}(N_{in} + M_{inj}) + N_{sc}N_{in}\right).
 \end{aligned}$$

Одним из преимуществ данного подхода, как и в случае с простой прямоугольной областью, является независимость сложности алгоритма от количества отражающих стенок N_w . Помимо этого информация о частицах за пределами и внутри области позволяет производить вычисления с подмножеством частиц вместо работы с N носителями заряда.

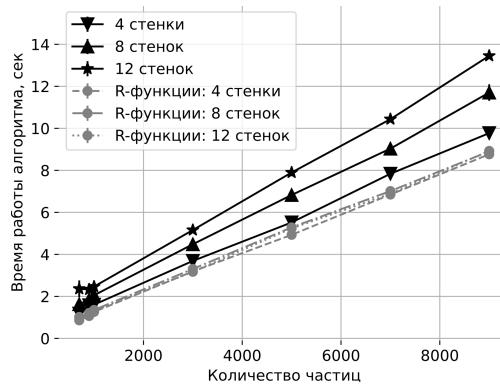


Рис. 2. Зависимость времени работы алгоритмов от количества моделируемых частиц и при разном количестве отражающих стенок

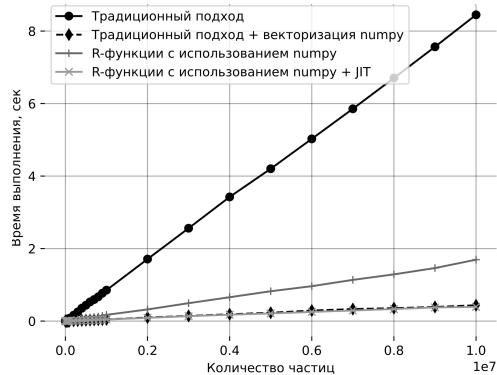


Рис. 3. Сравнение времени работы алгоритмов при использовании NumPy и JIT-компилятора

5. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Для получения оценки времени выполнения (количество тактов процессора) для различных математических операций конкретной архитектуры процессора требуется наличие документации производителя. Для процессора Intel® Core™ i5-8265U, на котором проводилось моделирование, информацию о времени выполнения операций можно найти в документации Intel, включая руководства по оптимизации и архитектуре [17]. Однако знания количества тактов недостаточно, поскольку важны не только сами операции, но и загруженность кэш-памяти, доступность данных в кэше, использование векторных инструкций, таких как SSE или AVX, а также работа блока предсказания ветвлений. Время выполнения операций может существенно варьироваться, поэтому без проведения специализированных тестов точно определить количество тактов для каждой операции отдельно является сложной задачей. В связи с этим был проведен ряд численных экспериментов для различных реализаций алгоритмов отражающих границ.

На рисунке 2 показан результат времени работы алгоритмов с и без использования R-функций для разного количества моделируемых частиц. Для проверки зависимости времени работы от количества отражающих стенок, граница области была разбита на 4, 8 и 12 стенок. Видно, что использование R-функций ускоряет процесс расчета граничных условий и не зависит от количества моделируемых отражающих стенок в системе.

Значительный выигрыш в производительности при реализации на языке Python можно получить, используя библиотеку NumPy [18] и just-in-time (JIT) компилятор numba [19]. NumPy интегрируется с низкоуровневыми библиотеками линейной алгебры, такими как LAPACK и BLAS, являющимися де-факто стандартами для высокопроизводительных вычислений в научных приложениях. Numba же предлагает мощные средства для ускорения кода Python путём его JIT-компиляции, что позволяет достигать скоростей, сопоставимых с компилируемыми языками программирования, такими как C и Fortran, без потери гибкости и удобства использования Python. На рисунке 3 приведено сравнение времени работы алгоритмов при использовании векторизации в NumPy и JIT-компилятора. Метод, основанный на R-функциях, позволяет получить выигрыши в производительности как при использовании только NumPy, так и при комбинации NumPy + JIT, в то время как для классического метода для наилучшей производительности необходимо использовать только NumPy + JIT.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен метод применения граничных условий при моделировании Монте Карло с помощью R-функций. Рассмотрены два примера области моделирования: простая прямоугольная область и полевой транзистор. Показано, что использование неявной функции области может заметно сократить количество операций на этапе применения граничных условий. При использовании предложенного подхода сложность алгоритма не зависит от количества отражающих стенок в системе, позволяет определять частицы, находящиеся внутри и снаружи области, а также находить вектор нормали к стенке. Численные эксперименты показывают, что использование R-функций является более гибким и эффективным подходом к моделированию границ в методе Монте Карло.

Предложенный метод показывает эффективность при использовании простой прямоугольной области и открывает возможности к исследованию более сложных областей моделирования. Единственным препятствием может быть быстро возрастающая сложность аналитического выражения в случае сложных геометрий прибора. Также данный метод может быть применим не только для моделирования полупроводников, но и в других задачах, основанных на методе частиц.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцевого и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Molestue, C. Monte Carlo simulation of semiconductor devices / C. Molestue. — Springer Science & Business Media, 2013.
2. Warriner, Robert A. Computer Simulation of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors Using Monte-Carlo Methods. / Robert A. Warriner // IEE Journal on Solid-State and Electron Devices. — 1977. — Vol. 1, no. 4. — Pp. 105–110.
3. Hockney, R. W. Two-dimensional particle models in semiconductor-device analysis / R. W. Hockney, R. A. Warriner, M. Reiser // Electronics Letters. — 1974. — Vol. 10, no. 23. — Pp. 484–486.
4. Fischetti, Massimo V. Monte carlo analysis of electron transport in small semiconductor devices including band-structure and space-charge effects / Massimo V. Fischetti, Steven E. Laux // Physical Review B. — 1988. — Vol. 38, no. 14. — Pp. 9721–9745.
5. Global modeling of carrier-field dynamics in semiconductors using EMC-FDTD / K. J. Willis, J. S. Ayubi-Moak, S. C. Hagness, I. Knezevic // Journal of Computational Electronics. — 2009. — Vol. 8, no. 2. — Pp. 153–171.
6. Quantum corrected full-band cellular Monte Carlo simulation of AlGaN/GaN HEMTs / Shinya Yamakawa, Stephen Goodnick, Shela Aboud, Marco Saraniti // Journal of Computational Electronics. — 2004. — Vol. 3, no. 3-4. — Pp. 299–303.

7. Bhardwaj, Shubhendu. Electronic-Electromagnetic Multiphysics Modeling for Terahertz Plasmonics: A Review / Shubhendu Bhardwaj // IEEE Journal on Multiscale and Multi-physics Computational Techniques. — 2019. — Vol. 4. — Pp. 307–316.
8. Hockney R., Eastwood J. Computer simulation using particles / Eastwood J. Hockney R. — 1987.
9. Lundstrom, Mark. Fundamentals of Carrier Transport, 2nd edition / Mark Lundstrom. — 2002. — Vol. 13. — Pp. 230–230.
10. Introduction to Algorithms. 2-nd Edition / T. Cormen, C. Leiserson, R. Rivest, C. Stein // Moscow: "I.D. Vilyams". — 2014.
11. Vasileska, Dragica. Computational electronics: Semiclassical and quantum device modeling and simulation / Dragica Vasileska, Stephen M. Goodnick, Gerhard Klimeck. — 2017. — Pp. 1–764.
12. González, Tomás. Physical models of ohmic contact for Monte Carlo device simulation / Tomás González, Daniel Pardo // Solid-State Electronics. — 1996. — Vol. 39, no. 4 SPEC. ISS. — Pp. 555–562.
13. Monte Carlo simulation of Schottky contact with direct tunnelling model / L. Sun, Y. Liu, M. Liu et al. // Semicond. Sci. Technol. — 2003. — Vol. 18. — Pp. 576–581.
14. Matsuzawat, Kazuya. Monte Carlo simulation of 50nm devices with Schottky contact model / Kazuya Matsuzawat, Ken Uchidat, Akira Nishiyama // IEICE Transactions on Electronics. — 2000. — Vol. E83-C, no. 8. — Pp. 1212–1217.
15. Rvachev, V. L. Theory of R-Functions and Their Applications / V. L. Rvachev. — Kyiv: Dumka, 1982.
16. Rvachev, V. L. Atomic functions and approximation theory / V. L. Rvachev, V. A. Rvachev. — 1978.
17. Intel® 64 and IA-32 Architectures Optimization Reference Manual, 2015.
18. Array programming with NumPy / Charles R. Harris, K. Jarrod Millman, Stéfan J. van der Walt et al. // Nature. — 2020. — Vol. 585, no. 7825. — Pp. 357–362.
19. Lam, Siu Kwan. Numba: A llvm-based python jit compiler / Siu Kwan Lam, Antoine Pitrou, Stanley Seibert // Proceedings of the Second Workshop on the LLVM Compiler Infrastructure in HPC.—2015.—Pp. 1–6.

REFERENCES

1. Moglestue, C. Monte Carlo simulation of semiconductor devices / C. Moglestue. — Springer Science & Business Media, 2013.
2. Warriner, Robert A. Computer Simulation of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors Using Monte-Carlo Methods. / Robert A. Warriner // IEE Journal on Solid-State and Electron Devices. — 1977. — Vol. 1, no. 4. — Pp. 105–110.
3. Hockney, R. W. Two-dimensional particle models in semiconductor-device analysis / R. W. Hockney, R. A. Warriner, M. Reiser // Electronics Letters. — 1974. — Vol. 10, no. 23. — Pp. 484–486.
4. Fischetti, Massimo V. Monte carlo analysis of electron transport in small semiconductor devices including band-structure and space-charge effects / Massimo V. Fischetti, Steven E. Laux // Physical Review B. — 1988. — Vol. 38, no. 14. — Pp. 9721–9745.
5. Global modeling of carrier-field dynamics in semiconductors using EMC-FDTD / K. J. Willis, J. S. Ayubi-Moak, S. C. Hagness, I. Knezevic // Journal of Computational Electronics. — 2009. — Vol. 8, no. 2. — Pp. 153–171.

6. Quantum corrected full-band cellular Monte Carlo simulation of AlGaN/GaN HEMTs / Shinya Yamakawa, Stephen Goodnick, Shela Aboud, Marco Saraniti // Journal of Computational Electronics. — 2004. — Vol. 3, no. 3-4. — Pp. 299–303.
7. Bhardwaj, Shubhendu. Electronic-Electromagnetic Multiphysics Modeling for Terahertz Plasmonics: A Review / Shubhendu Bhardwaj // IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques. — 2019. — Vol. 4. — Pp. 307–316.
8. Hockney R., Eastwood J. Computer simulation using particles / Eastwood J. Hockney R. — 1987.
9. Lundstrom, Mark. Fundamentals of Carrier Transport, 2nd edition / Mark Lundstrom. — 2002. — Vol. 13. — Pp. 230–230.
10. Introduction to Algorithms. 2-nd Edition / T. Cormen, C. Leiserson, R. Rivest, C. Stein // Moscow: "I.D. Vilyams". — 2014.
11. Vasileska, Dragica. Computational electronics: Semiclassical and quantum device modeling and simulation / Dragica Vasileska, Stephen M. Goodnick, Gerhard Klimeck. — 2017. — Pp. 1–764.
12. González, Tomás. Physical models of ohmic contact for Monte Carlo device simulation / Tomás González, Daniel Pardo // Solid-State Electronics. — 1996. — Vol. 39, no. 4 SPEC. ISS. — Pp. 555–562.
13. Monte Carlo simulation of Schottky contact with direct tunnelling model / L. Sun, Y. Liu, M. Liu et al. // Semicond. Sci. Technol. — 2003. — Vol. 18. — Pp. 576–581.
14. Matsuzawat, Kazuya. Monte Carlo simulation of 50nm devices with Schottky contact model / Kazuya Matsuzawat, Ken Uchidat, Akira Nishiyama // IEICE Transactions on Electronics. — 2000. — Vol. E83-C, no. 8. — Pp. 1212–1217.
15. Rvachev, V. L. Theory of R-Functions and Their Applications / V. L. Rvachev. — Kyiv: Dumka, 1982.
16. Rvachev, V. L. Atomic functions and approximation theory / V. L. Rvachev, V. A. Rvachev. — 1978.
17. Intel® 64 and IA-32 Architectures Optimization Reference Manual, 2015.
18. Array programming with NumPy / Charles R. Harris, K. Jarrod Millman, Stéfan J. van der Walt et al. // Nature. — 2020. — Vol. 585, no. 7825. — Pp. 357–362.
19. Lam, Siu Kwan. Numba: A llvm-based python jit compiler / Siu Kwan Lam, Antoine Pitrou, Stanley Seibert // Proceedings of the Second Workshop on the LLVM Compiler Infrastructure in HPC. — 2015. — Pp. 1–6.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С НЕЛИНЕЙНЫМ КОЛЬЦОМ ФАПЧ

А. В. Леньшин¹, Н. М. Тихомиров², Е. В. Шаталов³

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

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

³ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен методический подход для исследования переходных процессов и определения их длительности в синтезаторе на основе системы фазовой автоподстройки частоты с частотно-фазовым детектором с нелинейной зарядовой накачкой и квадратичной характеристикой, базирующийся на использовании пакета прикладных программ MATLAB.

Ключевые слова: синтезатор частот, фазовая автоподстройка частоты, частотно-фазовый детектор, нелинейная зарядовая накачка, переходной процесс, режим скольжения, квадратичная характеристика.

THE STUDY OF TRANSIENTS IN A FREQUENCY SYNTHESIZER WITH A NONLINEAR PLL RING

A. Lenshin¹, N. Tikhomirov², E. Shatalov³

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Constellation», Voronezh, Russia

³Voronezh State Forestry Engineering University named after G. Morozov, Voronezh, Russia

Abstract. A methodological approach is proposed for studying transients and determining their duration in a synthesizer based on a frequency-phase self-tuning system with a frequency-phase detector with nonlinear charge pumping and quadratic characteristic, based on the use of a MATLAB application software package.

Keywords: frequency synthesizers, phase-locked frequency, frequency-phase detector, non-linear charge pumping, transient process, sliding mode, quadratic characteristic.

1. ВВЕДЕНИЕ

В приемопередающей аппаратуре средств связи и передачи данных синтезаторы частот (СЧ) обеспечивают формирование сетки высокостабильных частот, которая необходима для поддержки многочастотного режима работы средств связи. Параметры СЧ во многом определяют параметры канала связи [1, 2]. При построении СЧ наиболее трудными для одновременного выполнения являются требования по уровню фазовых шумов (ФШ), по времени переключения частот, по уровню побочных спектральных составляющих, по массогабаритным показателям и энергопотреблению [3–5].

В широкодиапазонных СЧ на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в начале переходного процесса (ПП) при смене рабочей частоты выходного сигнала возникает режим скольжения. При этом режиме в системе ФАПЧ разность фаз сигналов на входе импульсно-фазового (ИФД) или частотно-фазового детектора (ЧФД_{зн}) с зарядовой накачкой (ЗН) больше 2π . Использование в системе ФАПЧ дробных делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) зачастую сопряжено со значительным возрастанием продолжительности режима скольжения, его время

протекания в общем времени ПП довольно часто приобретает недопустимо высокое значение.

Для уменьшения этого нежелательного явления, а также для повышения быстродействия в интегральных микросхемах (ИМС) СЧ с системой ФАПЧ (СЧ_{PLL}) предлагаются конструктивные решения, основанные на переключении некоторых элементов с помощью управляемых выходным сигналом (от датчика синхронизма) ключей (например, LMX2485, LMX2571, MAX2870, MAX2871, MAX2880, ADF4159 [6, 7]). При ускоренном режиме перестройки увеличение выходного тока ЗН, подаваемого на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), возможно использовать уменьшение коэффициентов деления делителей частоты и опорного сигнала, и сигнала в цепи обратной связи системы ФАПЧ, а также адаптивное изменение постоянных времени ФНЧ.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

С помощью программ, разработанных с помощью пакета прикладных программ для решения задач технических вычислений MATLAB, в работе [8] подробно исследуются ПП в СЧ_{PLL} с указанными выше режимами ускорения времени установки частоты и фазы при адаптивной компенсации помех дробности. Ранее исследованы переходные процессы в синтезаторе с переключаемыми трактами приведения [9] и переходные процессы при адаптивной компенсации помех дробности в синтезаторах с дельта-сигма модуляторами [10].

Целью настоящей работы являются исследование способа ускорения ПП в режиме скольжения с использованием ЧФДзН с квадратичной характеристикой, а также определение длительностей ПП в режиме скольжения с помощью пакета MATLAB.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рисунке 1 приведена структурная схема СЧ_{PLL} со следующими элементами: ДФКД – делитель частоты опорного сигнала с фиксированным коэффициентом деления; ОКГ – опорный генератор; ЧФДзН – частотно-фазовый детектор с нелинейной ЗН (НЗН); ФНЧ – фильтр нижних частот (при использовании кольца ФАПЧ 3-го порядка с элементами C_1 , R_1 , C_2); ГУН – генератор, управляемый напряжением (моделируемый сумматором и усилиительно-интегрирующими элементами $S_{\text{УГ}}$ и $2\pi / s$).

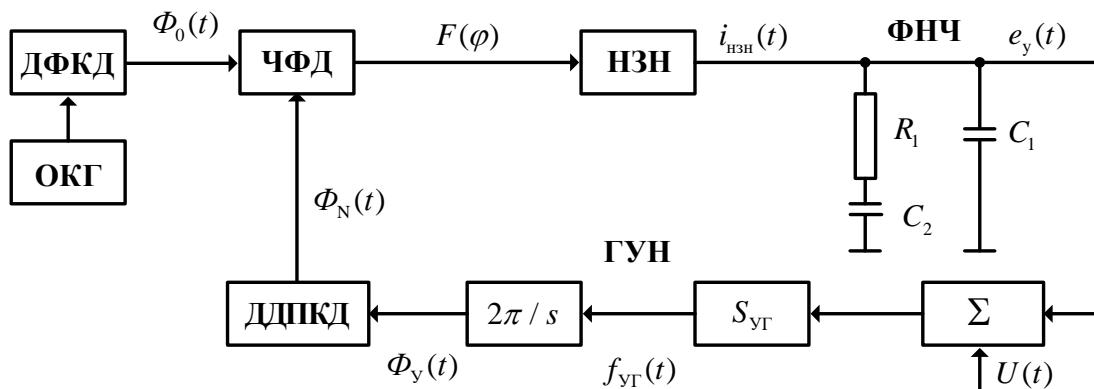


Рис. 1. Схема СЧ_{PLL} с квадратичной характеристикой ЧФДзН

Напряжение $U(t)$ в течении времени протекания ПП представим в виде $U(t) = -U_M l(t)$, где U_M – определяет диапазон перестройки системы ФАПЧ

$\Delta f_{\text{УГ}} = f_{\text{УГ_В}} - f_{\text{УГ_Н}} = S_{\text{УГ}} \cdot U_{\text{M}}$ ($f_{\text{УГ_В}}$ – верхняя рабочая частота ГУН, $f_{\text{УГ_Н}}$ – нижняя рабочая частота ГУН). На рис. 1 введены следующие обозначения: $\Phi_0(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_y(t)$ – фазы сигналов с выхода ДФКД, ДДПКД и ГУН соответственно; $f_{\text{УГ}}(t)$ – частота ГУН; N – целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД; $F(\varphi) = F[\Phi_0(t) - \Phi_N(t)]$ – нелинейная функция, описывающая функционирование ЧФДнзН и представленная на рисунке 2 (кривая 1).

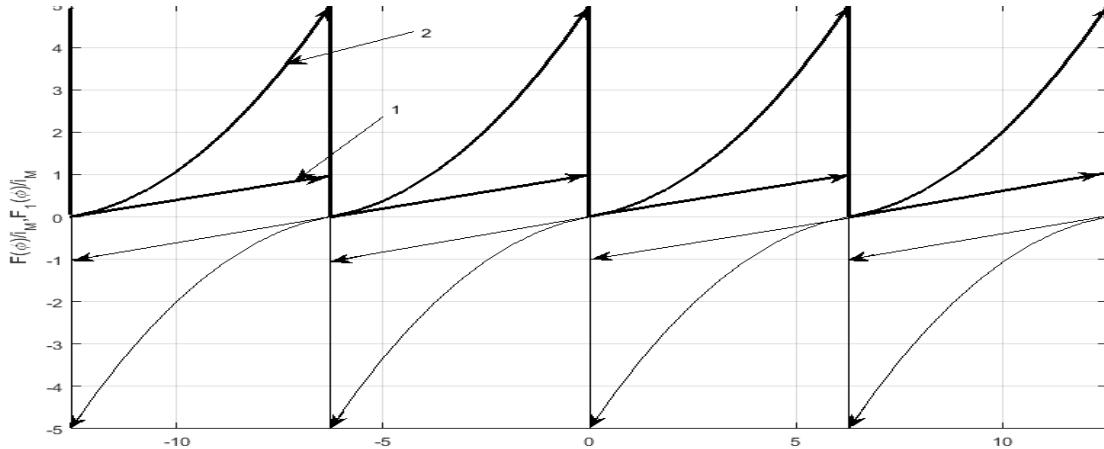


Рис. 2. Фазовая характеристика ЧФДнзН

На рис. 2 обозначено: i_M – максимальное значение тока НЗН; кривая 2 – $F_1(\varphi) = F(\varphi) / i_M + k_{ifd} * (F(\varphi) / i_M)^2$ для $k_{ifd} = 4$, где k_{ifd} – коэффициент, характеризующий степень нелинейности (квадратичности) характеристики ЧФДнзН. Ток накачки, генерируемый НЗН $i_{\text{нзН}}(t)$, для ФНЧ (рис. 1) описывается выражением

$$i_{\text{нзН}}(t) = F(\varphi) - \text{sign}[\Phi_y(t)] * i_M * k_{ifd} * (F(\varphi) / i_M)^2, \quad (1)$$

Варианты построения НЗН с такой характеристикой рассмотрены в монографии [11]. Приведенные на рис. 2 функции $F(\varphi)$ и $F_1(\varphi)$ являются неоднозначными функциями: если $\varphi(t)$ – постоянно нарастающая величина ($\varphi(t) > 0$ – жирные линии), то $F(\varphi) > 0$, $F_1(\varphi) > 0$. Если $\varphi(t)$ изменяет знак, то $F(\varphi)$ и $F_1(\varphi)$ могут изменять знак и переходить из положительной области в отрицательную (тонкие линии на рис. 2).

ЧФДнзН с указанной характеристикой (рис. 2) обладает частотно-различительным свойством. На рисунке 3 приведены графики, описывающие ПП в СЧ_{PLL} с нелинейной системой ФАПЧ 3-го порядка (рис. 1) с параметрами: $S_{\text{УГ}} = 2$ МГц; $i_M = 5$ мА; $k_{ifd} = 4$ или $k_{ifd} = 0$; $N = 4800$; $U_{\text{M}} = -20$. Элементы ФНЧ определены в результате параметрического синтеза системы ФАПЧ в линейном режиме ($k_{ifd} = 0$) по показателю колебательности $M = 1,3$ [1]; частоте среза кольца ФАПЧ $\omega_{\text{CP}} = 2\pi \cdot 500$ рад/с. Напряжения на конденсаторах ФНЧ и фаза УГ при $t = 0$ имеют нулевые значения.

На рис. 3 представлены: кривая 1 – $U_{\text{ЧФД}}(t) = 2\pi \cdot F(\varphi(t)) / i_M$ – сигнал, пропорциональный $F(\varphi(t))$; кривая 2 – $e_{\Phi}(t)$ – напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ); кривая 3 – $\log |[e_{\Phi}(t) + U(t)]S_{\text{УГ}}|$ – отклонение частоты ГУН от номинала в

логарифмическом масштабе. Более «быстрые» кривые соответствуют варианту $k_{ifd} = 4$, «медленные» кривые – варианту $k_{ifd} = 0$.

Из анализа приведенных на рис. 3 зависимостей следует вывод, что временный интервал ПП можно разбить на два подинтервала:

- первый от 0 до t_3 – захват (нелинейный режим скольжения в системе ФАПЧ);
- второй от t_3 до t_p – режим подстройки, в котором система ФАПЧ является практически линейной системой 3-го порядка.

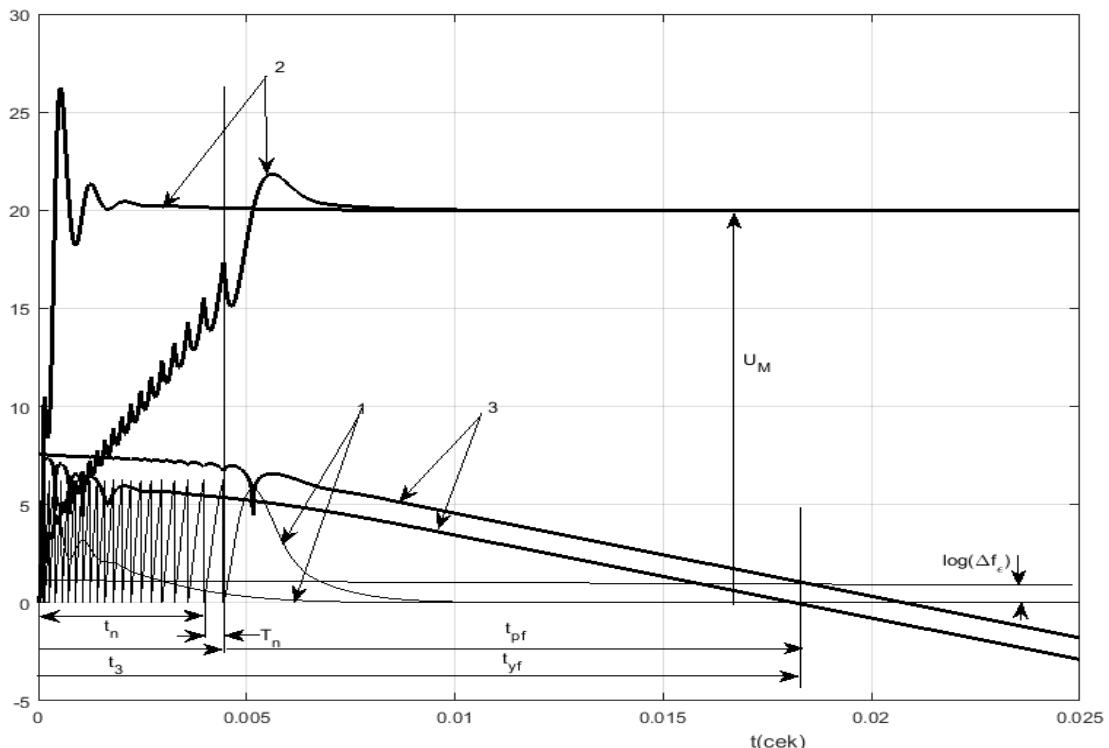


Рис. 3. Переходные процессы в СЧPLL с ЧФДнзн

Проанализируем первый интервал от 0 до t_3 , который можно разделить на L участков времени (на рис. 3 для $k_{ifd} = 0$ изображено двадцать таких участков: T_n , $T_n = t_{n+1} - t_n$, $n = 1 \dots 20$). Отметим, что $t_3 = \sum_{n=1}^L T_n$.

На каждом участке $T_n - \tau$, $\tau \rightarrow 0$ в соответствии с рисунками 1, 2 и 3 в моменты времени $t_{n+} = \sum_{i=1}^n T_i + \tau$, $n = 1, 2, \dots, L$, $\tau \rightarrow 0$, $F(\varphi(t)) = 0$. Из последнего соотношения и анализа рис. 1, 2 и 3 при условии $\Phi_0(t) = 0$, можно записать выражение для фазы выходного сигнала ГУН $\Phi_y(t)$ на границах участков t_n в следующем виде

$$\begin{cases} |\Phi_y(t_{n-})| = 2\pi N, \\ \Phi_y(t_{n+}) = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $t_{n-} = \sum_{i=1}^n T_i - \tau$, $\tau \rightarrow 0$.

Анализируя систему ФАПЧ как динамическую систему, внутри участков T_n , а также при $t > t_3$ систему ФАПЧ можно описать дифференциальными уравнениями с учетом изменения ее координаты $\Phi_y(t)$ в моменты времени t_n на величину $2\pi N$ в соответствии с выражением (2). Изменение координаты $\Phi_y(t)$ системы ФАПЧ внутри участков T_n , а также непосредственно значения T_n можно определить с помощью метода пространств состояний [12]. Напряжения на конденсаторах ФНЧ (на рис. 1 это напряжения на конденсаторах C_1, C_2 соответственно $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$) и фаза сигнала ГУН $\Phi_y(t)$ будем рассматривать в качестве состояний.

Выходными параметрами будем считать отклонение частоты ГУН от номинального значения $f_{y\Gamma}(t) = S_{y\Gamma}[e_\Phi(t) + U(t)]$ и фазу ГУН $\Phi_y(t)$. Векторное дифференциальное уравнение, описывающее функционирование системы ФАПЧ на участках времени T_n и при $t > t_3$, описывается выражением

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{F}_H(\mathbf{X}) + \mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t), \end{cases} \quad (3)$$

где $\mathbf{X}(t) = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор состояния системы ФАПЧ;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 C_1 & 1/R_1 C_1 & i_M / (2\pi N C_1) \\ 1/R_2 C_2 & -1/R_2 C_2 & 0 \\ 2\pi S_{y\Gamma} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{– матрица системы ФАПЧ;}$$

$$\mathbf{F}_H(\mathbf{X}) = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); F_l[\Phi_y(t)]]; \quad \mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{y\Gamma}] \quad \text{– вектор управления; } \mathbf{U} = -U_M 1(t);$$

$F_l[\Phi_y(t)] = -\Phi_y(t) - k_{fd} \operatorname{sign}[\Phi_y(t)][\Phi_y(t)]^2 / 2\pi N$, $\Phi_y(t)$ в режиме скольжения определяется выражением (2); $\mathbf{Y}(t) = [f_{y\Gamma}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор выхода (для рис. 1);

$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{y\Gamma} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица выхода; $\mathbf{D} = [S_{y\Gamma}; 0]$ – матрица компенсации на участках времени T_n ; $\mathbf{X}(t_{n-1}) = [U_{C2}(t_{n-1}); U_{C1}(t_{n-1}); 0]$ – начальный вектор состояния; вектор состояния $\mathbf{X}(t_{n-})$ равен $\mathbf{X}(t_{n-}) = [U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); -2\pi N]$; начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_l)$ для режима системы ФАПЧ при $t > t_3$ (случай $t_l = t_3$) равен $\mathbf{X}(t_l) = [U_{C2}(t_l); U_{C1}(t_l); 0]$.

Воспользуемся пакетом прикладных программ для технических вычислений MATLAB [13]. Матрицы $\mathbf{X}, \mathbf{B}, \mathbf{Y}, \mathbf{D}$ записаны в строгом соответствии с правилами оформления матриц в пакете MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox пакета MATLAB представление модели системы автоматического регулирования, которой является система ФАПЧ (рис. 1) в виде четверки матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний. Пакет MATLAB включает в себя несколько функций, реализующих различные методы решения дифференциальных уравнений вида (3).

Особенностью использования пакета MATLAB при решении дифференциального уравнения (3) является необходимость задания дополнительного параметра $options=odeset('Events', @fun)$ (fun – функция, в которой задаются условия окончания интегрирования $|\Phi_y(t_{n-})| = 2\pi N$). Результатом интегрирования выражения (3) на

интервале времени $t \leq t_3$ является нахождение вектора $\mathbf{X}(t_3) = [U_{C2}(t_3); U_{Cl}(t_3); 0]$. В дальнейшем вектор $\mathbf{X}(t_3)$ используется на интервале времени $t > t_3$ в качестве начального вектора состояния и значения t_3 , используемого для определения длительности протекания ПП.

Результаты моделирования характеристик ПП при смене частот выходного сигнала СЧ_{PLL} с кольцом 3-го порядка с учетом режима скольжения, полученные с помощью солвера *ode45* пакета MATLAB с использованием выражения (3) и условия (2), приведены на рисунке 3. На рисунке 4 представлены результаты моделирования зависимости нормированного времени скольжения (времени захвата) $t_{3H} = t_3 \omega_B$ от параметра

$$\Delta f_{yf} / N\omega_B \text{ при } \omega_B = \sqrt{\frac{i_M S_{yf}}{(C_1 + C_2)N}}.$$

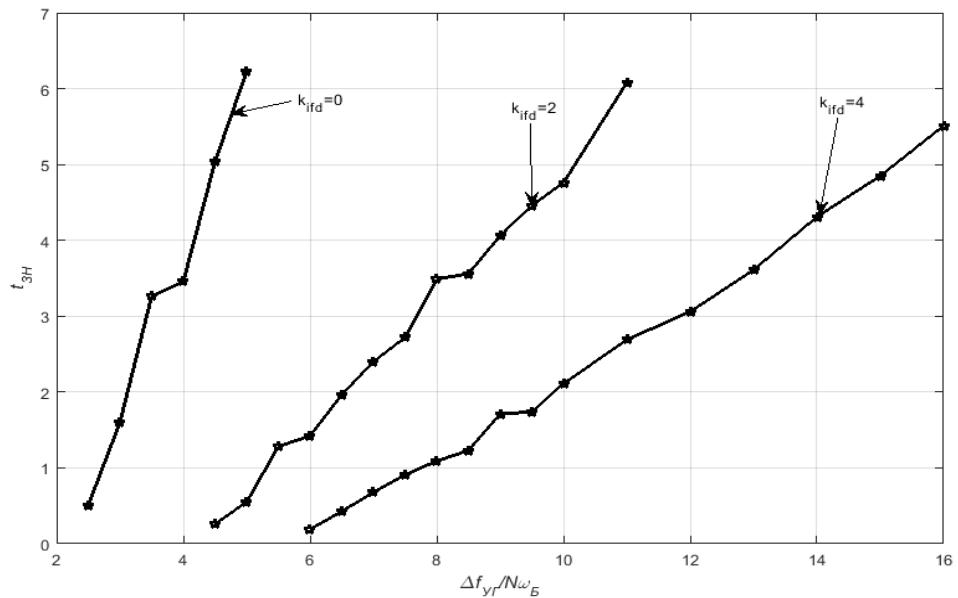


Рис. 4. Зависимости длительностей ПП в СЧ_{PLL} с режимом скольжения

На рис. 4 приведены три кривые для параметра $k_{ifd} = 0$, $k_{ifd} = 2$ и $k_{ifd} = 4$. Параметрический синтез системы ФАПЧ 3-го порядка, имеющей передаточную функцию в разомкнутом состоянии $G_{\Phi\text{APL}}(s) = \frac{\Phi_y(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{i_M S_{yf} (R_1 C_2 s + 1)}{(C_1 + C_2) N s^2 [R_1 C_1 C_2 s / (C_1 + C_2) + 1]}$ был проведен для значения показателя колебательности $M = 1,3$ [1].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе приведен методический подход для исследования переходных процессов в СЧ_{PLL} с ЧФДнз и квадратичной характеристикой, базирующийся на использовании пакета прикладных программ MATLAB. Результаты моделирования позволяют следующие выводы:

- 1) при значительном количестве скольжений при $k_{ifd} = 0$ введение квадратичности характеристики ЧФДнз существенно уменьшает длительность режима скольжения (время захвата) t_3 (для рис. 3 примерно в 30 раз);

2) длительности переходных процессов $t_{yf} = t_3 + t_{pf}$ по отклонению частоты ГУН от номинального значения с высокой точностью Δf_ξ (менее 1 Гц) согласно проведенному анализу не сильно различаются для случаев $k_{ifd} = 4$ и $k_{ifd} = 0$ (разница не превышает величины 10...12 %);

3) введение квадратичности характеристики ЧФД с нелинейной зарядовой накачкой при $k_{ifd} >> 1$ приводит к увеличению перерегулирования по частоте в системе ФАПЧ, что также в ряде случаев приводит к значительному увеличению длительности переходного процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
2. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
3. Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Тихомиров В.Н. Методика проектирования астатической по фазе системы фазовой автоподстройки для цифровых синтезаторов частот // Телекоммуникации. – 2019. – № 4. – С. 35–41.
4. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М. Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – № 9. – С. 20–27.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radios // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2022. – Т. 5. – № 1. – С. 139–145.
6. <https://tcomponent.ru/catalog/Texas-Instruments>.
7. <https://www.maxim-ics.com/skin/images/TI-Logo.jpg>.
8. Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров Н.М. Переходные процессы в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты при адаптивной компенсации помех дробности // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». – 2013. – № 1 (90). – С. 24–39.
9. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Гречишким А.В., Тихомиров В.Н. Длительность переходных процессов в синтезаторе с переключаемыми трактами приведения // Материалы XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Том 3. – Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2013. – С. 1195–1209.
10. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Переходные процессы при адаптивной компенсации помех дробности в синтезаторах с дельта-сигма модуляторами // Материалы XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Том 3. – Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2013. – С. 1210–1224.
11. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
12. Попов Е.П., Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – Спб.: Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
13. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MATLAB 7: программирование, численные методы. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 752 с.

REFERENCES

1. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with automatic tuning. – M.: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
2. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
3. Lenshin A.V., Shatalov E.V., Tikhomirov V.N. Method of designing an astatic phase-locked phase control system for digital frequency synthesizers // Telecommunications. – 2019. – No. 4. – Pp. 35–41.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radio station // T-Comm: Telecommunications and transport. – 2022. – No. 9. – Pp. 20–27.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radios // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2022. – Vol. 5. – No. 1. – Pp. 139–145.
6. <https://tcomponent.ru/catalog/Texas-Instruments>.
7. <https://www.maxim-ics.com/skin/images/TI-Logo.jpg>.
8. Lenshin A.V., Romanov S.K., Tikhomirov N.M. Transients in synthesizers with phase-locked frequency with adaptive fractional noise compensation // Bulletin of the Bauman Moscow State Technical University. The series «Instrumentation». – 2013. – № 1 (90). – Pp. 24–39.
9. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Grechishkin A.V., Tikhomirov V.N. Duration of transients in a synthesizer with switchable reduction paths // Materials of the XIX International Scientific and Technical Conference «Radar, navigation, communications». Volume 3. – Voronezh: JSC Concern Constellation, 2013. – Pp. 1195–1209.
10. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N. Transients in adaptive compensation of fractional interference in synthesizers with delta-sigma modulators // Proceedings of the XIX International Scientific and Technical Conference «Radar, navigation, communication». Volume 3. – Voronezh: JSC Concern Constellation, 2013. – Pp. 1210–1224.
11. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a pulse-phase automatic frequency tuning system. – M.: Radio and Communications, 1989. – 232 p.
12. Popov E.P., Besekersky V.A. Theory of automatic control systems. – 4th edition, revised. and additional – St. Petersburg: Publishing house «Profession», 2003. – 752 p.
13. Ketkov Yu.L., Ketkov A.Yu., Schultz M.M. MATLAB 7: programming, numerical methods. – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2005. – 752 p.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО НАВЕДЕНИЯ НА ВОЗДУШНУЮ ЦЕЛЬ

А. В. Володько¹, Д. К. Проскурин¹, С. О. Распопов¹, А. П. Тихонов¹, А.С. Тупицина¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. Описана лабораторная установка исследования системы автоматического наведения полуактивного типа. Установка реализована с максимальным применением штатных узлов и модулей спутникового телевиденья Ку-диапазона, что обеспечило ее низкую стоимость и эффективность. Генератор подсвета цели частотой 11 ГГц выполнен на диоде Ганна по схеме с объёмным резонатором в виде отрезка прямоугольного волновода с подвижным поршнем. Четырехканальный приёмник отраженного сигнала реализует классический равносигнальный метод наведения с отображением на цифровом индикаторе направления на цель. Проведенные полевые испытания установки показали высокую учебную эффективность и наглядность полученных результатов.

Ключевые слова: учебное оборудование; автоматическое наведение; натурное моделирование; радиолокация.

LABORATORY INSTALLATION STUDYING THE SYSTEM OF AUTOMATIC GUIDANCE TO AN AIR TARGET

A. V. Volodko¹, D. K. Proskurin¹, S. O. Raspopov¹, A. P. Tichonov¹, A. S. Tupitsyna¹

¹Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. A laboratory setup for studying a semi-active automatic guidance system is described. The installation was implemented with the maximum use of standard components and modules of Ku-band satellite television, which ensured its low cost and efficiency. The target illumination generator with a frequency of 11 GHz is made on a Gunn diode according to a circuit with a volumetric resonator in the form of a section of a rectangular waveguide with a movable piston. The four-channel reflected signal receiver implements the classic equal-signal guidance method with the direction to the target displayed on a digital indicator. Field tests of the installation showed high educational efficiency and clarity of the results obtained.

Keywords: educational equipment; automatic guidance; full-scale modeling; radar.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из актуальных проблем высшего образования является отсутствие современного лабораторного оборудования. Особенno ярко это проявляется при изучении специальных технических дисциплин. Представленная статья посвящена описанию лабораторной установки, разработанной студентами ВГТУ кафедры РЭУС в рамках внеучебной научной работы и дипломного проектирования.

В предыдущих публикациях [1,2] были описаны разработанные нами учебные лабораторные установки, моделирующие работу радиолокационных систем путем излучения и приема акустических колебаний ультразвукового диапазона. Основным достоинством разработанных устройств являются малые габариты и высокая наглядность полученных результатов. Данный метод функционального моделирования давно известен и описан в [3]. Однако, одним из недостатков такого подхода является не возможность наблюдения эффектов, вызванных поляризацией отраженных сигналов.

Причиной является отличие самой природы колебания электромагнитных и акустических волн, поскольку электромагнитная волна является поперечной, а акустическая – продольной.

2. ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Представленная к вниманию разработка является логическим продолжением линейки учебного оборудования, разработанного нашими студентами. Целью является моделирование системы наведения ракеты «земля – воздух» полуактивного типа [4] с подсветкой цели направленным передатчиком СВЧ диапазона Ku (11 ГГц).

Выбор диапазона частот определялся в первую очередь доступностью комплектующих спутниковых телевизионных приёмников. Так, в лабораторной установке применен спутниковый конвертер Gi-211 (рисунок 1а), сочетающий весьма низкую стоимость и хорошие технические параметры: частота принимаемого сигнала 10.7-12.7 ГГц, частота выходного сигнала 910-2150 МГц, усиление порядка 50 дБ и уровнем собственных шумов 0.2 дБ. Металлический корпус конвертера выполнен в виде круглой рупорной антенны с диаграммой направленности главного лепестка порядка 60 градусов

В качестве приёмника (один канал) применен модернизированный прибор для поиска спутников Satellite Finder GSF9504 (рисунок 1б). Аналоговый стрелочный индикатор позволяет оценить уровень сигнала, для ручной регулировки чувствительности установлен регулятор усиления. Звуковой зуммер облегчает наведение приемной антенны на источник излучения.

Цифровая обработка выполнена на контроллере Arduino Uno.



Рис. 1. Примененные в лабораторной установке штатные узлы системы спутникового телевиденья: а) конвертер Gi-211, б) прибор измерения уровня сигнала GSF9504.

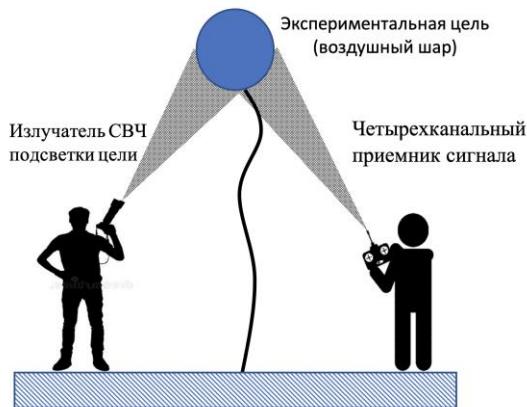


Рис. 2. Структурная схема эксперимента.

Структурная схема лабораторной установки представлена на рисунке 2. Эксперимент проводится на открытой площадке. Объектом исследования является металлизированный воздушный шар, наполненный гелием. Шар, удерживаемый нитью, поднимается над землей на высоту около пяти метров. С земли шар облучается направленным передатчиком сигнала подсветки. Отраженный сигнал принимается системой из четырех ортогонально расположенных антенн, затем четырехканальный приемник осуществляет усиление и фильтрацию полезного сигнала.

Обработка сигналов осуществляется классическими методом моноимпульсной радиолокации: уровень сигнала каждого канала измеряется, рассчитывается суммарный сигнал и разностные сигналы отклонения по азимуту и углу места. Результаты выводятся на экран в цифровом виде, либо в виде схематичного прицела с отображением текущей отметки цели.

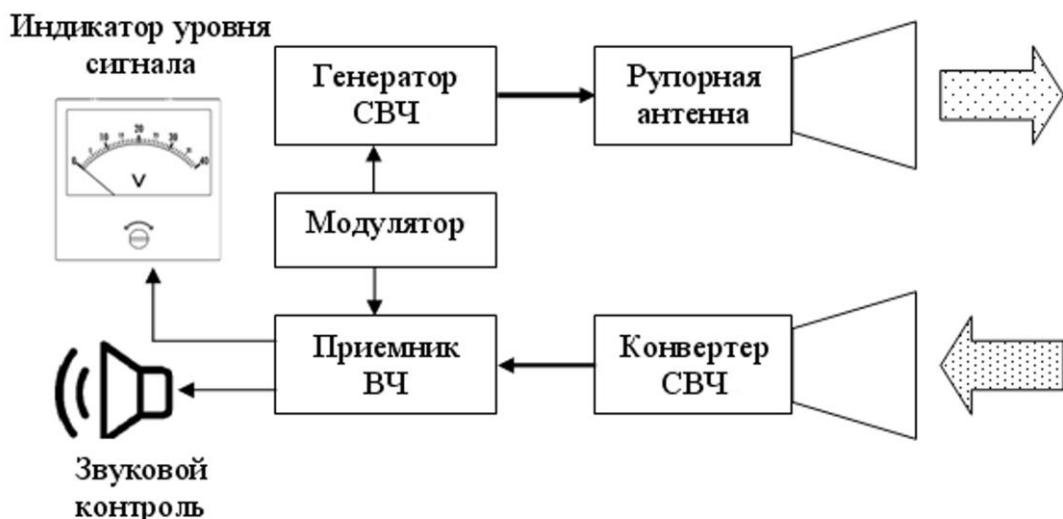


Рис. 3. Структурная схема генератора СВЧ подсветки цели с устройством наведения.

На рисунке 3 представлена структурная схема излучателя СВЧ подсветки. Как выяснилось в процессе эксплуатации, в следствии узкой диаграммы направленности излучающей антенны, наведение излучателя на цель является не простой задачей. Поэтому излучатель оборудован дополнительным приемником со звуковым контролем уровня отраженного сигнала. позволяющим точно, «на слух» наводить излучатель на экспериментальную цель.

Генератор СВЧ реализован на диоде Ганна АА703А по классической схеме с объемным резонатором в виде отрезка прямоугольного волновода. Частота генерации регулируется положением подвижного поршня резонатора. Предусмотрена ручная установка тока генераторного диода с цифровой индикацией текущего значения тока и напряжения. Генератор нагружен на рупорную оптимальную антенну. Ширина основного лепестка диаграммы направленности около 30 градусов. Общий вид генератора СВЧ подсветки цели представлен на рисунке 4.

Система наведения на цель реализована по четырехканальной схеме (рисунок 5) и реализует амплитудный равносигнальный метод наведения в двух плоскостях: по азимуту и углу места. Приемные антенны размещены симметрично по углам квадрата. Для формирования резкого спада диаграммы направленности в равносигнальном направлении, антенны разделены металлическими перегородками.



Рис. 4. Генератор СВЧ подсветки цели. а) Рабочее положение генератора, б) вид панели контрольных приборов и регуляторов управления. Здесь цифрами красного цвета обозначены: 1. Рупорная излучающая антенна; 2. Генератор СВЧ на диоде Ганна; 3. Конвертер контрольного приёмника наведения на цель; 4. Блок приборов контроля наведения и управления генератора СВЧ; 5. Стрелочный индикатор уровня сигнала контрольного приемника; 6. Регулятор чувствительности контрольного приемника; 7. Регулятор установки тока генератора Ганна; 8. Индикатор текущего значения тока и напряжения генератора Ганна; 9. Громкоговоритель контрольного приемника; 10. Регулятор громкости звука контрольного приемника.

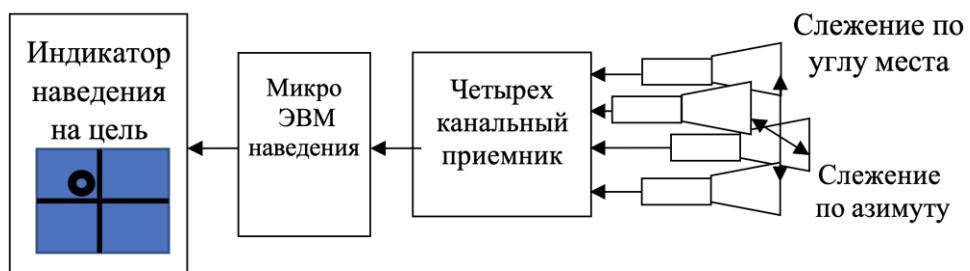


Рис. 5. Структурная схема лабораторной установки системы наведения.





Рис. 6. Лабораторная установка системы наведения на воздушную цель: а) общий вид установки; б) вид панели органов управления; в) вид индикатора направления на цель.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная лабораторная установка будет внедрена в лабораторный практикум дисциплины «Основы теории радиолокационных систем и комплексов» и показала высокую учебную ценность. Лабораторные занятия проводятся двумя бригадами студентов: первые обеспечивают наведение и удержание луча генератора СВЧ подсветки на цели (воздушном шаре), вторая бригада измеряет зависимость суммарного и разностного сигнала в зависимости от угла места и азимута цели.

К недостаткам лабораторной установки можно отнести не возможность проведения экспериментов внутри помещения, поскольку отражение волн от стен и последующая их интерференция приводят значительным искажениям измерений.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

ЛИТЕРАТУРА

1. Володько А.В., Киреев И.С. Исследование диаграмм рассеяния целей методом функционального моделирования. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). Том 2. – Воронеж: ООО «Вэлборт», 2018. – 403-408 с.
2. Антипов С.А., Володько А.В., Ищенко Е.А., Кострова В.Н., Разинкин К.А., Фёдоров С.М. Исследование эффективной площади рассеяния простых тел. // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020, Т. 16, № 5. – с. 81-85.
3. Майзельс Е. Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Под ред. М.А. Колосова. М.: Советское радио, 1972. – 232 с.
4. Леонов А.И., Фомичев К.И. Монопульсная радиолокация. М.: Радио и связь. 1984. – 312 с.

REFERENCES

1. Volodko A.V., Kireev I.S. Study of target scatter diagrams using the functional modeling method. // Radar, navigation, communications: Collection of proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference (April 17-19, 2018). Volume 2. – Voronezh: Welborn LLC, 2018. – 403-408 p.
2. Antipov S.A., Volodko A.V., Ishchenko E.A., Kostrova V.N., Razinkin K.A., Fedorov S.M. Study of the effective scattering area of simple bodies. // Bulletin of Voronezh State Technical University. 2020, T. 16, No. 5. – p. 81-85.
3. Maizels E.N., Torgovanov V.A. Measuring scattering characteristics of radar targets. Ed. M.A. Kolosova. M.: Soviet radio, 1972. – 232 p.
4. Leonov A.I. Fomichev K.I. Monopulse radar. M.: Radio and communications. 1984. – 312 p.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ

А. А. Васильченко

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены математические модели траекторных измерений, получаемых оптическими измерителями распределенных в пространстве беспилотных управляемых измерительных систем на базе камер с двухосным и трехосным карданным подвесом.

Ключевые слова: траекторные измерения, беспилотные распределенные измерительные системы, объекты наблюдения, оптические измерители трехосный карданный подвес, метод наименьших квадратов, измерительный беспилотный летательный аппаратправления.

MATHEMATICAL MODELS OF TRAJECTORY MEASUREMENTS BY DISTRIBUTED UNMANNED SYSTEMS

A. A. Vasilchenko

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov,
Russian Federation

Abstract. The article presents mathematical models of trajectory measurements obtained by optical meters of unmanned controlled measuring systems distributed in space based on cameras with biaxial and triaxial gimbalsarios.

Keywords: trajectory measurements, unmanned distributed measuring systems, observation objects, optical meters triaxial gimbal, least squares method, measuring unmanned aerial apparatusreferencess.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время особую актуальность приобретает возможность широкого применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) различного типа в целях наблюдения за подвижными объектами (объектами наблюдения (ОН) и их последующего сопровождения. Существенными достоинствами применения именно БПЛА для подобных решения задач является следующие:

- возможность их объединения в роевые группы (формации) и последующего эффективного как централизованного, так и децентрализованного управления;
- современный уровень элементной базы процессорного, радиоэлектронного и оптического оборудования позволяет построение малогабаритных измерительных систем и размещение его на борту БПЛА;
- в возможности комплексного позиционирования БПЛА в ходе выполнения полетного задания (по сигналам космических навигационных систем, по визуальным каналам, по инерциальным навигационным системам);
- в возможности реализации процедур автоматического обнаружения, классификации с высокой достоверностью и непрерывного сопровождения объектов наблюдения;
- в возможности выполнения маневров с перегрузками, превышающими физические возможности человека.

Обеспечение высоких показателей точности траекторных измерений и их непрерывности в ходе выполнения БПЛА наблюдения за объектами возможно за счет повсеместное внедрения в структуру их измерительных систем алгоритмов цифровой оптимальной статистической обработки сигналов, а также комплексирования результатов измерений, полученных средствами, различными по физическим принципам функционирования, а именно:

- радиотехнических измерителей (радиолокационных, радионавигационных);
- оптико-электронных (является наиболее широко применяемым);
- инфракрасных;
- оптических квантовых измерителей дальности (лидаров).

Реконфигурация траекторных измерительных систем наблюдения на базе БПЛА (ИБПЛА) за объектами может проявляться:

- в изменении местоположения ИБПЛА в пространстве по определенной программе, обеспечивающей непрерывное наблюдение за интересующими объектами;
- в оптимизации на измерителях (ИБПЛА), количества и информационной структуры одновременных наблюдений за объектами (ОН), а именно, в обосновании и выборе:
 - метода измерений (угломерного, угломерно-дальномерного, дальномерного, разностно-дальномерного);
 - типа измерительных каналов (оптических, ИК, радиолокационных, лидаров);
 - методов обработки измерительной информации.

Предпочтительным направлением достижения высоких показателей точности траекторных измерений и их непрерывности следует считать повсеместное внедрение в структуру измерительного комплекса алгоритмов цифровой оптимальной статистической обработки сигналов, а также комплексирование результатов измерений, полученных средствами, различными по физическим принципам функционирования, а именно [1, 2]:

- радиотехнических измерителей (радиолокационных, радионавигационных);
- оптико-электронных;
- инфракрасных;
- оптических квантовых измерителей дальности (лидаров).

Структурно это выглядит как синтез комплексной измерительной системы, дополненной методами технического зрения, картографии и триангуляции.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ

Математическая модель траекторного измерения ОН в i -ый момент времени наблюдения, полученного оптическим оборудованием на базе системы видео сопровождения с двухосным карданным подвесом измерительного БПЛА (ИБПЛА) может быть представлена выражением:

$$g_{\text{он}}(t_i) = \left(g_{u_k}(t_i) + n_{u_k}(t_i) \right) + F_1 \left(\mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) + n_{p_k}(t_i) \right) F_2 \left(\psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i) + n_{a_k}(t_i) \right) G_1 \left(\theta_{u_k}(t_i) + V_{1_k} \right) G_4 \left(V_{4_k} \right) G_2 \left(V_{2_k} \right) G_3 \left(V_{3_k} \right) r^* \quad (1)$$

где

$$g_{u_k}(t_i) = \begin{bmatrix} g_{u_k}(t_{i-1})^T, V_{u_k}^T, a_{u_k}^T \end{bmatrix}^T \quad - \text{вектор координат местоположения } k\text{-го ИБПЛА}$$

$$\left(k = \overline{1, K} \right) \text{ в } i\text{-ый момент времени наблюдения } T_i = \begin{bmatrix} 1, t_i, t_i^2 \end{bmatrix}^T;$$

$$g_{\text{он}}(t_i) = [x_{\text{он}}(t_i), y_{\text{он}}(t_i), z_{\text{он}}(t_i)] \quad \text{- вектор координат местоположения ОН в } i\text{-ый}$$

момент времени наблюдения;

K – количество ИБПЛА в траекторной системе наблюдения;

$$V_{u_k i} = [V_{u-X_k i}, V_{u-Y_k i}, V_{u-Z_k i}] \quad \text{- вектор проекций скоростей местоположения } k\text{-го ИБПЛА;}$$

$$a_{u_k i} = [a_{u-X_k i}, a_{u-Y_k i}, a_{u-Z_k i}] \quad \text{- вектор проекций скоростей местоположения } k\text{-го ИБПЛА;}$$

$n_{u_k i}(t_i) = [n_{u-X_k i}(t_i), n_{u-Y_k i}(t_i), n_{u-Z_k i}(t_i)] \quad \text{- вектор погрешностей оценок местоположения } k\text{-го ИБПЛА, распределенных по нормальному закону распределения:}$

$$M[n_{u-X_k i}(t_i)] = M[n_{u-Y_k i}(t_i)] = M[n_{u-Z_k i}(t_i)] = 0$$

$$\sigma_{n_{u_k}}^2 = \text{tr}\left(\text{diag}\left[\sigma_{n_{u-X_k}}^2, \sigma_{n_{u-Y_k}}^2, \sigma_{n_{u-Z_k}}^2\right]\right)$$

$r'' = [0, r_{u_k i}, 0]^T$ - расстояние от оптического центра камеры ИБПЛА до объекта наблюдения;

$\mu_{u_k}(t_i)$ - курсовой угол k -го ИБПЛА;

$\psi_{u_k}(t_i)$ - угол тангажа k -го ИБПЛА (измеряется в градусах в пределах от 0^0 до $\pm 90^0$);

$\vartheta_{u_k}(t_i)$ - угол крена k -го ИБПЛА (измеряется в градусах в пределах от 0^0 до $\pm 90^0$);

$\alpha_{u_k}(t_i)$ - азимут визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

$\beta_{u_k}(t_i)$ - угол места визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

и используемые операторы поворота:

$$F_1(\beta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ 0 & -\sin(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix} \quad F_2(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & 0 & \sin(\alpha) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\alpha) & 0 & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$n_{\lambda_k i}(t_i) = [n_{\alpha_k}(t_i), n_{\beta_k}(t_i)]$ - вектор погрешностей измерений угловых координат объекта наблюдения k -ым ИБПЛА, распределенных поциальному закону распределения:

$$M[n_{\alpha_k}(t_i)] = M[n_{\beta_k}(t_i)] = 0$$

$$N_{u^3_K} = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 \end{bmatrix} \quad \text{- ковариационная матрица погрешностей первичных измерений.}$$

V_{1_k} - погрешность неточности горизонтирования оптического прибора k -го ИБПЛА;

V_{2_k} - погрешность неточности юстировки оптического прибора k -го ИБПЛА;

ν_{3_k} - погрешность неперпендикулярности осей оптического прибора k -го ИБПЛА;

ν_{4_k} - коллимационная погрешность оптического прибора k -го ИБПЛА;

и используемые операторы поворота [1]:

$$G_1(\nu_{1_k}) = \begin{bmatrix} \cos(\nu_{1_k}) & \sin(\nu_{1_k}) & 0 \\ -\sin(\nu_{1_k}) & \cos(\nu_{1_k}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G_2(\nu_{2_k}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\nu_{2_k}) & \sin(\nu_{2_k}) \\ 0 & -\sin(\nu_{2_k}) & \cos(\nu_{2_k}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$G_3(\nu_{3_k}) = \begin{bmatrix} \cos(\nu_{3_k}) & \sin(\nu_{3_k}) & 0 \\ -\sin(\nu_{3_k}) & \cos(\nu_{3_k}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G_4(\nu_{4_k}) = \begin{bmatrix} \cos(\nu_{4_k}) & 0 & \sin(\nu_{4_k}) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\nu_{4_k}) & 0 & \cos(\nu_{4_k}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\beta_{u_k}(t_i)$ - угол места визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

Вращательное движение ИБПЛА, вызванной дрейфом его движения, вибрацией или маневрами, изменяет угловые координаты ОН относительно оптической оси с большими скоростями и ускорениями. Влияние подобных возмущений на двухосный кардан приводит к вращению камеры вокруг оптической оси и вращению изображения фоновой обстановки в последовательности обрабатываемых видео кадров, что существенно затрудняет обнаружение и определение координат с применением алгоритмов, на выполнение которых затрачивается значительные временные ресурсы. Это приводит к запаздыванию выдачи координат ОН и отрицательно сказывается на точность и непрерывность их сопровождения. Указанный недостаток может быть компенсирован использованием в составе оптического оборудования трехосного карданного подвеса [2, 3]. Модель траекторного измерения в этом случае описывается выражением:

$$g_{OH}(t_i) = \left(g_{u_k}(t_i) + \eta_{u_k}(t_i) \right) + F_1 \left(\mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) + \eta_{\beta_k}(t_i) \right) F_2 \left(\psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i) + \eta_{\alpha_k}(t_i) \right) G_1 \left(\vartheta_{u_k}(t_i) + \eta_{u_k}(t_i) + \nu_{1_k}(t_i) \right) G_4 \left(\nu_{4_k}(t_i) \right) G_2 \left(\nu_{2_k}(t_i) \right) G_3 \left(\nu_{3_k}(t_i) \right) r \quad (4)$$

$\eta_{u_k}(t_i)$ - угол, описываемый положение крена визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА.

3. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Оценка местоположения ОН по результатам измерений его угловых координат относительно K ИБПЛА может быть выполнена по методу наименьших квадратов [1, 4]:

$$g_{OH} = \left[(\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma})^T N^{-1} (\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma}) \right]^{-1} (\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma})^T N^{-1} \Phi_{\Sigma} g_{\Sigma u} \quad (5)$$

где $\Phi_{\Sigma} = \begin{bmatrix} \Phi_{\Pi}^1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{\Pi}^k \end{bmatrix}$ - обобщенная составная матрица;

$\Phi = F_1(\beta_k(t_i))F_2(\alpha_k(t_i))$ - матрица поворота на значения угловых координат ОН относительно k -го ИБПЛА;

$F_{\Pi} = [F_{1i} \ F_{2i}]_{(2,3)}$ - матрица, проецирующая координаты объекта наблюдения в систему координат k -го ИБПЛА, выполняется путем вычеркивания первой строки из матрицы Φ ;

$G = [\alpha_k(t_i), \beta_k(t_i)]$ - вектор измерений угловых координат ОН относительно k -го ИБПЛА:

$$\alpha_k(t_i) = \psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i), \beta_k(t_i) = \mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) \quad (6)$$

E - единичная матрица с размерностью 3x3, имеющая вид:

$$E_{\Sigma} = \begin{bmatrix} E_1 \\ \dots \\ E_k \end{bmatrix} \quad (7)$$

$g_{\Sigma u}(t_i) = [g_{u_1}(t_i), g_{u_2}(t_i), \dots, g_{u_k}(t_i)]$ - составной вектор координат местоположения k -го ИБПЛА к общей системе координат в i -ый момент времени наблюдения;

$g_{u_1}(t_i) = [x_{u_1}(t_i), y_{u_1}(t_i), z_{u_1}(t_i)]$ - вектор координат местоположения k -го ИБПЛА к общей системе координат в i -ый момент времени наблюдения

N - ковариационная матрица первичных измерений вида:

$$N = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

R_k - наклонная дальность между ОН и ИБПЛА, вычисляемая по выражению [5]:

$$R_k = \sqrt{(x_{u_k}(t_i) - x_{oh}(t_i))^2 + (y_{u_k}(t_i) - y_{oh}(t_i))^2 + (z_{u_k}(t_i) - z_{oh}(t_i))^2} \quad (9)$$

Таким образом, полученные математические модели траекторных измерений, полученных оптическим оборудованием роевых распределенных систем ИБПЛА позволяют выполнить оценивание местоположения ОН с учетом внутренних систематических погрешностей камер, движения ИБПЛА относительно ОН, первичных погрешностей измерений оптического оборудования и погрешностей измерений местоположения ИБПЛА.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанные математические модели траекторных измерений, полученных оптическим оборудованием роевых распределенных систем ИБПЛА позволяют выполнить оценивание местоположения ОН распределенными в пространстве беспилотными измерительными системами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Моисеев В.С. Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами: монография. – Казань: ГБУ «Республиканский центр мониторинга качества образования» (Серия «Современная прикладная математика и информатика»). – 768 с.
2. Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натурных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
3. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Осоков М.В., Моржин А.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
4. Алпатов Б.А., Бабаян П.В. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008.- 176с.
5. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации: в 2ч. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. Ч.2, 180 с.
6. Бар-Шалом Я. Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011, 271 с.

REFERENCES

1. Moiseev V.S. Applied theory of control of unmanned aerial vehicles: monograph. – Kazan: GBU "Republican Center for Monitoring the quality of Education" (Series "Modern Applied Mathematics and Computer Science"). – 768 p .
2. Bulychev Yu.G., Vasiliev V.V. Information and measurement support for field tests of complex technical complexes. – M.: Mashinostroenie – Polet, 2016. – 440 p.
3. Vizilter Yu.V., Zhelтов S.Yu., Bondarenko A.V., Ososkov M.V., Morzhin A.V. Image processing and analysis in machine vision problems: A course of lectures and practical exercises. – M.: Fizmatkniga, 2010. – 672 p.
4. Alpatov B.A., Babayan P.V. Methods of automatic detection and tracking of objects. Image processing and control. – M.: Radio Engineering, 2008. - 176s.
5. Konovalov A.A. Fundamentals of trajectory processing of radar information: in 2h. St. Petersburg: Publishing house of SPbSETU "LETI", 2014. Part 2, 180 p
6. Bar-Shalom Ya. Trajectory processing. Principles, methods and algorithms: in 2 hours / Ya. Bar-Shalom, H.-R. Lee. – M.: Bauman Moscow State Technical University, 2011, 271 p.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

И. М. Полубояров, А. Н. Новиков

Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого
(ВА РВСН), Балашиха, Россия

Аннотация. Представлена методика определения возможных вариантов доведения информации по телекоммуникационной системе специального назначения и порядок определения вероятностно-временных характеристик передачи информации по выделенным цепочкам.

Ключевые слова: методика, эффективность, вероятностно-временные характеристики, β -распределение, метод PERT.

METHODOLOGY FOR DETERMINING POSSIBLE OPTIONS FOR INFORMATION TRANSMISSION IN SPECIAL-PURPOSE TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND THEIR PROBABILISTIC AND TEMPORAL CHARACTERISTICS

I. M. Poluboyarov, A. N. Novikov

Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (VA RVSN),
Balashikha, Russia

Abstract. The methodology for determining possible options for delivering information on a special-purpose telecommunications system and the procedure for determining the probabilistic and temporal characteristics of information transmission along dedicated chains is presented.

Keywords: methodology, efficiency, probabilistic-temporal characteristics, β -distribution, PERT method.

1. ВВЕДЕНИЕ

Методика предназначена для:

определения всех возможных вариантов передачи информации в телекоммуникационной системе специального назначения (ТКС СН) с учетом состава ее элементов и связей между ними для формализованного представления системы;

определения вероятностно-временных характеристик процессов передачи информации с учетом временных характеристик их обработки на элементах ТКС СН и передачи между ними.

Данная методика является основой для проведения исследований эффективности функционирования ТКС СН, так как все дальнейшие расчеты базируются на результатах, полученных на ее основе. С помощью этой методики определяются все возможные варианты доведения информации. От полноты определения всех возможных вариантов от источника до получателя зависит точность результатов оценки эффективности функционирования ТКС СН в целом. При этом необходимо отметить, что если по ряду причин будут известны не все возможные варианты доведения информации, то эффективность функционирования системы так же можно вычислить, однако точность определения значения показателя будет ниже.

В общем виде методика определения возможных вариантов информации по ТКС СН и их вероятностно-временных характеристик включает два взаимосвязанных этапа [1].

На первом этапе формируются все возможные варианты доведения информации ТКС СН от источника до получателя информации.

На втором этапе для каждого выделенного варианта проводятся расчеты вероятности доведения информации на основе использования метода PERT.

2. ПОРЯДОК ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ДОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ПО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В основу определения возможных вариантов доведения информации по ТКС СН положен подход, основанный на использовании метода последовательных итераций.

Сущность данного подхода заключается в том, что направленным перебором в несколько итераций определяются возможные способы доведения информации от источника до получателя [1].

Для реализации указанного подхода на первом этапе ТКС СН представляют в виде квадратной матрицы связности. При этом, сложная ТКС СН может разбиваться на ряд более простых подсистем, тем самым реализуется принцип вложенности системы, когда формируется основная система, включающая в виде отдельных элементов другие подсистемы. Это упрощает процесс формализованного представления сложных структур ТКС СН. На рисунке 1 в виде квадратной матрицы связности представлен пример ТКС СН.

Матрица связности							
	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7
g1	0	1	1	0	0	0	0
g2	0	0	0	1	1	0	0
g3	0	0	0	1	0	1	1
g4	0	0	0	0	0	1	1
g5	0	0	0	0	0	1	1
g6	0	0	0	0	0	0	1
g7	0	0	0	0	0	0	0

Рис. 1. Пример формализованного представления ТКС СН в виде матрицы связности.

Заполнение квадратной матрицы связности, формализующей ТКС СН осуществляется следующим образом. В строки и столбцы квадратной матрицы связности включают элементы ТКС СН, участвующие в доведении информации. Элемент матрицы связности принимает значение «1» если соответствующий элемент в строке доводит информацию до элемента расположенного в соответствующем столбце.

На втором этапе для всех элементов ТКС СН определяются возможности по доведению информации, для чего каждому элементу ТКС СН определяют элементы, до которых он может напрямую передать информации (рисунок 2).

1. g1 – g2	3. g2 – g4	5. g3 – g4	7. g3 – g7	9. g4 – g7	11. g5 – g7
2. g1 – g3	4. g2 – g5	6. g3 – g6	8. g4 – g6	10. g5 – g6	12. g6 – g7

Рис. 2. Результаты определения возможностей по доведению информации непосредственно с элемента ТКС СН.

На третьем этапе на основе задания источника, элемента, формирующего информацию, определяются первичные элементы ТКС СН, которым они будут доведены (рисунок 3).

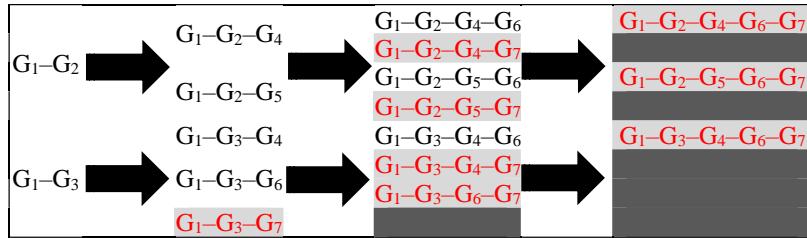


Рис. 3. Результаты итераций по определению цепочек доведения информации от источника до получателя.

Далее на основе определения возможности по доведению информации первичными элементами ТКС СН определяются последующие элементы, до которых она будет доведена. Итерации по определению элементов, до которых будет доведена информация от источника через промежуточные элементы продолжаются до тех пор, пока не будут выбраны все возможные получатели.

На четвертом этапе из всего множества выделенных способов доведения информации выбираются те, которые позволяют доводить их от источника до получателя.

Каждый конкретный выделенный способ доведения информации от источника до получателя называется цепочкой доведения. На рисунке 4, представлены цепочки доведения от элемента системы g_1 до элемента g_7 .

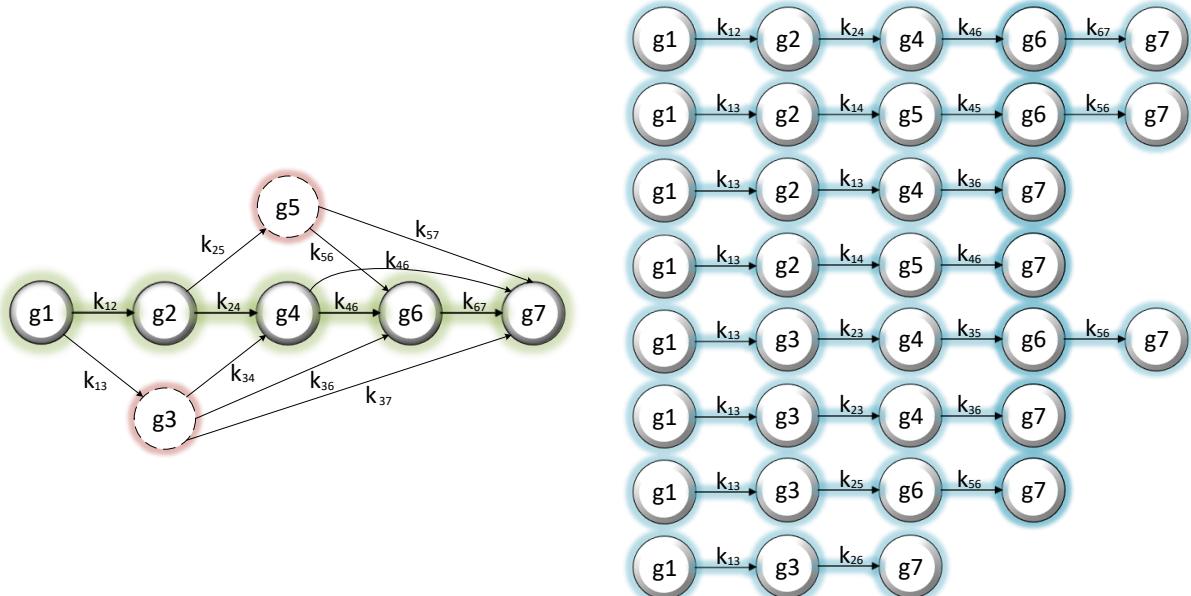


Рис. 4. Цепочка доведения от элемента системы g_1 до элемента g_7 .

Цепочка доведения информации представляет собой совокупность неповторяющихся элементов ТКС СН, проходя через которые информация от источника поступит к получателю. Длина цепочки определяется количеством составляющих ее элементов [1].

В общем виде схема алгоритма, реализующего выделение возможных цепочек доведения информации по ТКС СН представлена на рисунке 5 [1].

На первом этапе алгоритма вводится матрица связности, которая отражает взаимосвязи элементов ТКС СН в процессе доведения информации. Определяется элемент ТКС СН от которого доводится информация и элемент получатель данной информации.

На втором этапе алгоритма формируются первоначальные цепочки доведения информации на основе определения элементов ТКС СН, до которых формирователь информации способен довести информацию. Возможность доведения информации от элемента, формирующего информацию, определяется соответствующей строкой матрицы связности. Элемент ТКС СН способен довести информацию до другого ее элемента, если в ячейке пересечения строки элемента, формирующего информацию и столбца другого элемента ТКС СН стоит единица.

На третьем этапе представленного алгоритма из сформированных первоначальных цепочек выделяются те, которые могут доводить информацию от источника до получателя.

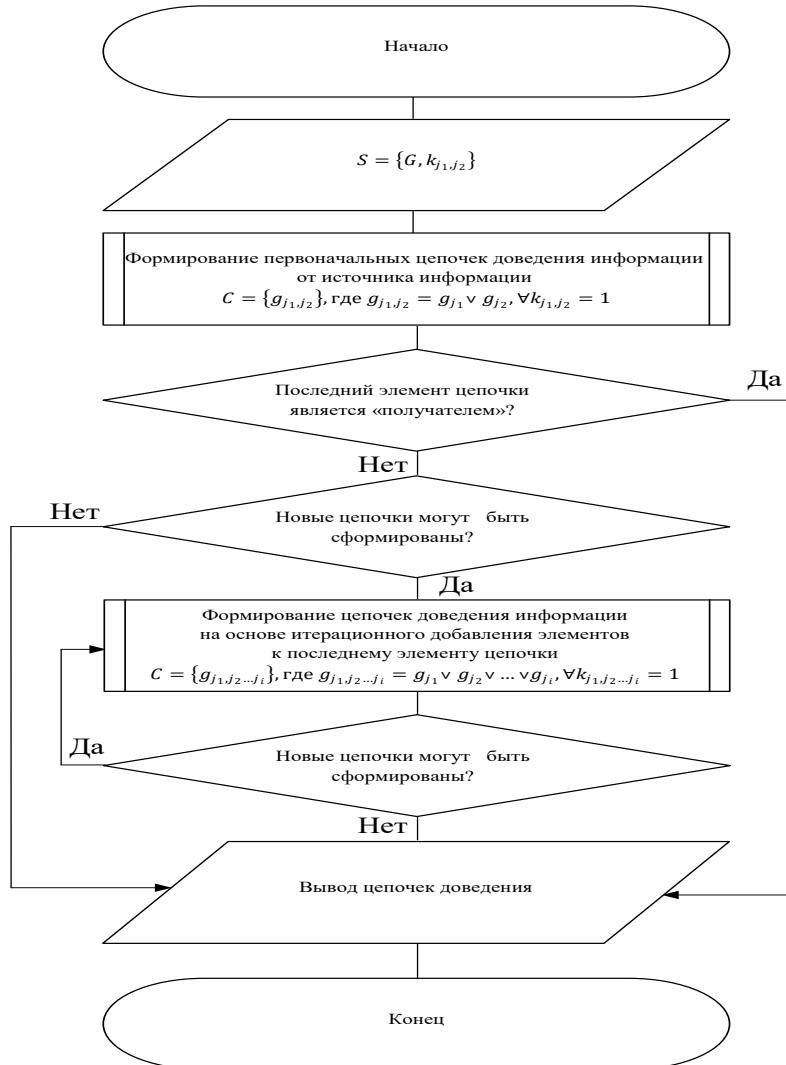


Рис. 5. Общая схема алгоритма выделения возможных цепочек доведения в ТКС СН.

На четвертом этапе формируются новые цепочки доведения посредством определения возможности по доведению информации последним элементом цепочки. Возможность доведения определяется аналогично определению первоначальных цепочек. Из сформированных на четвертом этапе цепочек выбираются те, которые доводят информацию от источника до получателя. Четвертый этап выполняется итерационно до тех пор, пока есть хотя бы один конечный элемент цепочек, который способен передавать информацию на другие элементы ТКС СН и при этом отсутствует зацикливание алгоритма.

В результате реализации алгоритма выделяются все возможные способы доведения информации ТКС СН от элементов, формирующих их до элементов, получающих данную информацию.

Таким образом, реализация представленного алгоритма позволит решить задачу выделения всего множества возможных способов доведения информации ТКС СН от источника до получателя, на основе метода направленного перебора.

3. ПОРЯДОК ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО ВЫДЕЛЕННЫМ ЦЕПОЧКАМ

Ввиду того, что на процесс доведения информации от источника до получателя в ТКС СН влияет множество факторов, в том числе и случайных, то время доведения по выделенной цепочке будет величиной случайной [3].

Время доведения информации от источника до получателя в ТКС СН по выделенной цепочке в целом складывается из времени обработки информации на элементах ТКС СН, входящих в выделенную цепочку и времени передачи информации между этими элементами ТКС СН.

Время обработки информации на элементе ТКС СН складывается из времен работы аппаратуры по обработке, введенной в нее информации и времени работы расчета.

Время передачи информации между элементами зависит от времени работы аппаратуры по передачи информации, скорости передачи информации по каналу связи.

Время обработки и передачи информации каждого конкретного элемента является случайной величиной, так как зависит от множества различных факторов, в том числе и случайных. Однако можно определить минимальное и максимальное значение как времени обработки информации, так и времени передачи ее по каналам связи. Это позволяет использовать метод PERT для определения значения вероятности того, что по выделенной цепочке информация будет доведена за заданное время (своевременно) [3].

Сущность метода PERT заключается в том, что для каждой выделенной цепочки доведения информации строится сетевая модель процесса передачи информации. Сетевая модель может представляться в виде диаграммы Ганта, сетевого графика. Сетевая модель в временной шкале последовательно учитывает продолжительность работ по обработке информации и ее передачи на всех элементах, входящих в цепочку. В качестве допущений принимается:

суммарное время доведения информации по выделенной цепочке (критические работы) распределено по нормальному закону распределения;

времена обработки информации на элементах и времена передачи информации между элементами подчинены β -распределению в интервале от минимального, до максимального значения времени.

Для построения сетевой модели доведения информации по выделенной цепочке необходимо определить минимальные и максимальные времена обработки информации на каждом элементе.

С учетом того, что на каждом элементе могут размещаться различные комплекты аппаратуры, а времена обработки информации на каждом комплекте различные то необходимо определить следующие параметры:

t_j^{\min} – минимально возможное время, за которое будет обработана информация на j -м элементе;

$t_j^{\text{ож}}$ – ожидаемое время, за которое будет обработана информация на j -м элементе;

t_j^{\max} – максимально возможное время, за которое будет обработана информация на j -м элементе.

Минимально возможное время – это время, за которое будет обработана информация и определяется минимальным временем обработки информации из всех имеющихся на элементе комплектов аппаратуры.

Ожидаемое время, за которое будет обработана информация определяется как наиболее вероятное время, в течение которого расчет сможет выполнить на аппаратуре обработку информации.

Максимально возможное время, это наибольшее время, за которое может быть обработана информация на элементе.

С учетом определенных параметров времени обработки информации рассчитываются параметры β -распределения в интервале от минимального, до максимального значения времени по следующим выражениям [3]:

$$M[t_j] = \frac{t_j^{\min} + 4 \cdot t_j^{ож} + t_j^{\max}}{6} \quad (1)$$

$$D[t_j] = \left(\frac{t_j^{\max} - t_j^{\min}}{6} \right)^2 \quad (2)$$

$$\alpha_{t_j} = \frac{(M[t_j] - t_j^{\min})^2 \cdot (t_j^{\max} - M[t_j]) + D[t_j] \cdot (t_j^{\min} - M[t_j])}{D[t_j] \cdot (t_j^{\max} - t_j^{\min})} \quad (3)$$

$$\beta_{t_j} = \frac{\alpha \cdot (t_j^{\max} - M[t_j])}{(M[t_j] - t_j^{\min})}. \quad (4)$$

Для определения параметров времени обработки информации на элементе ТКС СН может так же использоваться подход, основанный на анализе нормативов, определенных требованиями руководящих документов. С учетом того, что к дежурству допускаются только расчеты, имеющие положительную оценку по отработке норматива, а нормативы учитывают временные параметры обработки и передачи информации, то минимальное время, за которое будет обработана и передана информация, будет соответствовать нормативу на оценку «отлично», максимальное время на оценку «удовлетворительно» (таблица 1) [3].

Таблица 1. Нормативы обработки информации на элементе

Оценка за норматив	Время выполнения норматива		
	1 тип аппаратуры	2 тип аппаратуры	3 тип аппаратуры
«Отлично»	8 сек.	3 мин. 20 сек.	5 мин. 40 сек.
«Хорошо»	9 сек.	3 мин. 30 сек.	5 мин. 50 сек.
«Удовлетворительно»	10 сек.	3 мин. 40 сек.	6 мин. 00 сек.

На основе информации о количестве расчетов, несущих дежурство на элементе ТКС СН и результатов их подготовленности определяются параметры β -распределения в соответствии с таблицей 2 и рисунками 6 и 7.

Аналогичным образом определяется время необходимое для передачи информации между элементами, при этом нормативы берутся соответствующие (таблица 3) [2].

Таблица 2. Параметры β -распределения для определения времени обработки информации на элементе с учетом обученности расчетов

Подготовленность расчета	α	β
Более 80% расчетов оценено на «отлично»	1,5	5
Более 60% расчетов оценено не ниже чем на «хорошо»	5	5
Более 50% расчетом оценено на «удовлетворительно»	5	1,5

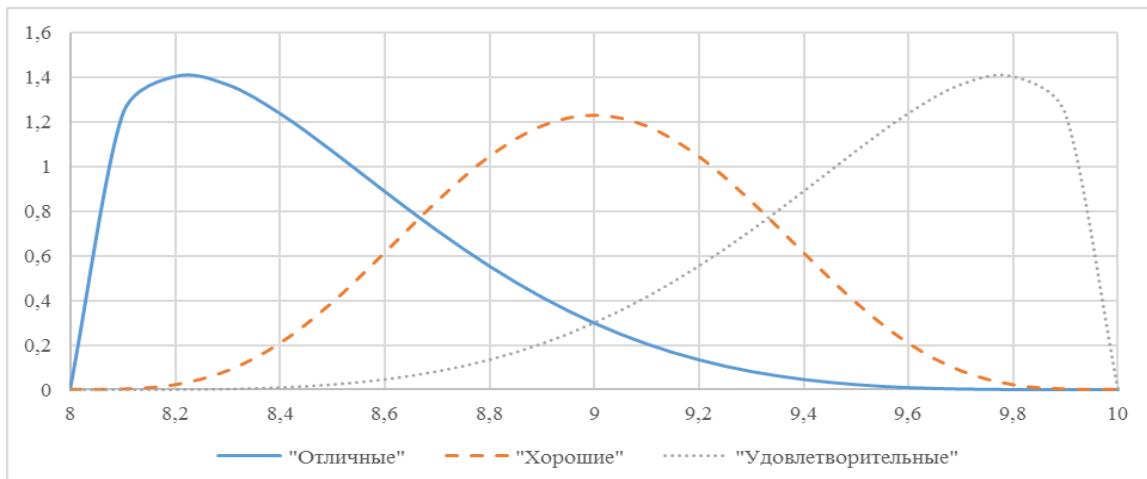


Рис. 6. Плотность вероятности времени работы расчета по обработке информации на элементах ТКС СН.

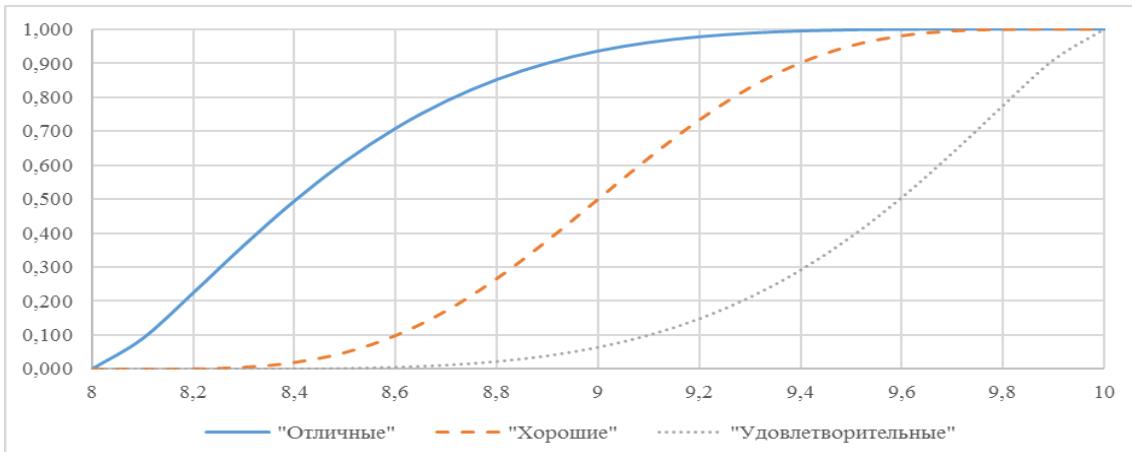


Рис. 7. Функция распределения времени работы расчета по обработке информации на элементах ТКС СН

Таблица 3. Нормативы по доведению информации по различным каналам связи

Оценка за норматив	Время норматива	
	ТЛК	В радиосети по р/с
«Отлично»	2 сек.	2 мин. 40 сек.
«Хорошо»	3 сек.	2 мин. 50 сек.
«Удовлетворительно»	4 сек.	3 мин. 00 сек.

На основе определения параметров β -распределения, определений значений минимального и максимального времени обработки, передачи информации определяются математические ожидания и дисперсии времени обработки и передачи информации на каждом элементе входящим в выбранную цепочку в соответствии со следующими выражениями:

$$M[t_j] = A_j + (B_j - A_j) \frac{\alpha_j}{\alpha_j + \beta_j}, \quad (5)$$

$$M[t_j] = \frac{t_j^{\min} + 4 \cdot t_j^{\text{ож}} + t_j^{\max}}{6}, \quad (6)$$

$$D[t_j] = \frac{(B_j - A_j)^2 \cdot \alpha_j \cdot \beta_j}{(\alpha_j + \beta_j)^2 \cdot (\alpha_j + \beta_j + 1)}, \quad (7)$$

где A_j – значение норматива обработки (передачи) информации на оценку «отлично»;

B_j – значение норматива обработки (передачи) информации на оценку «удовлетворительно»;

α, β – параметры бета-распределения, выбранные с учетом количества расчетов, оцененных на оценку «отлично», «хорошо», «удовлетворительно».

Аналогичным образом определяются значения параметры времени передачи информации [3]:

$$M[t_{j_1, j_2}] = \frac{t_{j_1, j_2}^{\min} + 4 \cdot t_{j_1, j_2}^{\text{ож}} + t_{j_1, j_2}^{\max}}{6}, \quad (8)$$

$$D[t_{j_1, j_2}] = \left(\frac{t_{j_1, j_2}^{\max} - t_{j_1, j_2}^{\min}}{6} \right)^2, \quad (9)$$

$$\alpha_{t_{j_1, j_2}} = \frac{(M[t_{j_1, j_2}] - t_{j_1, j_2}^{\min})^2 \cdot (t_{j_1, j_2}^{\max} - M[t_{j_1, j_2}]) + D[t_{j_1, j_2}] \cdot (t_{j_1, j_2}^{\min} - M[t_{j_1, j_2}])}{D[t_{j_1, j_2}] \cdot (t_{j_1, j_2}^{\max} - t_{j_1, j_2}^{\min})}, \quad (10)$$

$$\beta_{t_{j_1, j_2}} = \frac{\alpha \cdot (t_{j_1, j_2}^{\max} - M[t_{j_1, j_2}])}{(M[t_{j_1, j_2}] - t_{j_1, j_2}^{\min})}, \quad (11)$$

где t_{j_1, j_2}^{\min} – минимально возможное время, за которое можно передать информацию между j_1 и j_2 элементом в цепочке доведения информации;

$t_{j_1, j_2}^{\text{ож}}$ – ожидаемое время, за которое можно передать информацию между j_1 и j_2 элементом в цепочке доведения информации;

t_{j_1, j_2}^{\max} – максимально возможное время, за которое можно передать информацию между j_1 и j_2 элементом в цепочке доведения информации.

Диаграмма Ганта построенная с учетом средних времен обработки и передачи информации по выбранной цепочке будет иметь вид, представленный на рисунке 8.

На диаграмме Ганта последовательно изображены средние времена обработки и передачи информации. С помощью диаграммы Ганта можно определить среднее время доведения информации по выбранной цепочке в соответствии со следующим выражением:

$$M[t_i] = \sum_{j=1}^{J_i} (M[t_j] + M[t_{j, j+1}]), \quad (12)$$

где $M[t_{j, j+1}]$ – среднее время передачи информации между j -м и $j+1$ элементом цепочки, определяется в соответствии с выражением 8.



Рис. 8. Диаграмма Ганта процесса передачи информации по одной из выбранный цепочке доведения.

Дисперсия времени доведения информации определяется аналогично, сложением дисперсий времен обработки и передачи информации между элементами, входящими в выбранную цепочку:

$$D[t_i] = \sum_{i=1}^{J_i} (D[t_j] + D[t_{j,j+1}]), \quad (13)$$

где $D[t_{j,j+1}]$ — дисперсия времени передачи информации между j -м и $j+1$ элементом цепочки, определяется в соответствии с выражением 9.

Если количество элементов в цепочке больше семи, то можно предположить, что общее время доведения информации по выбранной цепочке можно моделировать нормальным законом распределения. В этом случае вероятность того, что по выделенной цепочке информация будет доведена за время, не превышающее требуемое ($T_{\text{треб}}$) определяется в соответствии со следующим выражением:

$$P_i(t_i < T_{\text{треб}}) = F_T \left[\frac{T_{\text{треб}} - M[t_i]}{\sqrt{D[t_i]}} \right], \quad (14)$$

где $F_T[\bullet]$ — функция нормального закона распределения.

Если количество элементов в цепочке меньше семи, общее время информации по ней моделируется β -распределением. В этом случае параметры β -распределения определяются на основе следующих выражений [3]:

$$\alpha_{t_i} = \frac{(M[t_i] - t_i^{\min})^2 \cdot (t_i^{\max} - M[t_i]) + D[t_i] \cdot (t_i^{\min} - M[t_i])}{D[t_i] \cdot (t_i^{\max} - t_i^{\min})}, \quad (15)$$

$$\beta_{t_i} = \frac{\alpha \cdot (t_i^{\max} - M[t_i])}{(M[t_i] - t_i^{\min})}, \quad (16)$$

$$t_i^{\min} = \sum_{j=1}^{J_i} (t_j^{\min} + t_{j,j+1}^{\min})$$

где: t_i^{\min} — минимально возможное время доведения информации по i -й цепочке;

$$t_i^{\max} = \sum_{j=1}^{J_i} (t_j^{\max} + t_{j,j+1}^{\max})$$

— максимально возможное время доведения информации по i -й цепочке.

Вероятность того, что по выделенной цепочке информация будет доведена за время, не превышающее требуемое ($T_{mpe\delta}$) определяется в соответствии со следующим выражением:

$$P_i(t_i < T_{mpe\delta}) = F_\beta(T_{mpe\delta}, \alpha_{t_i}, \beta_{t_i}, t_i^{\min}, t_i^{\max}) \quad (17)$$

где $F_\beta[\bullet]$ – функция β -распределения [3].

Представленные расчеты вероятности доведения информации выполняются для каждой выделенной цепочки и для каждой пары источник-получатель. При этом необходимо отметить, что несмотря на большое количество вычислений все они типовые и могут быть достаточно просто автоматизированы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, представленная методика определения возможных вариантов доведения информации по ТКС СН и ее вероятностно-временная характеристика позволяет определить совокупность возможных цепочек передачи информации и для каждой выделенной цепочки определить функцию вероятности доведения информации в зависимости от времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полубояров И. М., Мамыкина Д. Д. Оценка устойчивости телекоммуникационных сетей автоматизированных систем управления специального назначения с коммутацией пакетов. // Известия ВА РВСН. Балашиха: 2023. – № 314. – С. 532-537.
2. Мартынов В. В., Охотников Г. Н., Струченко А. Е. Статистические распределения. // Научно-методические материалы. – М.: 1985. – 84 с.
3. Ролдугин В. Д. Колодько Ю. В. Моделирование и оценка эффективности боевых действий: Методические основы моделирования и оценки боевых действий. // Учебное пособие Военной академии РВСН часть 1. Балашиха: 2024. – 287с.

REFERENCES

1. Poluboyarov I. M., Mamikina D. D. Assessment of the stability of telecommunication networks of automated control systems for special purposes with packet switching. // Izvestia VA RVSN. Balashikha: 2023, No. 314. - Pp. 532-537.
2. Martinov V. V., Ohotnikov G. N., Strucenko A. E Statistical distributions. // Scientific and methodological materials. – M.: 1985. – 84 p.
3. Roldugin V. D. Kolodko Yu. V. Modeling and evaluation of the effectiveness of combat operations: Methodological foundations of modeling and evaluation of combat operations. // Textbook of the VA RVSN part 1. Balashikha: 2024. – 287 p.

МИНИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН, РАБОТАЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ 2.4ГГЦ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА БПЛА

А. А. Моисеенко¹

¹ООО «АЕДОН», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются результаты разработки логопериодической антенны УВЧ. Проведены расчет антенны, моделирование и экспериментальное исследование ее основных характеристик. Поднят вопрос построения логопериодической антенны с кусочно-линейными вибраторами и минимизации её характеристик на частоте 2400МГц. Приведен метод расчета основных элементов логопериодических антенн, вибраторы выбраны Г-образной формы для уменьшения геометрических размеров антенны, для оптимизации возбуждения антенны оно осуществляется посредством печатной платы. Предоставлено моделирование полученной по результатам расчетов печатной логопериодической антенны с приведением графика характеристик коэффициента стоячей волны, получены диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскости.

Ключевые слова: логопериодическая антenna, диаграмма направленности, УВЧ диапазон, моделирование, экспериментальное исследование.

MINIMIZING THE DESIGN PARAMETERS OF DIRECTIONAL PRINTED LOGOPERIODIC VIBRATOR ANTENNAS OPERATING AT 2.4GHZ FOR INSTALLATION ON UAVS

A. A. Moiseenko¹

¹AEDON, LLC, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the results of the development of a logoperiodic UHF antenna. The calculation of the antenna, modeling and experimental study of its main characteristics were carried out. The issue of constructing a logoperiodic antenna with piecewise linear vibrators and minimizing its characteristics at a frequency of 2400 MHz is raised. A method for calculating the main elements of logoperiodic antennas is given, vibrators are L-shaped to reduce the geometric dimensions of the antenna, to optimize the excitation of the antenna, it is carried out by means of a printed circuit board. A simulation of a printed logoperiodic antenna obtained from the results of calculations with a graph of the characteristics of the standing wave coefficient is provided, directional diagrams in the horizontal and vertical planes are obtained.

Keywords: log periodic antenna, radiation pattern, UHF range, modeling, experimental study.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое распространение последнее время нашли беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Их стали использовать повсеместно. Сформировался так же одновременно с развитие БПЛА и комплекс мер и механизмов подавления сигналов управления на них. По этой причине в БПЛА стали применяться различные меры противодействия этим методам. Так, например при воздействии устройствами радиоэлектронной борьбы (РЭБ) чаще всего применяется установление помехи на канал

управления БПЛА, данное воздействие может в свою очередь привести к повреждению или полному разрушению БПЛА. В связи с этим встал вопрос об установке на БПЛА направленных антенн, как одна из мер противодействию данному воздействию на используемые диапазоны частот для управления. Но так как это небольшие летательные аппараты то к антеннам, используемым на них, предъявляются требования по массогабаритным параметрам, требуются высокоэффективные антенны, имеющие низкую парусность и малый вес. Стандартные направленные антенны весьма громоздки и тяжелы. Поэтому разработчики антенн находятся в постоянном поиске компромиссных решений, которые бы удовлетворяли этим требованиям и позволили бы создать конструкцию антенны, подходящей так же и для массового производства.

В данной работе рассматривается применение логопериодических антенн для оптимального применения в БПЛА. Логарифмическая периодическая антenna (ЛПА) является широкополосной антенной, основной особенностью которой является работа в широкой области частот, при этом электрические свойства антенн не будут зависеть от рабочей полосы [1]. Сужение главного лепестка и увеличение количества боковых лепестков для данного типа антенн не свойственен как для большинства широкополосных антенн, у которых с ростом частоты наблюдается данные особенности. Широко распространены в современной радиоэлектронной аппаратуре логопериодические вибраторные антены (ЛПВА), входящие в семейство ЛПА. Основными преимуществами данной антенной системы выступают: простота расчета параметров конструкции и её наглядность. Благодаря развитию производства печатных плат, повторяемости их характеристик появилась возможность изготовить ЛПВА с применением плат для питания антенной системы, это стало толчком к тому, что повысилась скорость производства, удалось добиться уменьшения разброса характеристик и стоимости изготовления антены. Дополнительно удалось совместить излучающие элементы с питанием и устройствами согласования для заданной полосы частот, что значительно снижает стоимость производства.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Такие параметры логопериодических антенн как размеры вибраторов и расстояние между ними изменяются по логарифмическому закону.

Вибраторы уменьшаются в геометрической прогрессии со знаменателем, равным τ . Соответственно геометрические размеры антены зависят от τ и угла α при вершине треугольника, образованного линиями, проведенными через не соединенные концы вибраторов, а также связанные с относительным интервалом σ .

Чем меньше угол α (и больше τ), тем выше коэффициент усиления антены. При этом увеличивается число вибраторов и общая длина конструкции.

В справочной литературе так же уже подобраны оптимальные значения относительного интервала σ для определенного τ .

Приведем основные формулы для расчетов геометрических характеристик вибраторов антены, для расчетов используется метод [1] с учетом сопротивления питания.

1. Относительная ширина рабочей полосы частот антены G и ширина полосы работы активной зоны G_{activ} находятся с помощью следующих формул (1) и (2):

$$G_{\text{activ}} = 1,1 + 7,7 \cdot (1-\tau)^2 \cdot \operatorname{ctg}(\alpha), \quad (1)$$

$$G_{\text{отн.шир.}} = F_{\max} / F_{\min}. \quad (2)$$

2. Рабочая полоса частот проектируемой антены G_s равна:

$$G_s = G_{\text{activ}} \cdot G_{\text{отн.шир.}}. \quad (3)$$

3. Число требуемых вибраторов определяется с помощью формулы (4):

$$N = 1 + (\log G_s / \log \tau^{(-1)}). \quad (4)$$

4. Длина наибольшего вибратора вычисляется из следующих выражений:

$$L_1 = \lambda / 4, \quad (5)$$

$$\lambda = c / (F_{\min} \cdot (\epsilon_{\text{подл}})^{1/2}). \quad (6)$$

5. Сопротивление питающей линии данной антенны рассчитывается формулой (7):

$$Z_{cn} = 120 \cdot ((\log(L_n)) / d_n) - 2,25, \quad (7)$$

где d_n - радиус, приведенный к ширине печатного проводника n -го вибратора.

6. Расстояние до короткозамыкателя:

$$L_z = \lambda / 8. \quad (8)$$

Расстояние между диполями для низких частот рассчитывается по формуле (9):

$$D_n = 4 \cdot \sigma \cdot L_n. \quad (9)$$

7. Для расчёта геометрических размеров вибраторов и расстояния между ними применяется соотношение (10):

$$L_n / L_{n-1} = D_n / d_{n-1} = \tau. \quad (10)$$

Были проведены расчеты при помощи формул описанных выше удалось рассчитать основные элементы печатной логопериодической вибраторной антенны с рабочей полосой частот 2400 МГц. Используя период структуры τ равный 0.9 и относительный интервал σ равный 0.168. Угол при вершине α становится равным 17°, а также получаем что необходимо иметь 6 вибраторов диаметром 6 мм

Длины элементов антенны L равны 31.9 мм, 28.7 мм, 25.8 мм, 23.2 мм, 20.9 мм, 18.8 мм. Расстояние между элементами D рано 21.4 мм, 19.3 мм, 17.4 мм, 15.6 мм, 14.1 мм. Длина антенны от перемычки до последнего элемента получилась равной 104 мм.

Получились слишком большие габариты, ширина составляет 64 мм и длина 104 мм. Для уменьшения длины антенны выберем менее оптимальные значения τ равным 0.8 и σ 0.143. За счет этого число элементов антенны станет равным 4 и соответственно коэффициент усиления антенны упадет по приблизительным расчетам с 8 до 6 дБи. Благодаря этому теперь длина антенны составит 60.5 мм.

Следующий шаг для уменьшения габаритов антенны это уменьшить максимальную длину вибратора используя загибание диполей антенны. Кроме того, рассмотрев протекания тока в изогнутом вибраторе было решено изогнуть его в противоположную сторону относительно конца антенны. Основываясь на полученных данных, была построена модель антенны в программе CST studio.

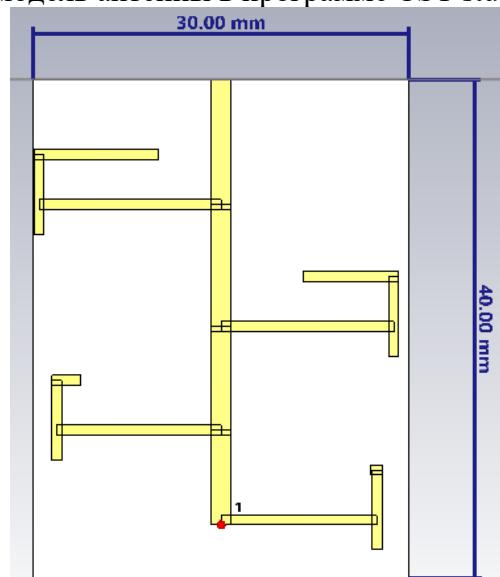


Рис. 1. Модель антенны в программе CST studio.

На рис.1 изображена модель логопериодической вибраторной антенны, рассчитанная в среде математического моделирования. ЛПВА выполнена на

фольгированном текстолите Fr-4. На рисунках 2-3 ниже приведены расчеты КСВН и S параметр данной антенны.

На рис. 4-6 приведены графики диаграммы направленности модели ЛПВА. Среднее значение направленности составляет 5 дБи.

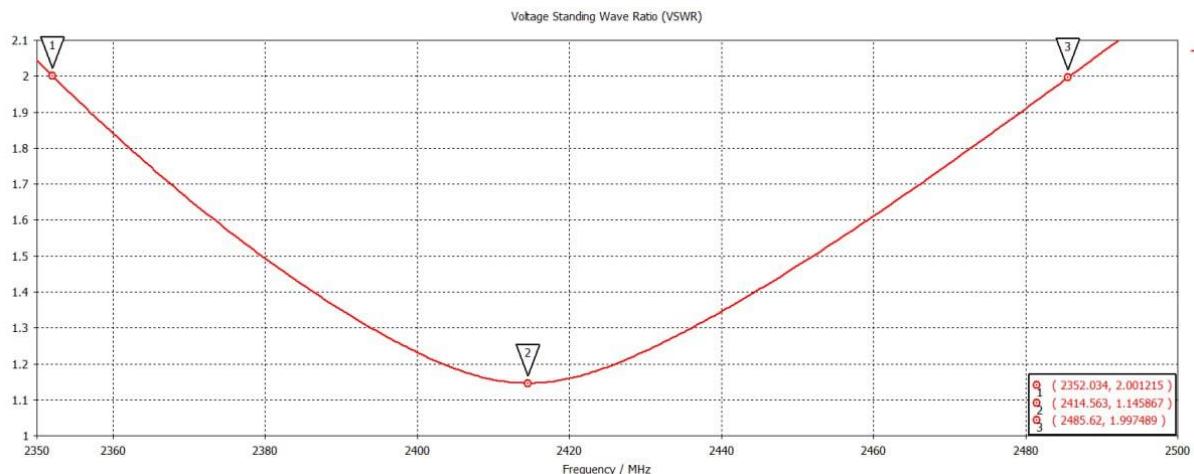


Рис. 2. Расчетный КСВН модели антенны в программе CST studio.

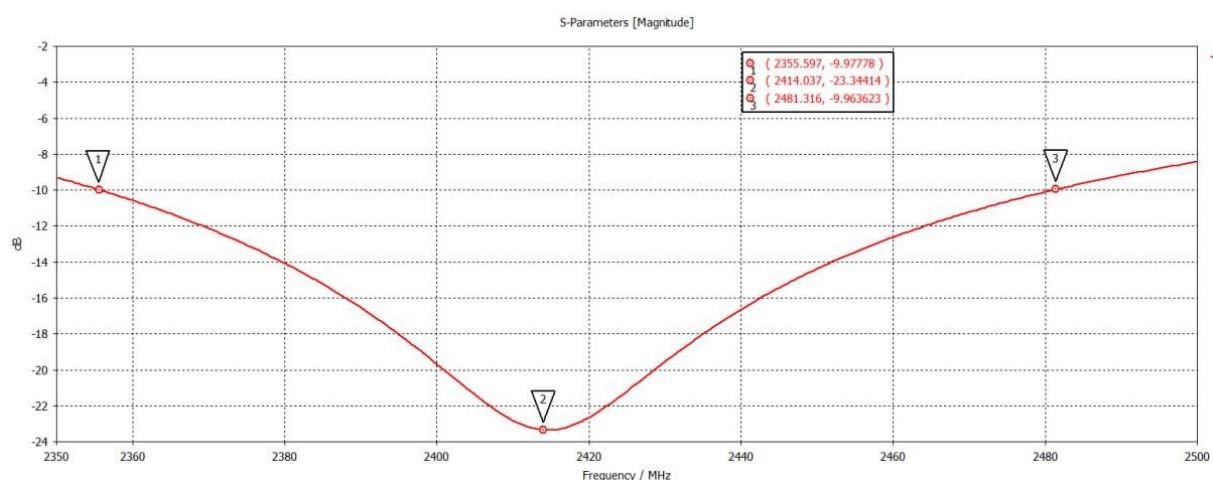


Рис. 3. Параметр S11 модели антенны на рабочей полосе частот 2350-2500 МГц

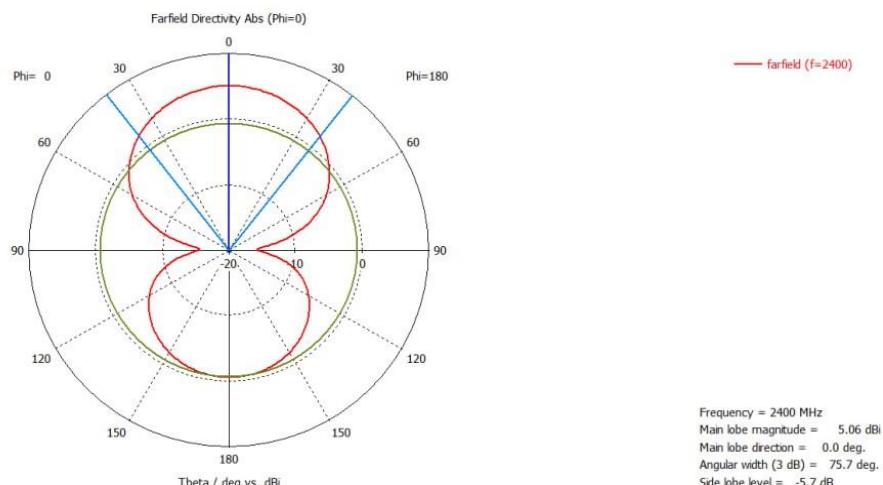


Рис. 4. Диаграмма направленности ЛПВА на частоте 2400 МГц в вертикальной плоскости

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТА АНТЕННЫ

Был изготовлен экспериментальный образец рассматриваемой антенны. В качестве материала подложки был выбран FR4, имеющий диэлектрическую проницаемость на рассматриваемых частотах приблизительно 4.85. Далее, методом химической травления на него был нанесен рисунок требуемой формы. Далее был припаян кабель запитки с заранее установленными SMA-портами. На рис. 7 представлена фотография изготовленной антенны.

Экспериментальное измерение характеристик образца проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent Technologies N5230C.

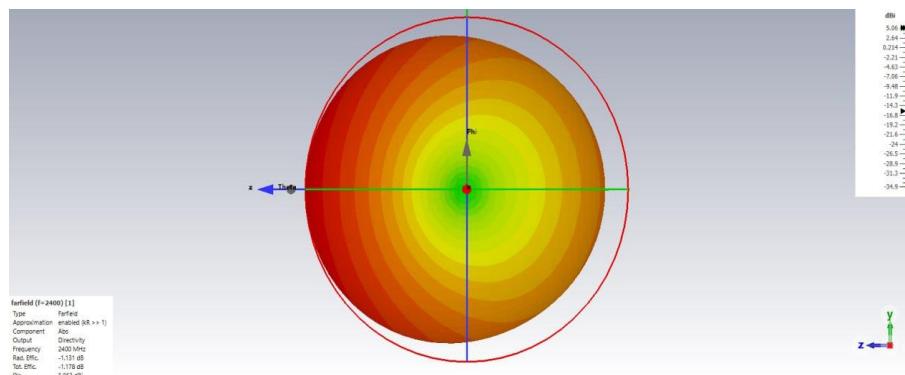


Рис. 6. Диаграмма направленности ЛПВА на частоте 2400 МГц в трехмерном представлении.

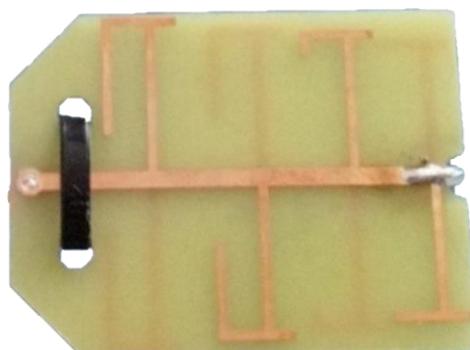


Рис. 7. Изготовленная логопериодическая вибраторная антenna с Г-образными вибраторами.

Из полученных данных (рисунок 8 и 9) видно, что антenna имеет коэффициент отражения ниже -10дБ в диапазоне от 2.368 ГГц до 2.47 ГГц. Минимальный КСВН находится в точке 2.415 ГГц со значением 1.107 и коэффициентом отражения -25.9 дБ.

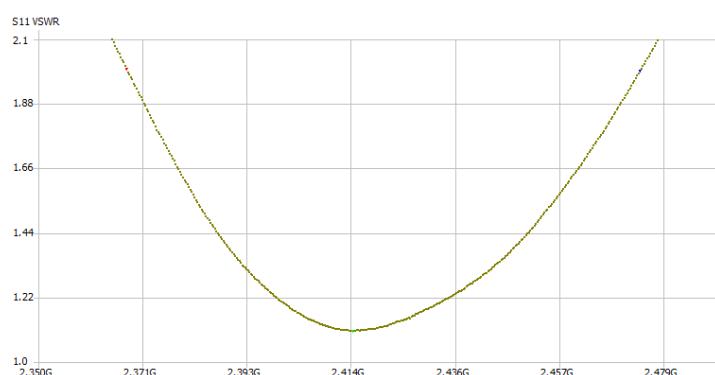


Рис. 8. Измеренный КСВН изготовленной антенны на полосе частот 2350-2500 МГц.



Рис. 9. Измеренный параметр S11 изготовленной антенны в диапазоне 2350-2500 МГц.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложена широкополосная ЛПВА антenna, работающая в диапазоне 2.37-2.47ГГц. Проведено численное моделирование, а также изготовлен и измерены характеристики экспериментального образца. Результаты исследования показали, что antenna имеет в этом диапазоне КСВН ниже 2, а также проявляет направленные свойства. Полученные значения показывают высокие характеристики antenna, изготовленных методом печатных плат. Так же говорит о правильности созданной модели. Была в ходе работы достигнута цель минимизация antenna, предложенная antenna компактна и проста в изготовлении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ротхаммель К., Кришке А. Энциклопедия антенн: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 812 с.: ил.
2. Сомов А.М. Устройства СВЧ и малогабаритные антенны. – М. Горячая линия-Телеком, 2012. – 440 с.
3. Петров Б. М., Костромитин Г. И., Горемыкин Е. С. Логопериодические вибраторные антенны. – М.: Горячая линия-Телеком, 2011. – 240 с.

REFERENCES

1. Rothammel K., Kriske A. Encyclopedia of antennas: Trans. from German – M.: DMK Press, 2011. – 812 p.: ill.
2. Somov A.M. Microwave devices and small-sized antennas. - M. Hotline-Telecom, 2012. – 440 p.
3. Petrov B. M., Kostromitin G. I., Goremykin E. S. Logoperiodic vibrator antennas. – M.: Hotline-Telecom, 2011. – 240 p.

МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРАХ.

И.В. Забегайло

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск,
Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены методы минимизации нелинейных искажений перестраиваемых полосовых LC-фильтров на основе полупроводниковых диодов. Предложены рекомендации на этапе проектирования в выборе схемотехнических решений и по расчету значений элементов схем с малыми нелинейными искажениями.

Ключевые слова: минимизация; нелинейные искажения; полупроводниковый диод; варикап; дискретный конденсатор переменной емкости; перестраиваемый полосовой LC-фильтр; коэффициент трансформации.

MINIMIZATION OF NONLINEAR DISTORTIONS IN TUNABLE BANDPASS LC-FILTERS.

I.V. Zabegaylo

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russian Federation

Abstract. Methods for minimizing nonlinear distortions of tunable bandpass LC-filters based on semiconductor diodes are considered. Recommendations are offered at the design stage in the selection of circuit solutions and for calculating the values of circuit elements with low nonlinear distortions.

Keywords: minimization; nonlinear distortions; semiconductor diode; varactor; discrete variable capacitor; bandpass tunable LC-filter; transformation ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

К современным радиоприемным устройствам (РПУ) предъявляются все более жесткие требования к качеству принимаемого сигнала условиях сложной электромагнитной обстановки. Для обеспечения этих требований необходимо, чтобы РПУ обладали высокой помехозащищенностью и динамическим диапазоном, которые в значительной мере определяются параметрами частотно-избирательных устройств. В современных РПУ в качестве входных устройств частотной селекции широкое применение находят перестраиваемые LC-фильтры. Перестройка по частоте таких фильтров, как правило осуществляется с использованием варикапов или дискретных конденсаторов переменной емкости (ДКПЕ), представляющих собой набор конденсаторов, коммутируемых с помощью реле или p-i-n-диодов.

Поскольку полупроводниковые диоды (варикапы и p-i-n-диоды) являются нелинейными элементами, то это ведет к возникновению нелинейных эффектов в фильтрах, снижению их динамического диапазона. Фильтры, выполненные с использованием ДКПЕ на основе p-i-n-диодов характеризуются меньшими нелинейными искажениями по сравнению с фильтрами на варикапах, но обладают большими габаритными размерами и энергопотреблением.

Для минимизации нелинейных искажений в перестраиваемых фильтрах используют известные методы, такие как выбор оптимального диапазона управляющего напряжения или уменьшение высокочастотного напряжения на полупроводниковые диоды, за счет встречно-последовательного включения [2, 3, 4].

В настоящем докладе представлены другие способы минимизации нелинейных искажений.

2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Как отмечалось выше, источниками нелинейных искажений в перестраиваемых фильтрах на основе полупроводниковых диодов являются элементы перестройки, такие как варикапы и pin-диоды в ДКПЕ. При этом pin-диоды в ДКПЕ в отличие от варикапов могут работать как в закрытом, так и в открытом состоянии. На рисунке 1 приведены эквивалентные схемы работы полупроводниковых диодов в открытом и закрытом состояниях [5].

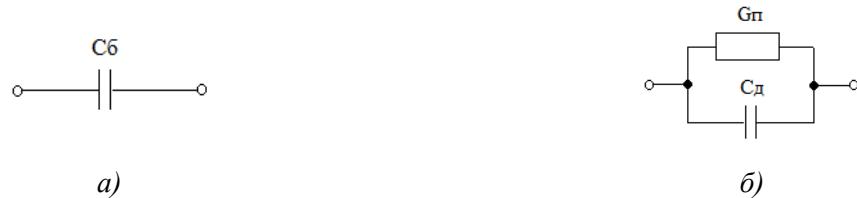


Рис. 1. Эквивалентная схема диода в закрытом состоянии (а) и открытом состоянии (б)

Как было показано в [5], ёмкость pin-диодов и их проводимость в открытом и закрытом состояниях можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} C_6 &= C_0, \quad C'_6 = -C_0 \cdot n \cdot \frac{U_D}{\varphi}, \quad C''_6 = C_0 \cdot \frac{n(n+1)}{2} \cdot \frac{U_D^2}{\varphi^2}, \\ C_D &= \gamma \tau I_0 e^{\gamma U_D}, \quad C'_D = \gamma^2 \tau I_0 e^{\gamma U_D}, \quad C''_D = \frac{1}{2} \gamma^3 \tau I_0 e^{\gamma U_D}, \\ G_{\Pi} &= \gamma I_0 e^{\gamma U_D}, \quad G'_{\Pi} = \frac{1}{2} \gamma^2 I_0 e^{\gamma U_D}, \quad G''_{\Pi} = \frac{1}{6} \gamma^3 I_0 e^{\gamma U_D} \end{aligned} \quad (1)$$

где C_0 – начальная ёмкость перехода,

C_6 – барьерная ёмкость,

C_d – диффузионная ёмкость,

φ – контактная разность потенциалов,

U_D – напряжение на диоде,

n – степень нелинейности перехода,

I_0 – ток насыщения,

γ – параметр диода.

Нелинейная ёмкость варикапа определяется следующими соотношениями [4, 5]:

$$C(U) = \frac{K}{(\varphi + U)^n} = \frac{C_{00}}{\left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^n}, \quad (2)$$

где K – постоянная, характеризующая ёмкость варикапа при нулевом смещении,

C_{00} – начальная ёмкость варикапа при нулевом смещении,

φ – контактная разность потенциалов,

U – полное напряжение на варикапе,

n – степень нелинейности перехода.

При подаче на варикап постоянного смещения V и переменного напряжения и его ёмкость можно представить в виде разложения в степенной ряд в окрестности V [4]:

$$C(U) = C_0 + C'_0 u + C''_0 u^2 + \dots \quad (3)$$

Коэффициенты степенного ряда, описывающие нелинейную емкость варикапа при этом будут иметь следующий вид [5]:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{C_{00}}{\left(1+\frac{u}{\varphi+V}\right)^n} \\ C'_0 &= \frac{nC_{00}}{\left(1+\frac{u}{\varphi+V}\right)^n (\varphi+V)} \\ C''_0 &= \frac{n(n+1)C_{00}}{2\left(1+\frac{u}{\varphi+V}\right)^n (\varphi+V)^2} \end{aligned} \quad (4)$$

Поскольку полупроводниковые диоды являются нелинейными элементами, то воздействие на них бигармонического сигнала $U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ ведет к возникновению интермодуляционного колебания, амплитуда которого выражается как [4]:

$$U_{21} = \frac{3}{4} U_1^2 U_2 K_3, \quad (5)$$

где K_3 –кубический коэффициент степенного ряда, описывающий нелинейное поведение диода.

Как следует из выражения (5) нелинейные искажения в полосовых фильтрах, перестраиваемых при помощи варикапов или ДКПЕ на *pin*-диодах, увеличиваются с ростом переменного напряжения, действующего на них.

Рассмотрим ряд схем перестраиваемых полосовых фильтров на основе полупроводниковых диодов с постоянной относительной полосой пропускания, представленных на рисунке 2.

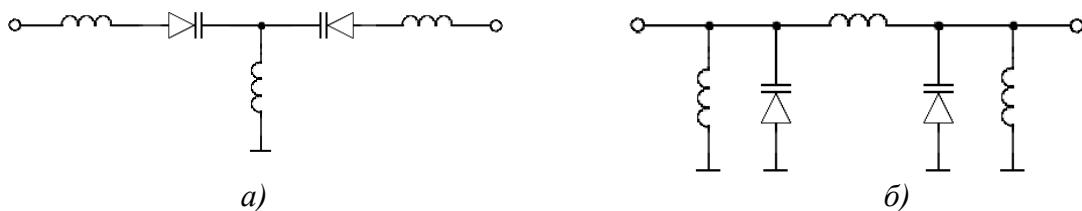


Рис .2. Схемы перестройки полосовых фильтров на основе полупроводниковых диодов с постоянной относительной полосой пропускания на последовательных контурах (a) и параллельных контурах (b).

Применяя законы Кирхгофа, проведем расчет высокочастотного напряжения на варикапах в схемах, изображенных на рисунке 1. Рассматриваемые схемы равнозначны с точки зрения избирательности, но имеют различный характер входного сопротивления. Это приводит к отличию в распределении напряжений на элементах схем фильтров.

Рассмотрим напряжение, действующее на полупроводниковых диодах перестраиваемого фильтра с относительной шириной полосы пропускания 10% при перестройке от 70 МГц до 130 МГц. Полученные результаты представлены в виде графиков на рисунке 3 при напряжении на входе фильтров равном 10 мВ.

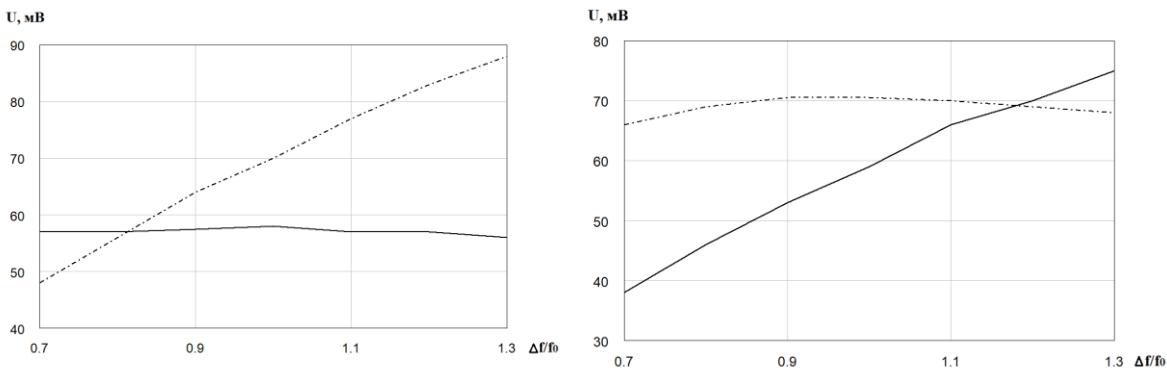


Рис. 3. Напряжение на полупроводниковом диоде входного (а) и выходного (б) контура на центральной частоте фильтра при перестройке.

Как видно из приведенных графиков, напряжение на полупроводниковых диодах при перестройке по частоте зависит от схемы фильтра, как отмечалось выше, обусловлено различным характером входного сопротивления схем фильтров.

Исходя из полученных результатов и используя соотношения (2), (4), (5), построим графики зависимости амплитуды интермодуляционных колебаний рассматриваемых схем при перестройке по частоте. При этом будем полагать, что полупроводниковые диоды и подаваемые на них напряжения смещения одинаковы, а частоты помех попадают в полосу пропускания фильтра, причем таким образом, что как сами помехи, так и продукт интермодуляции попадает на центральную частоту. Полученные результаты представлены в виде графиков на рисунке 4.

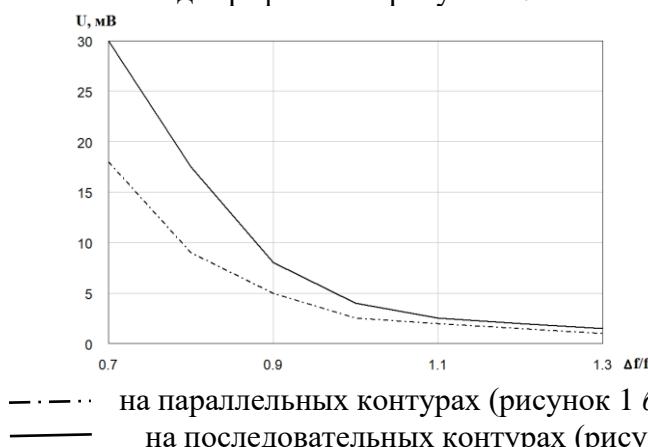


Рис. 4. Напряжение интермодуляционных составляющих на центральной частоте при перестройке.

Как видно из рассмотренных схем перестраиваемых LC-фильтров с постоянной относительной шириной полосы пропускания нелинейные искажения существенно зависят от частоты настройки и увеличиваются при перестройке вниз. Меньшими нелинейными искажениями обладают фильтры, выполненные на последовательных контурах. При этом нелинейные искажения в фильтрах, выполненных подобным

образом, по сравнению со схемами на параллельных контурах могут быть уменьшены на 6 дБ.

Необходимо отметить, что при проектировании таких фильтров, расчетные значения элементов схем в некоторых случаях оказываются не реализуемыми на практике. В таких случаях могут быть использованы трансформаторы Нортонна [6, 7]. На рисунке 5 приведен один из вариантов такой трансформации.

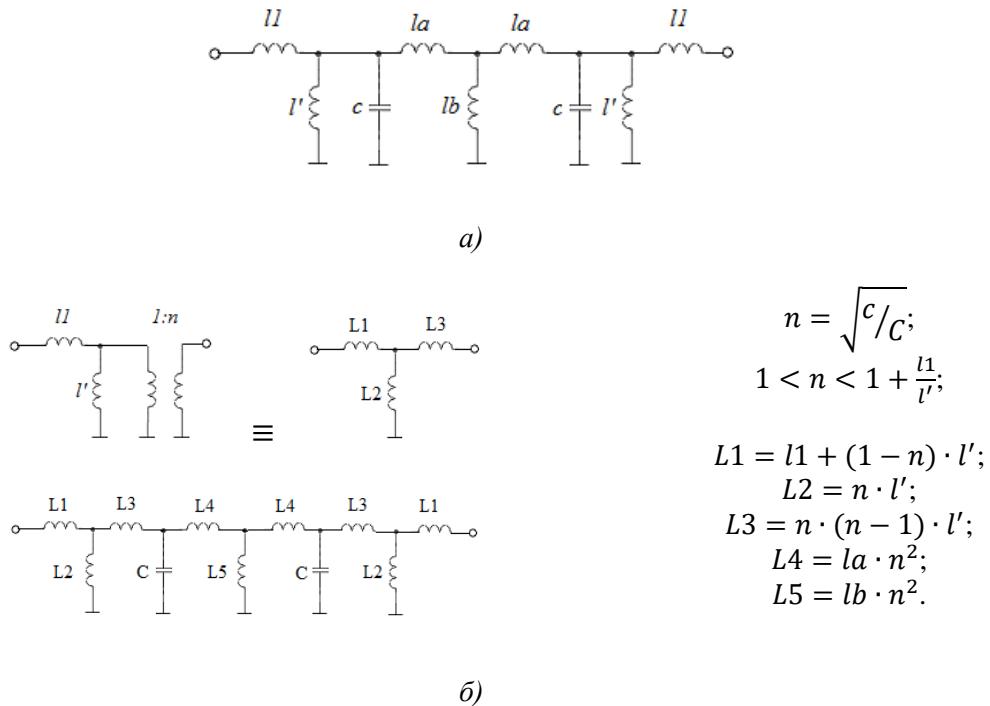


Рис. 5. Преобразование полосового фильтра при помощи трансформации Нортонна.

Рассмотрим зависимость напряжения, действующего на полупроводниковые диоды такой схемы, при использовании различных коэффициентов трансформации. В качестве примера будем полагать, что фильтр настроен на центральную частоту 2,5 МГц с относительной шириной полосы пропускания 3%. Результаты представлены в виде графиков на рисунке 6.

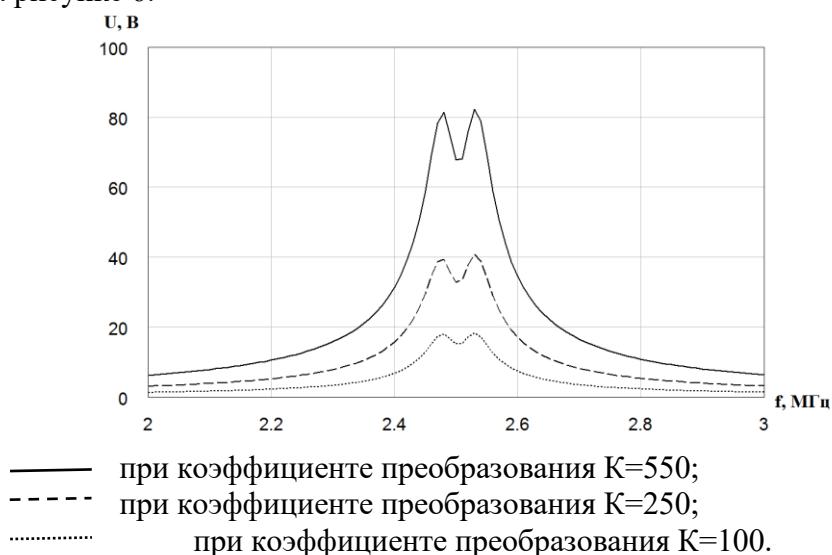


Рис. 6. Зависимость напряжения, действующего на входном контуре от коэффициента преобразования при напряжении на входе фильтра 10 В

Как видно из представленного графика, увеличение коэффициента трансформации приводит к увеличению напряжения на полупроводниковом диоде. Как отмечалось выше, это приводит к увеличению нелинейных искажений.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обобщая вышесказанное, сделаем вывод о том, что на уровень нелинейных искажений перестраиваемых полосовых фильтров на полупроводниковых диодах влияет выбор схемных решений. Так схемы перестраиваемых фильтров на последовательных контурах имеют меньший уровень нелинейных искажений, чем фильтры, выполненные на параллельных контурах. Так же необходимо отметить, что уровень нелинейных искажений в значительной мере зависит от коэффициента трансформации, закладываемого при расчете. Чем меньше коэффициент трансформации, тем меньше уровень нелинейных искажений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М: Связь, 1984. – 176 с.
2. А.М. Бобрешов, Л.И. Аверина, А.В. Исаев Интермодуляционные искажения в перестраиваемых полосовых фильтрах/ Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика, № 2, 2010 – с. 181-188.
3. И.В. Забегайло, А.И. Тюменцев, Т.С. Хроленко Полосовые перестраиваемые фильтры с использованием варикапов в широком диапазоне частот / Техника радиосвязи, 2014, 3(23) – с. 100-106.
4. Buisman K. “Distortion-Free” Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity / K. Buisman, L. C. N. de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, A. Akhnoukh, T. L. M. Scholtes, L. K. Nanver // IEEE MTT-S Int. Dig., Long Beach, CA– Jun. 2005.
5. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М: Связь, 1980. – 280 с.
6. Черне Х.И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах. – М: Связьиздат, 1962. – 317 с.
7. Randall W. Rhea HF filter design and computer simulation – 1994, 447 p.

REFERENCES

1. Bogdanovich B.M. Radio receivers with a large dynamic range. – M: Communication, 1984. –176 p.
2. A.M. Bobreshov, L.I. Averina, A.V. Isaev Intermodulrion distortion in tunable bandpass filters / Vestnik VSU. Series: Physics. Mathematics, № 2, 2010 – p. 181-188.
3. I.V. Zabegaylo, A.I. Tyumentsev, T.S. Khrolenko Bandpass tunable filters using varicaps in a wide frequency range/ Radio communication technology, 2014, 3(23) – p. 100-106.
4. Buisman K. “Distortion-Free” Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity / K. Buisman, L. C. N. de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, A. Akhnoukh, T. L. M. Scholtes, L. K. Nanver // IEEE MTT-S Int. Dig., Long Beach, CA– Jun. 2005.
5. Bogdanovich B.M. Nonlinear distortion in receiving and amplifying devices. – M: Communication, 1980. – 280 p.
6. Cherne H.I. Inductive couplings and transformations in electrical filters. – M: Svyazizdat, 1962. – 317 p.
7. Randall W. Rhea HF filter design and computer simulation – 1994, 447 p.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ БВС НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ДАННЫХ

О. В. Струков¹, А. И. Кондратьева¹, М. А. Калиниченко¹,
А. В. Пименов¹, С. Б. Брюков¹, Е. С. Янакова¹

¹АО НПЦ "ЭЛВИС", г. Зеленоград, Российская Федерация

Аннотация. В докладе описаны подходы к построению нейронных сетей для классификации БВС - беспилотных воздушных судов, сбор данных на основе амплитудных и фазовых характеристик их сигналов и тестирование описываемых алгоритмов. Проводится описание методик сбора данных, описание нейросетевых алгоритмов классификации и способов их обучения, а также результаты тестирования обученных моделей. Для обработки и анализа данных была использована нейросетевая архитектура на базе сверточных нейронных сетей с использованием языка программирования Python и фреймворка tensorflow-keras. Проведенные эксперименты показали высокую точность обнаружения и классификации БВС в условиях различной шумовой составляющей и наличия посторонних сигналов. Результаты работы представлены в виде обособленного нейромодуля, который может интегрироваться с другими системами. Описанные методы могут быть использованы в области безопасности и контроля воздушного пространства.

Ключевые слова: беспилотное воздушное судно; дрон; сверточная нейронная сеть; классификация; обнаружение; Python;

NEURAL NETWORK CLASSIFICATION OF UAVS BASED ON RADIO FREQUENCY DATA

О. В. Strukov¹, А. И. Kondratyeva¹, М. А. Kalinichenko¹,
А. В. Pimenov¹, С. В. Bryukov¹, Е. С. Yanakova¹

¹JSC Scientific and Production Center "ELVEES",

Abstract. The report describes approaches to constructing neural networks for classifying UAVs - unmanned aerial vehicles, collecting data based on the amplitude and phase characteristics of their signals, and testing the described algorithms. A description of data collection methods, a description of neural network classification algorithms and methods of training them, as well as the results of testing trained models are provided. For data processing and analysis, a neural network architecture based on convolutional neural networks was used using the Python programming language and the tensorflow-keras framework. The experiments carried out showed high accuracy of detection and classification of UAVs under conditions of various noise components and the presence of extraneous signals. The results of the work are presented in the form of a separate neuromodule that can be integrated with other systems. The described methods can be used in the field of security and airspace control.

Keywords: unmanned aircraft; drone; convolutional neural network; classification; detection; Python;

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в стране и мире существенно возрастает роль использования беспилотных воздушных судов (БВС) - дронов для задач в области безопасности. Зеркальная задача, выявление таких летательных объектов также стала представлять важное значение. Нейросетевые алгоритмы являются нелинейными методами, которые

могут использоваться для распознавания сигналов БВС в радиодиапазоне для обеспечения лучшей адаптивности в условиях различной шумовой обстановки в сравнении с классическими методами.

Классические методы имеют высокую эффективность в обнаружении крупных воздушных судов. Однако при их применении необходимо учитывать некоторые ограничения. Классические методы пассивного обнаружения в радиосигналах выявляют проблемы при работе в полосе пропускания, в которой присутствуют сторонние сигналы, излучаемые на той же несущей частоте. В условиях, например, городской среды эта проблема становится наиболее острой. На примере работы [1], при ОСШ – отношении сигнал/шум – менее -5 дБ, подход к обнаружению БВС с использованием метода оценки PSE (Power Spectral Entropy) – Спектральной энтропии мощности (1), точность классификации резко падает. При подсчете метрики ОСШ в данном случае полезным подразумевается сигнал БВС, шумом – сторонние сигналы, включая Wi-Fi и Bluetooth, на той же несущей частоте. Следует учитывать также неэффективность классических радиолокационных подходов для обнаружения относительно малых объектов дронов, высокая чувствительность к звуковому шуму и ограниченный рабочий диапазон подходов на основе аудио, а также погодные ограничения подходов на основе видео- и радио характеристик.

В данном исследовании рассматривается решение, основанное на сверточных нейронных сетях. Задача заключается в разработке конечного программного комплекса для распознавания и классификации сигналов БВС с использованием аппаратных средств для записи данных. Подход предлагает адаптивное решение для задачи обнаружения и классификации БВС с помощью анализа их амплитудных и фазовых характеристик, которые являются входными данными системы.

2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ

Для выполнения сравнительного анализа существующих методов классификации БВС на основе радиолокации необходимо провести исследование различных подходов, оценить их преимущества и недостатки, а также выделить наиболее эффективные методы. Ниже приведены некоторые методы, которые могут быть включены в сравнительный анализ:

1. Методы машинного обучения: включают различные алгоритмы, такие как метод опорных векторов (SVM), случайные леса, нейронные сети и другие. Преимущества методов машинного обучения включают способность обрабатывать большие объемы данных, адаптивность к изменяющимся условиям и возможность автоматического извлечения признаков. Однако недостатками могут быть сложность обучения моделей и требование большого количества размеченных данных.

2. Статистические методы: включают методы, основанные на статистическом анализе радиолокационных данных. Преимущества статистических методов включают простоту и интерпретируемость результатов. Однако они могут быть менее точными в условиях сильного шума, наличия сторонних сигналов на той же несущей частоте или изменчивости радиолокационных сигналов.

3. Глубокое обучение: включает использование глубоких нейронных сетей для классификации БВС. Преимущества глубокого обучения включают способность автоматически извлекать сложные признаки из данных и обработку больших объемов информации. Однако требование к большому количеству данных и вычислительным ресурсам может быть недостатком.

4. Комбинированные методы: включают комбинацию различных подходов, таких как статистические методы и глубокое обучение, с целью повышения точности и

надежности классификации. Это может включать использование предварительной обработки данных, ансамблей моделей или других техник.

При сравнительном анализе учитывались различные факторы, такие как точность классификации, скорость обработки, требования к данным, адаптивность к изменяющимся условиям, сложность реализации и доступность необходимых ресурсов. Актуальность задачи внедрения нейросетевых методов и метрики качества алгоритмов глубокого обучения спровоцировали выбор методологии решения задачи с помощью нейронных сетей.

3. СБОР ДАННЫХ ПУБЛИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЗАПИСЕЙ БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

Необходимо:

- Сформировать базу данных БВС из открытых источников.
- Найти и изучить методы и способы записи сигналов.
- Провести анализ найденных баз данных.
- Провести эксперименты на архитектурах моделей машинного обучения и нейросетевых моделей на публичных базах данных.

Открытый набор данных (датасет) “DroneRF” [2] был использован в качестве первого эксперимента для обучения сверточной нейронной сети (CNN).

Датасет “DroneRF” содержит записи пассивных радиолокационных сигналов, собранных с различных типов дронов. Эти записи представлены в виде временных рядов или спектrogramм, которые содержат информацию о частотах и амплитудах сигналов.

Использование данного датасета позволяет провести классификацию БВС на основе пассивных радиолокационных сигналов, что может быть полезным для различных приложений, включая обнаружение и идентификацию БВС.

DATASET DISTRIBUTION

Class	Number of Samples	Ratio %
No Drone	820×10^6	18.06
Bebop mode 1, On and connected	420×10^6	9.25
Bebop mode 2, Hovering	420×10^6	9.25
Bebop mode 3, Flying	420×10^6	9.25
Bebop mode 4, Flying and video recording	420×10^6	9.25
AR mode 1, On and connected	420×10^6	9.25
AR mode 2, Hovering	420×10^6	9.25
AR mode 3, Flying	420×10^6	9.25
AR mode 4, Flying and video recording	360×10^6	9.25
Phantom mode 1, On and connected	420×10^6	9.25

Рис. 1. Описание наполнения открытой базы данных “DroneRF”

Набор данных предоставляет разнообразные сегменты радиочастотной активности, связанной с работой дронов в различных режимах. Эти сегменты могут быть использованы для обучения моделей машинного обучения или классификации, чтобы распознавать и отличать разные режимы работы дронов на основе радиочастотных сигналов.

Метрики качества, которые мы получили после эксперимента на данных DroneRF, представляют собой:

- *val_precision*: 1.0000 (точность на валидационном наборе данных)
- *val_recall*: 1.0000 (полнота на валидационном наборе данных)
- *val_accuracy*: 0.9111 (точность классификации на валидационном наборе данных)

Значение точности и полноты равны 1.0000, что означает, что модель идеально предсказывает классы на валидационном наборе данных, однако присутствует факт переобучения. Значение точности классификации (*val_accuracy*) составляет 0.9111, что может указывать на некоторое количество неправильно классифицированных примеров.

По материалам эксперимента с данными DroneRF были выработаны методы записи сигналов БВС на базе собственной лабораторной базы. А также проработана методика сбора данных, которая будет описана далее.

4. ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ПО ЗАПИСИ СИГНАЛОВ

Комплекс был разработан на базе двух цифровых радиоприемников USRP b210 (близкий по характеристикам к используемому в эксперименте “DroneRF” USRP-2943), 2 ноутбуков и ПО собственной разработки по дискретизации данных.

USRPs (Universal Software Radio Peripheral) B210 являются программно-конфигурируемыми радиосистемами, разработанными компанией Ettus Research. Они представляют собой универсальные устройства, способные принимать и передавать радиосигналы в широком диапазоне частот, от нескольких мегагерц до нескольких гигагерц.

USRPs B210 являются мощными и гибкими инструментами для исследования и разработки радиосистем. Их программируемая природа и широкий диапазон частот делают их идеальным выбором для различных приложений, включая радиоэлектронику, беспроводные коммуникации, спектральный анализ и многое другое.

При сессиях записи сигналов были собраны записи сигналов БВС DJI Phantom 4 Pro, Xiaomi Fimi X8 SE 2022, DJI Mavic 3, Outtel, которые в последствии были использованы для обучения и тестирования нейронной сети. Обрезка записанных сигналов производилась по частотно-временной карте. Также были использованы записи БВС из открытых источников, например, база данных DroneRF.

5. МЕТОДИКА СБОРА И БАЗА ДАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ БЕСПИЛОНТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

Программно-аппаратный комплекс для записи радиосигналов БВС был собран на базе двух приемников USRP b210, каждый из которых настроен на запись полосы радиосигнала на своей несущей частоте. Подготовка записи осуществляется следующим образом:

- 1) собирается аппаратная часть (2 ноутбука, 2 приемника USRP b210);
- 2) настраивается ПО записи сигнала, указанием в настроечном файле .json параметров - центральная частота, размер буфера, частота оцифровки АЦП, установка коэффициента усиления приемника.
- 3) запускается обмен с приемником в цикле на указанное количество секунд, одновременно в отдельном потоке идет запись в файл. По окончании цикла записанный bin файл конвертируется в .csv файл.

Данные в целевых .csv файлах записанных сигналов представлены в виде последовательных массивов зависимости амплитуды от времени длиной 2048 (комплексных чисел, чередующихся действительной и мнимой составляющей по позициям, которые инициализируют амплитудные и фазовые составляющие сигнала во временной области).

Полученные данные, включающие датасеты из открытых источников, сигналы с генератора ППРЧ, тестовые записи БВС, выполненные в городском офисе, записи на открытой местности и записи в безэховой камере, были организованы в общем хранилище для обучения, валидации и тестирования нейросетевых алгоритмов.

6. ПЕРВОНАЧАЛЬНОЕ ОБУЧЕНИЕ

Общий алгоритм обучения нейронных сетей, использованный в экспериментах, представляет собой последовательность следующих шагов:

1. Инициализация архитектуры модели;
2. Инициализация функции оптимизации, параметров *learning_rate*, *num_epochs*;
3. Инициализация *X* - выборки данных отсчетов сигнала, и *y* – меток соответствия класса;
4. Разбиение общего массива данных на *train*, *valid*, *test* выборки с фиксированным соотношением. *Train* выборка относится к обучающей, *valid* используется при вычислении метрик качества на каждой эпохе, *test* не используется при обучении и используется для формирования итоговых метрик качества нейронной сети;
5. Библиотечная функция *shuffle()* для случайного перемешивания данных;
6. Разбиение исходных данных на порции для подачи в нейронную сеть по частям (необходимо для возможности обработки нейронной сетью с точки зрения производительности);
7. Цикл по количеству эпох обучения *num_epochs* (количество эпох варьируется по экспериментам, экспериментально установлено, что значение более 80 является избыточным и приводит к переобучению модели):
 - a. Цикл по количеству батчей на одну эпоху обучения:
 - i. Получение (i, k)-ого результата прогноза модели;
 - ii. Вычисление функции потерь на основе полученных предсказаний и исходных меток *y*, соответствующих значениям *X*, определенным на этапе подготовки данных;
 - iii. Шаг стохастического градиентного спуска и обновление весов модели на основе результата;
 - b. Вычисление метрик качества модели на *valid* выборке данных;
8. Фиксация результирующих весов модели, статистик по метрикам качества и разбиениям данных.

На первом этапе обучения алгоритмов были проведены эксперименты на открытом датасете “DroneRF”. В ходе этого этапа были выбраны подходящие модели нейросетей для классификации данных, определены требования к сбору реальных данных, и были сделаны предварительные выводы. Точность на данном этапе составила 100%.

Второй этап включал работу с данными, полученными от генератора ППРЧ. В результате экспериментов с генератором были подтверждены результаты первого этапа, и точность распознавания и классификации достигла 99% при использовании сверточных нейронных сетей (CNN). После обучения модель оценивается на тестовых данных с использованием метрики *accuracy_score* (3), которая сравнивает предсказанные значения с истинными метками. Результат составляет 0.999, что указывает на высокую точность модели на тестовых данных.

Третий этап включал работу с реальными данными, собранными внутри помещения на базе офиса ЭЛВИС с использованием БВС модели MAVIC-3 и приемника USRP b210. Были собраны первые данные БВС MAVIC-3 в режиме холостого хода в полосе захвата приемника. В ходе начальных экспериментов были внесены изменения в требования к сбору данных. Например, использование двух приемников USRP b210 одновременно, увеличение длины вектора данных до 2048 комплексных чисел в строке (на предыдущих итерациях количество было иным), а также выделение отдельных .csv файлов для несущих частот 2410 и 2466 МГц. В ходе тренировки и тестирования модели

CNN была достигнута точность 96 - 100% в зависимости от используемых данных и настроек модели.

На четвертом этапе в связи с выводами предыдущего этапа о критичности фоновой шумовой составляющей было решено провести дополнительные мероприятия по записи сигналов БВС. А именно были записаны радиочастотные сигналы на открытой местности в “ОЭЗ Технополис Москва”, безэховой камере г. Санкт-Петербург и г. Зеленоград и на фестивале “Архипелаг 2023” г. Новосибирск. В итоге было получено широкое разнообразие образцов радиосигналов БВС при различных условиях записи.

На предыдущих этапах для обучения нейронной сети были использованы данные во временной области сигналов (исходные I/Q отсчеты). Дальнейшие эксперименты проводились в частотной области сигналов после применения над входными данными операции ДПФ – Дискретного преобразования Фурье (7).

Различие архитектур нейронных сетей, используемых в предыдущих и последующих экспериментах, заключается в вариациях использования в качестве задействуемых нейронной сетью данных только синфазной или, соответственно, комбинации синфазной и квадратурной составляющих сигнала. Во втором случае двухканальной нейронной сети ее работа производится в параллельном режиме. Различия архитектур также существенно влияют на метрики качества итоговых алгоритмов, что также будет освещено в пункте об их обучении.

На пятом этапе экспериментов использовалась двухканальная архитектура нейронной сети для учета действительной и мнимой спектральных составляющих сигнала для классификации. Входными данными нейронной сети являются N параллельных пакетов сигнала в частотной области спектра. Количество N задействуемых за такт пакетов данных непосредственно влияет на размерности промежуточных слоев нейронной сети, а следовательно, на итоговую производительность решения и объем физической памяти для хранения обученного алгоритма.

Для описанных экспериментов приводится зависимость метрик качества классификатора от количества N блоков параллельного представления данных:

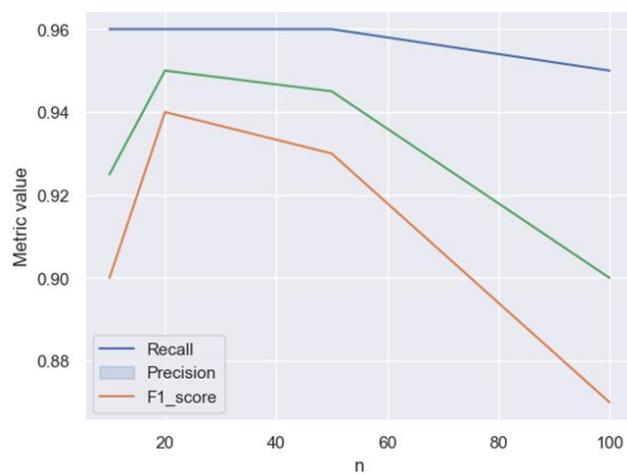


Рис. 2. Зависимость параметра N от метрик качества нейронной сети.

По результатам применения данной методики получены следующие метрики качества *F1_score* (4) и *Recall_score* (5) алгоритма на валидационной выборке данных (0 – фон / сторонние сигналы, 1 – полезный сигнал БВС):

$$Recall_0 = 0.97$$

Recall1 = 0.87

f1_score0 = 0.75

f1_score1 = 0.93

На шестом этапе экспериментов задействовались “классические” методы машинного обучения, в частности - алгоритм Случайный лес. В составе алгоритма Случайный лес применяются отдельные классификаторы, которые обучаются независимо и представляют собой К решающих деревьев. Решающее дерево строится по ряду признаков-статистик по принимаемым пакетам данных в частотной области (несущая частота, дисперсия, среднеквадратическое отклонение, эксцесс, асимметрия, спектральный центроид и пр.), автоматически по параметрам максимальной глубины и количеству подвыборок в каждом дереве. По результатам применения данной методики получены следующие метрики качества *Precision* (6) и *F1_score* алгоритма на валидационной выборке данных:

Precision=0.81

f1-score=0.8

На следующем этапе экспериментов классификации задействовался подход с представлением данных в виде изображений “водопада” спектра и последующей подаче данных в нейронную сеть Resnet18. Подход основан на формировании из исходного набора собранных файлов датасета изображений в виде спектрограмм (т.н. “водопада” спектра), идентифицирующих зависимость спектральной плотности мощности сигнала от времени. В случае данного подхода, на изображениях визуально интерпретируемые области, относящиеся к сигналу управления БВС, который представляет собой сигнал ППРЧ с характерными перенастройками по частоте:

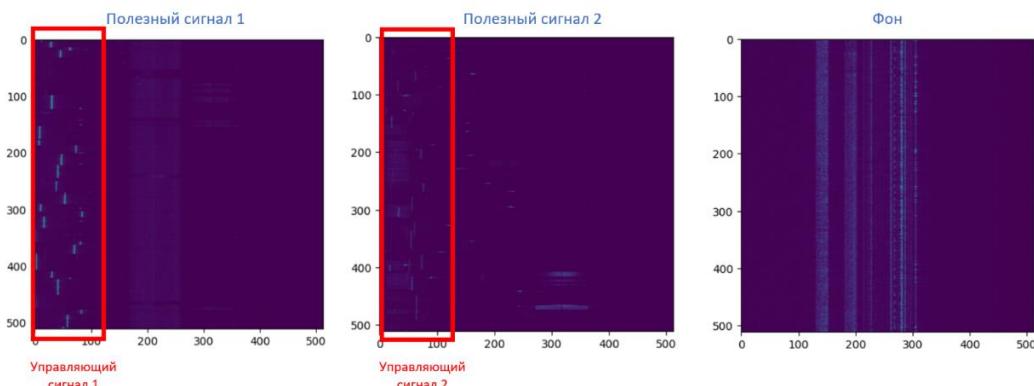


Рис. 3. Пример спектрограмм сигнала БВС.

В результате применения методики получены следующие метрики качества бинарной классификации на области данных, собранной на мероприятиях Архипелаг-2023:

Accuracy на валидационный выборке = 0.86;

Accuracy на тестовой выборке = 0.91;

а. Аббревиатуры и акронимы

БВС	—	Беспилотное воздушное судно
ППРЧ	—	Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты
ДПФ	—	Дискретное преобразование Фурье
ОСШ	—	Отношение сигнал/шум
CNN	—	Сверточная нейронная сеть (англ. Convolutional neural network)
SVM	—	Метод опорных векторов (англ. Support Vector Machines)

PSE	-	Power Spectral Entropy
RF	-	Радиочастотный сигнал (англ. Radio frequency)
USRП	-	Универсальное программное периферийное устройство для радиосвязи (англ. Universal Software Radio Peripheral)
UAV	-	Unmanned aerial vehicle

6. Единицы измерения

с	-	секунды
Гц	-	Герц

в. Формулы

$$PSE = \sum_{i=0}^{N-1} p_i \log_2(1/p_i), \quad (1)$$

где p_i - т.н. функция плотности вероятности частоты (2), $N = 2048$ - количество отсчетов.

$$p_i = \frac{P(i)}{\sum_i P(i)}, \quad (2)$$

где $P(i)$ – спектральная плотность мощности сигнала.

$$accuracy = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN} \quad (3)$$

$$precision = \frac{TP}{TP + FP} \quad (6)$$

$$recall = \frac{TP}{TP + FN} \quad (5)$$

$$F1_{score} = 2 \left(\frac{precision \times recall}{precision + recall} \right), \quad (4)$$

где TP, TN, FP, FN – истинно положительные, истинно отрицательные, ложно положительные, ложно отрицательные результаты.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{-2\pi i}{N} kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left(\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - i \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right), k = 0, \dots, N-1 \quad (7)$$

где $N = 2048$ - количество отсчетов.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенных экспериментов удалось успешно применить различные конфигурации сверточных нейронных сетей для распознавания сигналов беспилотных воздушных судов (БВС). Полученная точность распознавания на валидационных данных в среднем составила 83%, что является хорошим результатом. Дальнейшие исследования подразумевают тестирование системы в реальных условиях и различных шумовых составляющих, а также при наличии сторонних сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. L. Morge-Rollet, D. Le Jeune, F. Le Roy, C. Canaff, R. Gautier. Sensors 2022, 22(17), 6701.
2. Carolyn J.Swinney, John C.Woods "DRONEDETECT DATASET: A RADIO FREQUENCY DATASET OF UNMANNED AERIAL SYSTEM (UAS) SIGNALS FOR MACHINE LEARNING DETECTION & CLASSIFICATION" // ieee-dataport.org Tue, 05/17/2022.
3. Rabiye Kılıç, Nida Kumbasar, Emin Argun Oral, Ibrahim Yucel Ozbek "Drone classification using RF signal based spectral features" // Engineering Science and Technology, an International Journal, Volume 28, April 2022, 101028.
4. A. Shoufan, H. M. Al-Angari, M. F. A. Sheikh and E. Damiani, "Drone Pilot Identification by Classifying Radio-Control Signals" // IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 13, no. 10, pp. 2439-2447, Oct. 2018.
5. J. Kim, C. Park, J. Ahn, Y. Ko, J. Park and J. C. Gallagher, "Real-time UAV sound detection and analysis system" // IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Glassboro, NJ, USA, 2017, , pp. 1-5.
6. Mohammad F. Al-Sa'd, Abdulla Al-Ali , Amr Mohamed , Tamer Khattab, Aiman Erbad "RF-based drone detection and identification using deep learning approaches: An initiative towards a large open source drone database" // Future Generation Computer Systems, Volume 100, November 2019, Pages 86-97.
7. T. Huynh-The et al., "Automatic Modulation Classification: A Deep Architecture Survey," // IEEE Access, vol. 9, pp. 142950-142971, 2021.
8. Q. -V. Pham, N. T. Nguyen, T. Huynh-The, L. Bao Le, K. Lee and W. -J. Hwang, "Intelligent Radio Signal Processing: A Survey," // IEEE Access, vol. 9, pp. 83818-83850, 2021.
9. Sara Al-Emadi, Felwa Al-Senaid "Drone Detection Approach Based on Radio-Frequency Using Convolutional Neural Network" // IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT'20)At: Doha, Qatar.
10. MHD Saria Allahham, Mohammad F. Al-Sa'd , Abdulla Al-Ali , Amr Mohamed , Tamer Khattabc, Aiman Erbad "DroneRF dataset: A dataset of drones for RF-based detection, classification and identification" // Data in Brief, Volume 26, October 2019, 104313.
11. Mohammad Al-Sa'd, Mhd Saria Allahham, Amr Mohamed, Abdulla Al-Ali, Tamer Khattab, Aiman Erbad "DroneRF dataset: a dataset of drones for RF-based detection, classification, and identification" // Mendeley Data, v1 (2019).
12. Miika Vuorenmaa, Jaakko Marin, Mikko Heino, Matias Turunen, & Taneli Riihonen. (2020). Radio-Frequency Control and Video Signal Recordings of Drones (1.0.1) [Data set]. Zenodo.
13. T. Huynh-The, Q. -V. Pham, T. -V. Nguyen, D. B. D. Costa and D. -S. Kim, "RF-UAVNet: High-Performance Convolutional Network for RF-Based Drone Surveillance Systems," in IEEE Access, vol. 10, pp. 49696-49707, 2022.

REFERENCES

1. L. Morge-Rollet, D. Le Jeune, F. Le Roy, C. Canaff, R. Gautier. Sensors 2022, 22(17), 6701.
2. Carolyn J.Swinney, John C.Woods "DRONEDETECT DATASET: A RADIO FREQUENCY DATASET OF UNMANNED AERIAL SYSTEM (UAS) SIGNALS FOR MACHINE LEARNING DETECTION & CLASSIFICATION" // ieee-dataport.org Tue, 05/17/2022.

3. Rabiye Kılıç, Nida Kumbasar, Emin Argun Oral, Ibrahim Yucel Ozbek "Drone classification using RF signal based spectral features" // Engineering Science and Technology, an International Journal, Volume 28, April 2022, 101028.
4. A. Shoufan, H. M. Al-Angari, M. F. A. Sheikh and E. Damiani, "Drone Pilot Identification by Classifying Radio-Control Signals" // IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 13, no. 10, pp. 2439-2447, Oct. 2018.
5. J. Kim, C. Park, J. Ahn, Y. Ko, J. Park and J. C. Gallagher, "Real-time UAV sound detection and analysis system" // IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Glassboro, NJ, USA, 2017, , pp. 1-5.
6. Mohammad F. Al-Sa'd, Abdulla Al-Ali , Amr Mohamed , Tamer Khattab, Aiman Erbad "RF-based drone detection and identification using deep learning approaches: An initiative towards a large open source drone database" // Future Generation Computer Systems, Volume 100, November 2019, Pages 86-97.
7. T. Huynh-The et al., "Automatic Modulation Classification: A Deep Architecture Survey," // IEEE Access, vol. 9, pp. 142950-142971, 2021.
8. Q. -V. Pham, N. T. Nguyen, T. Huynh-The, L. Bao Le, K. Lee and W. -J. Hwang, "Intelligent Radio Signal Processing: A Survey," // IEEE Access, vol. 9, pp. 83818-83850, 2021.
9. Sara Al-Emadi, Felwa Al-Senaid "Drone Detection Approach Based on Radio-Frequency Using Convolutional Neural Network" // IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT'20)At: Doha, Qatar.
10. MHD Saria Allahham, Mohammad F. Al-Sa'd , Abdulla Al-Ali , Amr Mohamed , Tamer Khattabc, Aiman Erbad "DroneRF dataset: A dataset of drones for RF-based detection, classification and identification" // Data in Brief, Volume 26, October 2019, 104313.
11. Mohammad Al-Sa'd, Mhd Saria Allahham, Amr Mohamed, Abdulla Al-Ali, Tamer Khattab, Aiman Erbad "DroneRF dataset: a dataset of drones for RF-based detection, classification, and identification" // Mendeley Data, v1 (2019).
12. Miika Vuorenmaa, Jaakko Marin, Mikko Heino, Matias Turunen, & Taneli Riihonen. (2020). Radio-Frequency Control and Video Signal Recordings of Drones (1.0.1) [Data set]. Zenodo.
13. T. Huynh-The, Q. -V. Pham, T. -V. Nguyen, D. B. D. Costa and D. -S. Kim, "RF-UAVNet: High-Performance Convolutional Network for RF-Based Drone Surveillance Systems," in IEEE Access, vol. 10, pp. 49696-49707, 2022.

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ 802.16E

И. С. Фаустов^{1,2}, В.А. Козьмин¹, А. Б. Токарев^{1,2,3}

¹Научно-производственная компания АО ИРКОС, Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

³Международный институт компьютерных технологий, Воронеж, Россия

Аннотация. Продолжающийся рост мирового рынка мобильной связи WiMAX создает потребность в развитии средств контроля за устройствами и сетями WiMAX. Необходимость выявления несанкционированно работающих базовых станций (БС), решения вопросов электромагнитной совместимости, проверки соблюдения частотно-территориального плана требует для операторов и служб радиоконтроля инструментов анализа сигналов БС WiMAX. Целью работы является разработка комплекса процедур приема и обработки сигналов, необходимого для обнаружения и идентификации БС WiMAX при осуществлении радиоконтроля. В данной работе рассмотрены особенности организации физических и логических каналов связи, описаны алгоритмы работы анализа сигналов стандарта 802.16e на базе отечественных panoramicных цифровых радиоприемных устройств семейства АРГАМАК.

Ключевые слова: IEEE 802.16e; WiMAX; WMAN; пассивный радиомониторинг; обнаружение сигнала; служебные параметры сигнала.

DETECTION AND ANALYSIS 802.16E NETWORK

I. S. Faustov^{1,2}, V.A. Kozmin¹, A. B. Tokarev^{1,2,3}

¹«IRCOS» JSC, Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract. The continued growth of the global WiMAX mobile market creates a need for the development of controls over WiMAX devices and networks. The need to identify unauthorized base stations (BS), resolve issues of electromagnetic compatibility, and verify compliance with the frequency-territorial plan requires WiMAX signal analysis tools for operators and radio monitoring services. The aim of the work is to develop a set of signal reception and processing procedures necessary for the detection and identification of WiMAX BS during radio monitoring. In this paper, the features of the organization of physical and logical communication channels are considered, algorithms for the analysis of signals of the 802.16e standard based on domestic panoramic digital radio receivers of the ARGAMAK family are described.

Keywords: IEEE 802.16e; WiMAX; WMAN; passive radio monitoring; signal detection; service parameters of signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Стандарт 802.16 WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [1], опубликованный в 2001 году предназначен для реализации широкополосных каналов последней мили в городских сетях (WMAN – Wireless Metropolitan Access Network). В 2005 г. был опубликован документ IEEE 802.16e [2] – поправки и дополнения, касающиеся работы высокомобильных абонентов в диапазонах 2.3-2.4, 2.496-2.690, 3.4-3.6 ГГц.

К настоящему времени появилось множество технологий последней мили, и перед любым оператором связи стоит задача выбора технологии, оптимально решающей задачу доставки любого вида трафика своим абонентам. Универсального решения этой задачи не существует, у каждой технологии есть своя область применения, свои преимущества и недостатки. WiMAX – это система дальнего действия, покрывающая километры пространства, которая обычно использует лицензированные спектры частот. В то же время технология Wi-Fi, использующая нелицензируемые диапазоны частот, обеспечивает более высокую пропускную способность в пределах нескольких сотен метров.

Семейство стандартов 802.16 активно конкурировало с сетями сотовой связи (LTE – Long-Term Evolution). Однако WiMAX требует строительства новой сети, а LTE служило развитием существующих сетей предыдущего поколения. По этой причине многие провайдеры активнее инвестировали в развитие систем сотовой связи следующего поколения (LTE). Несмотря на это, ожидается, что мировой рынок мобильной связи WiMAX будет расти значительными темпами в течение прогнозируемого периода, между 2023 и 2030 годами [3].

Для планирования и эксплуатации сетей WiMAX, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, контроля радиоизлучений необходимо проводить обнаружение и анализ радиосигналов WiMAX. Оборудование для такого анализа выпускается ведущими мировыми производителями радиоэлектронной аппаратуры: компаниями Rohde & Schwarz (R&S FSV7), Keysight Technologies (N9074A) и др.

В данной статье представлен российский анализатор сигналов WiMAX. Он предназначен для поиска и приема сигналов IEEE 802.16e, их идентификации и оценки параметров.

2. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ И СТРУКТУРА СИГНАЛА 802.16E

Структура сигнала 802.16e подразумевает разделение OFDMA-кадра на восходящий (UL) и нисходящий (DL) субкадры, разделенных защитным интервалом (рисунок. 1). Длительность кадра может варьироваться от 2 до 20 мс.

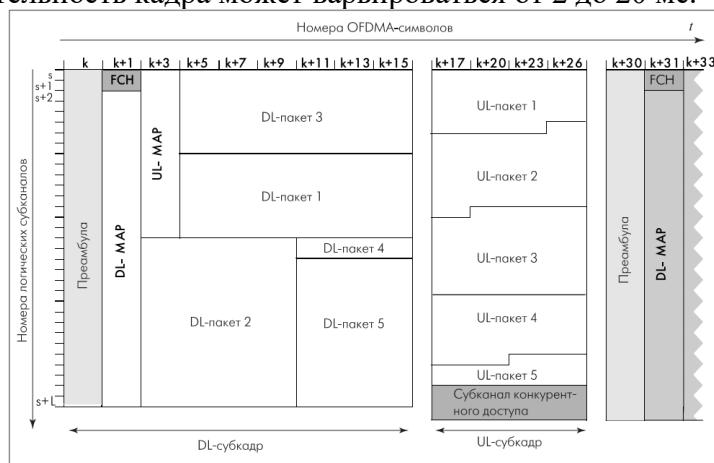


Рис. 1. Структура OFDMA-кадров

Каждый OFDMA-символ включает набор подканалов. Пакеты данных могут передаваться одновременно, на различных подканалах. Распределение несущих по подканалам, равно как и число несущих на один подканал, зависит от направления передачи и метода распределения несущих. Принципиально методы распределения несущих подразделяются на FUSC (Full usage of the subchannels) – полное использование подканалов передатчиком БС, и PUSC (Partial usage of subchannels) – использование

групп подканалов (сегментов), т.е. не всего доступного диапазона. Какие именно подканалы используются в режиме PUSC, однозначно определяют номера сегментов.

Для описания структуры кадра в OFDMA используется понятие слота – минимального ресурса для передачи данных. Слот занимает один подканал, состоящий из 2 кластеров, и от одного до трех последовательных OFDMA-символов. В нисходящем субкадре длительность слота – один или два символа в режимах FUSC и PUSC соответственно; в восходящем субкадре длительность слота всегда равна трем OFDMA-символам.



Рис. 2. Структура кластера в DL PUSC

Первый OFDM-символ подкадра вниз – преамбула, передача которой необходима для временной и частотной синхронизации, измерений отношения сигнал/помеха, оценки канала. Несущие в символах преамбул модулируются посредством BPSK псевдослучайным кодом, зависящим от используемого сегмента (в режиме PUSC) и переменной IDcell, задаваемой на MAC-уровне. В преамбуле модулируется каждая третья несущая всего канала (кроме несущих защитных интервалов и центральной), причем начальный сдвиг [0...2] соответствует номеру сегмента (SID). Распознав тип преамбулы, абонентское устройство сразу определяет значение переменной IDcell и режим работы БС.

$$p_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j \frac{2\pi k n}{N}}, \quad (1)$$

$$c_k = \begin{cases} 4\sqrt{2} \left(\frac{1}{2} - u_k \right), & k = SID : 3 : \frac{N}{2} - N_{RG}, \frac{N}{2} + N_{LG} + SID : 3 : N - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (2)$$

где c_k – псевдослучайный код, определяемый стандартом [1,2].

Преамбула обладает следующими свойствами симметрии во временной области, что позволяет реализовывать частотно-временную синхронизацию на основе автокорреляции [4]:

$$p_n = \begin{cases} p_n, & n = 0, 1, 2, \dots, N/2 \\ p_{N-n}^*, & n = N/2 + 1, \dots, N \end{cases} \quad (3)$$

$$p \approx [ababab], b = conj(flip(a)) \quad (4)$$

После преамбулы расположен заголовок кадра FCH (Frame Control Header). Он включает данные об используемых поднесущих и защите информации в сообщении DL-Map. Затем расположена карта нисходящего канала DL-Map. Потом идут отдельные пакеты, первым из которых является UL-Map (карта восходящего канала).

3. ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Обнаружение сигнала 802.16e и начальная частотно-временная синхронизация выполняются по преамбуле, расположенной в начале каждого кадра. Для этого формируется решающая статистика

$$U_n = \frac{\left| \sum_{l=0}^2 \sum_{i=0}^{Q-1} x_{n+Q \cdot l+i} \times x^*_{n+Q \cdot (l+1)+i} \right|}{\sum_{i=0}^{3 \cdot Q} x_{n+i} \times x^*_{n+i}}, \quad (5)$$

где x_i – отсчеты входного видеосигнала на тактовой частоте, $Q = \text{ceil}(N/3)$.

Сформированная статистика сравнивается с порогом $U_n > h$, $h = 0.4 \div 0.6$. Если значение статистики U не превышает порог на всем анализируемом интервале, выносится решение об отсутствии сигнала. Если для некоторого отсчета n_L имеет место первое превышение порога, выносится решение о наличии сигнала. Далее необходимо найти отсчет n_R , соответствующий пересечению функции U_n порога h сверху вниз.

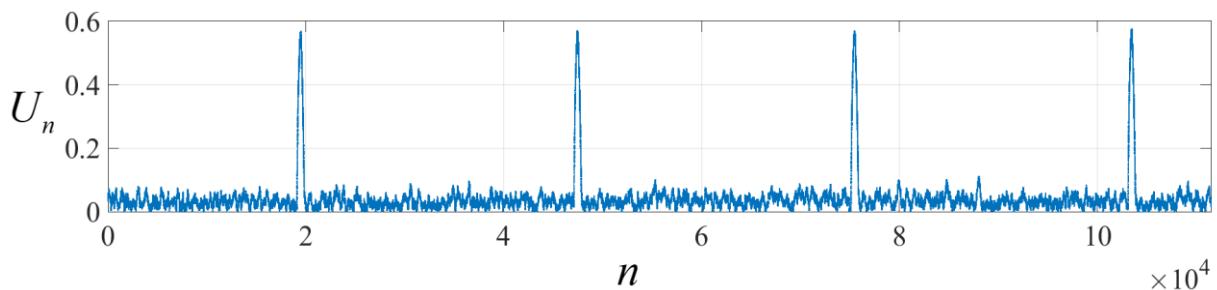


Рис. 3. Решающая статистика U_n на интервале нескольких пакетов

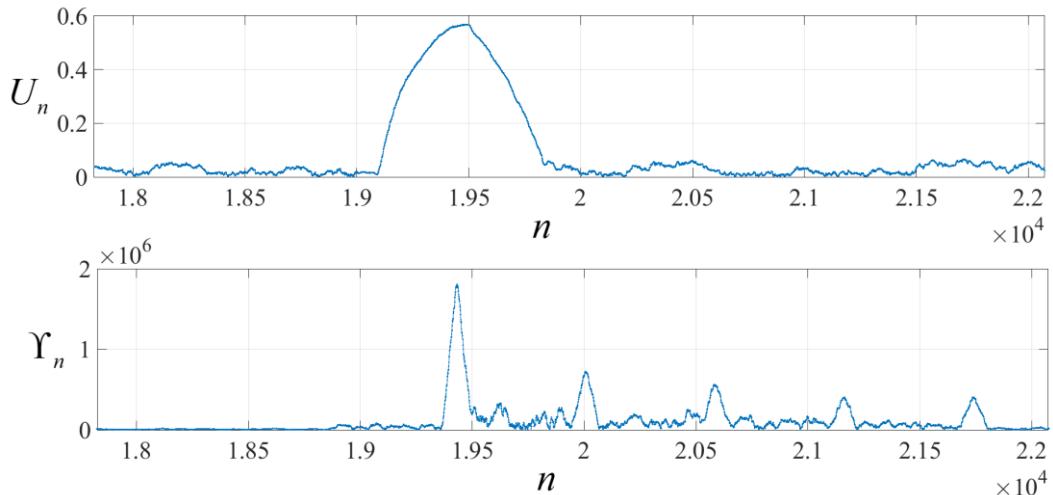


Рис. 4. Решающая статистика U_n и Υ_n на интервале одного пакета

Более точная синхронизация обеспечивается за счет корреляции во временной области между циклическим префиксом и конечной частью OFDM-символа:

$$\Upsilon_n = \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} x_{n+i} \times x^*_{n+N+i}, \quad n = n_L, \dots, n_R \quad (6)$$

Оценка временного положения преамбулы рассчитывается как

$$n_{\max} = \arg \max_n \Upsilon(n), \quad (7)$$

Оценивать частотное рассогласование между передатчиком и приемником можно в соответствии с соотношением [5]:

$$c_1 = \frac{1}{Q} \sum_{n=1}^Q r_{n_{\max} + Q + n} \times r^*_{n_{\max} + n}, \quad (8)$$

$$c_2 = \frac{1}{Q} \sum_{n=1}^Q r_{n_{\max} + N - Q + n} \times r_{n_{\max} + n}, \quad (9)$$

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\tau} \arg(c_1 \times c_2), \quad \tau = \frac{N}{f_s} \quad (10)$$

На этом процедура частотно-временной синхронизации считается выполненной. Далее необходимо определить индекс преамбулы, чтобы корректно выполнить оценку канала [4]:

$$m_{\max} = \arg \max_m \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{G}-1} \left| \sum_{g=0}^{G-1} S_{kG+g}^{(m)} \times X_{kG+g,0} \right| \right), m \in \{0, 1, \dots, 113\}, \quad (11)$$

где $X_{n,0}$ – результат БПФ от преамбулы после компенсации частотной расстройки; $S^{(m)}$ – эталонные отсчеты m -ой преамбулы в частотной области; при этом $G \cdot f_{SC} \ll B_C$, где B_C – полоса когерентности, $f_{SC} = 10.94$ кГц – разнос поднесущих.

Значение индекса m_{\max} определяет значения переменных IDcell и SID [2].

4. ОЦЕНКА КАНАЛА, ДЕМОДУЛЯЦИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЕ

Оценка канала также выполняется по преамбуле после компенсации частотной расстройки.

$$H_k = \frac{X_{k,0}}{c_k}, k = SID : 3 : \frac{N}{2} - N_{RG}, \frac{N}{2} + N_{LG} + SID : 3 : N - 1 \quad (12)$$

Для каждой k -й поднесущей, для которой $c_k = 0$, оценка канала определяется методом линейной интерполяции по ненулевым значениям.

Мягкие решения информационных поднесущих следующих за преамбулой равны

$$Z_{k,i} = \frac{X_{k,i}}{H_k}, i = 1 \dots N_{SYM} - 1, \quad (13)$$

где N_{SYM} – общее кол-во OFDM символов (вместе с преамбулой).

Фазовая подстройка выполняется по пилотным поднесущим в кластере:

$$\varphi_i = \arg \left(\sum_p Z_{p,i} \times b_p^* \right), \quad (14)$$

где p – множество индексов пилотных поднесущих; b_p – эталонные значения пилотных поднесущих [2];

Мягкие решения корректируются согласно (15)

$$Z_{k,i} = Z_{k,i} \times \exp(-j\varphi_i) \quad (15)$$

Существуют и более сложные методы оценки канала, например, с помощью двумерной интерполяции пилотных поднесущих [6].

В OFDMA после формирования символов квадратурной модуляции и нормировки их амплитуд последовательность символов на каждой несущей умножается на бинарную ПСП w_k , задающий полином генератора которой $-x^{11} + x^9 + 1$. Каждая k -я поднесущая умножается на значение $1 - 2w_k$ (т.е. если $w_k = 0$, то $1 - 2w_k = 1$ и символ не изменяется; если $w_k = 1$, символ умножается на -1).

Массив оценок информационных символов поступает в демодулятор, который формирует мягкие решения кодированных бит. Для каждой i -й информационной поднесущей k -го символа $Z_{k,i}$ рассчитывается логарифмическое отношение правдоподобия (log-likelihood ratio – LLR) [7]:

$$LLR_i = \min_{X \in \Omega_i^{(1)}} |Z - K_{MOD}X|^2 - \min_{X \in \Omega_i^{(0)}} |Z - K_{MOD}X|^2, \quad 0 \leq i < \log_2 Q, \quad (16)$$

где $|A - B|$ – Евклидово расстояние между точками A и B ; K_{MOD} – калибровочный коэффициент [1, 2], $\Omega^{(1)}$ – 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.

Далее необходимо выполнить перемежение в пределах блока данных согласно стандарту [1,2]. После всех перестановок вектор мягких решений попадает в декодер. Стандарт 802.16e определяет использование сверточного кода, блокового и сверточного турбокода, а также кода контроля четности с низкой плотностью LDPC (Low Density Parity Check). Полученный в результате декодирования битовый поток необходимо скремблировать согласно стандарту [1,2]

5. ПРИЕМ ЗАГОЛОВКА КАДРА (FRAME CONTROL HEADER)

За преамбулой следует управляющий заголовок кадра – один OFDM- символ с модуляцией QPSK и стандартной схемой кодирования [2]. Расположение FCH зависит от индекса сегмента. Он содержит префикс кадра нисходящего канала (Downlink Frame Prefix, DLFP), который описывает профиль и длину первого пакета в DL-субкадре. DLFP содержит 24 бита, которые дублируются и размещаются в блоке размером 48 бит. Каждый такой блок передается в первых четырех слотах используемого сегмента.

6 бит	1 бит	2 бита	3 бита	8 бит	4 бита
User subchannel bitmap	Резерв	Rep. cod. Ind.	Cod. Ind.	DL-MAP length	Резерв

Рис. 5. Структура OFDMA DLFP

Поле Used Subchannel Bitmap – это битовая маска, которая показывает какие группы подканалов используются в PUSC. Поле Repetition Coding Indication указывает кол-во повторений блоков данных (слотов) в DL-MAP. Нулевое значение показывает, что данные в DL-Map передаются без дублирования. Значения, 1, 2 или 3 соответственно, означают, что слот дублируется 2, 4 или 6 раз. Поле Coding Indication несет информацию об используемом способе кодирования данных в DL-Map [2]. Поле DL-MAP length определяет кол-во слотов в DL-Map.

Прием FCH позволяет осуществить прием DL-Map.

6. ПРИЕМ DL-MAP

Поле DL-Map формируется на MAC уровне и содержит идентификаторы, необходимые при идентификации БС. Существует несколько типов заголовков MAC-уровня в зависимости от используемой полосы, версии стандарта и т.д. Заголовок содержит информацию, позволяющую однозначно интерпретировать область полезной нагрузки DL-Map сообщения. На рис. 6 изображен формат сообщений DL-Map. Для таких сообщений Management Message Type принимает значение 2.

48 бит	8 бит	32 бита	8 бит	48 бит	8 бита			4 бита	32 бита
MAC header	Management	PHY Sync.	DL channel	BSID	No. OFDMA symbols	DL-MAP IE	Padding nibble	CRC	

Рис. 6. Структура DL-Map сообщения

Поле PHY Synchronization в случай OFDMA состоит из 8-битного кода продолжительности кадров и 24-битного номера кадра. Параметр DL channel descriptor (DCD) count привязан к количеству конфигураций при распределении несущих внутри подкадра DL. Base station identification – идентификатор БС, младшие 3 байта соответствуют Sector ID, старшие 3 байта – Operator ID; DL-MAP IE – структура, которая содержит служебную информацию различного рода.

Сообщение DL-Map может передаваться в сжатом виде.

3 бита	1 бит	1 бит	11 бит	32 бита	8 бит	8 бит	8 бит	8 бит		4 бита
Comp. map. ind. (=110)	UL-MAP app.	Res.	Map length	PHY synch. field	DCD count	Oper.ID	Sector ID	No. OFDMA symbols in DL	DL IE count	DL-MAP IE, UL-MAP, CRC

Рис. 7. Структура сжатого DL-Map сообщения

При этом идентификатор БС содержит лишь один младший байт Sector ID и младший байт Operator ID.

7. ПРИМЕР РАБОТЫ АНАЛИЗАТОРА

Разработанный способ обработки сигналов реализован в программно-аппаратном анализаторе сигналов WiMAX на базе панорамного цифрового радиоприемного устройства семейства АРГАМАК [8] с полосой одновременной обработки сигналов 24 МГц. Анализатор обеспечивает выявление и идентификацию БС 802.16e заданной полосы на заданной частоте.

Пример работы анализатора показан на рис. 8, где видны результаты анализа БС, зафиксированных в диапазоне 2.496-2.690 МГц. В качестве аппаратной базы могут использоваться и другие цифровые приемники, обеспечивающие формирование комплексной выборки сигнала в полосе, охватывающей не менее одного частотного канала.

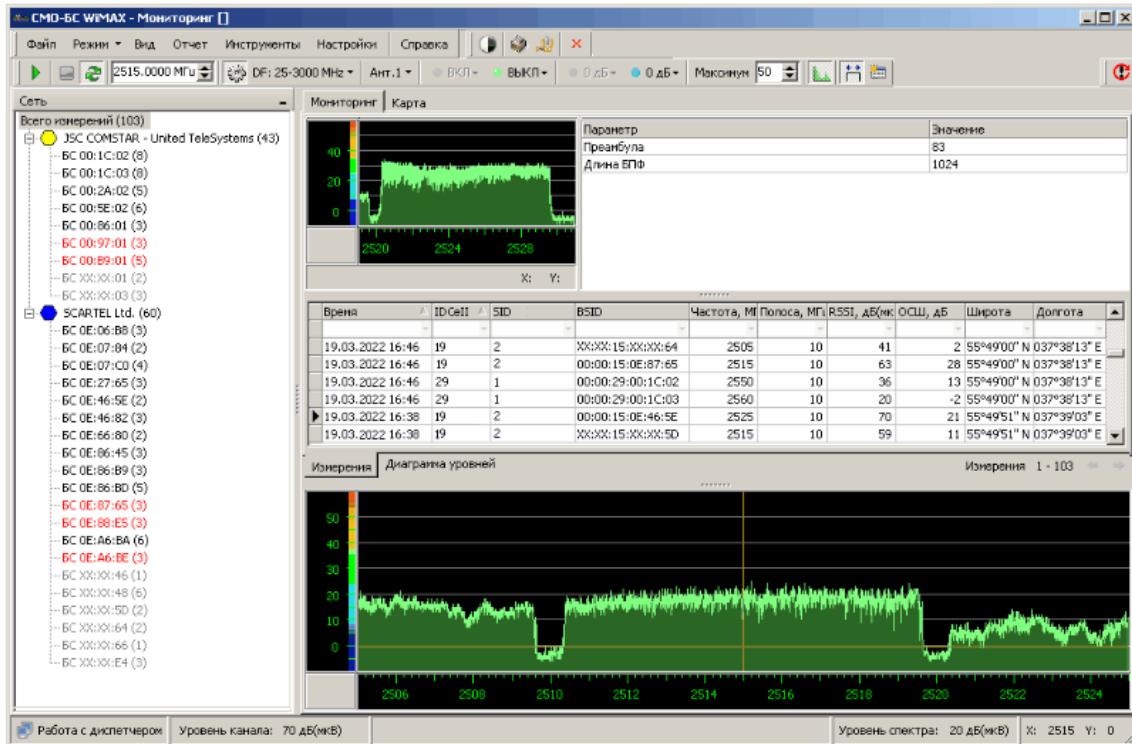


Рис. 8. Окно с результатами работы анализатора WiMAX

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный способ анализа радиосигналов 802.16e может быть реализован на основе цифровых радиоприемных устройств с полосой одновременной обработки, охватывающей не менее одного частотного канала. В докладе приведен пример анализатора радиосигналов WiMAX на базе отечественного цифрового радиоприемного устройства семейства АРГАМАК.

ЛИТЕРАТУРА

1. IEEE Std IEEE 802.16-2004 (Revision of IEEE Std IEEE 802.16 – 2001). IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. – IEEE, 1 Октября 2004. – 895 с.
2. IEEE Std IEEE 802.16e-2005. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands – IEEE, 28 Февраля 2006. – 864 с.
3. Mobile WiMAX Market Size, Trends, Regional Analysis (Europe, Asia Pacific, America, Middle East And Africa), And Forecasts 2023-2030. Режим доступа: <https://www.marketresearchupdate.com/sample/204512>, дата обращения: 26.02.2024.
4. Bhatt T., Sundaramurthy V., Zhang J., McCain D., Initial synchronization for 802.16e downlink // 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Syst. and Comput. – 2006. – С. 701-706.
5. Zhou H., Hayashi H., Kubo T., Zhang J., A novel carrier frequency offset estimation method for IEEE 802.16e system // 2007 IEEE Global Commun. Conf. – 2007. – С. 2826-2830.
6. Zhang Z., Cheng P., Zhou X., Qiu P., System synchronization and channel estimation analysis for IEEE802.16e OFDMA downlink system // International journal of communication systems, 2009, №22. – С. 375-398.

7. 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. – С. 119-130.
8. 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

REFERENCES

1. IEEE Std IEEE 802.16-2004 (Revision of IEEE Std IEEE 802.16 – 2001). IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. – IEEE, 1 October 2004. – 895 c.
2. IEEE Std IEEE 802.16e-2005. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands – IEEE, 28 February 2006. – 864 c.
3. Mobile WiMAX Market Size, Trends, Regional Analysis (Europe, Asia Pacific, America, Middle East And Africa), And Forecasts 2023-2030. Available at: <https://www.marketresearchupdate.com/sample/204512>, accessed: 26.02.2024.
4. Bhatt T., Sundaramurthy V., Zhang J., McCain D., Initial synchronization for 802.16e downlink // 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Syst. and Comput. – 2006. – P. 701-706.
5. Zhou H., Hayashi H., Kubo T., Zhang J., A novel carrier frequency offset estimation method for IEEE 802.16e system // 2007 IEEE Global Commun. Conf. – 2007. – P. 2826-2830.
6. Zhang Z., Cheng P., Zhou X., Qiu P., System synchronization and channel estimation analysis for IEEE802.16e OFDMA downlink system // International journal of communication systems, 2009, №22. – P. 375-398.
7. 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.
8. 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).

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА КЕРАМИКЕ ТИПА СКМ

Т. С. Тимошенко¹, А.А. Тюменцева¹, Ю. И. Егошин¹

¹Омский научно-исследовательский институт приборостроения (АО «ОНИИП»),
Омск, Россия

Аннотация. Рассмотрены некоторые различия низкотемпературной керамики типа СКМ и импортной керамики DuPont и KEKO. Показано влияние этих различий на выбор схемных решений и топологии интегральных фильтров, а также их конструкции. Приведены экспериментальные характеристики интегрального полосового фильтра с центральной частотой 300 МГц и фильтра верхних частот с частотой среза 300 МГц.

Ключевые слова: LTCC; интегральные фильтры; СКМ; LC-фильтры.

FEATURES OF DESIGNING INTEGRATED FILTERS BASED ON SCM CERAMICS

T.S. Timoshenko¹, A.A. Tyumentseva¹, U.I. Egoshin¹

¹Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Abstract. Some differences of low-temperature ceramics of the SCM type from imported DuPont and KEKO ceramics are considered. The influence of these differences on the choice of circuit solutions and topology of integrated filters, as well as their designs, is shown. The experimental characteristics of an integrated bandpass filter with a central frequency of 300 MHz and an upper-pass filter with a cutoff frequency of 300 MHz are presented.

Keywords: LTCC; integral filters, SCM, LC-filters.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технология низкотемпературной совместнообжигаемой керамики подразумевает применение «сырых» керамических листов для производства монолитных изделий. Долгое время самыми часто используемыми типами низкотемпературной керамики были системы марки DuPont, Ferro, KEKO. Однако, в 2012 году российская компания АО «НПП «Исток» им. Шокина» разработали альтернативный материал, подходящий для изготовления изделий из низкотемпературной керамики. За последние несколько лет керамика СКМ заменила большую часть номенклатуры изделий, производящихся на основе импортной керамики, таких как многослойные керамические платы различного назначения в том числе и с теплоотводами, платы микромодулей, антенных фазированных решеток, платы для микромонтажа и микросборок. Однако, применение такого типа керамики для устройств функциональной электроники, таких как интегральные фильтры, где необходима высокая прецизионность, без внесения изменений, как в технологический процесс, так и в сам процесс проектирования, оказалось затруднительно.

В работе рассмотрены некоторые различия низкотемпературной керамики типа СКМ и импортной керамики DuPont и KEKO, а также показано влияние этих различий на выбор схемных решений и топологии интегральных фильтров и их конструкции.

2. ОСОБЕННОСТИ КЕРАМИКИ ТИПА СКМ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Кроме очевидных отличий, таких, как толщина керамического листа, отклонение от нее и диэлектрической постоянной существенные корректировки в процесс проектирования вносит и тот факт, что за счет различий в составах импортных и отечественного материала, керамика СКМ имеет существенные отличия по механическим параметрам до обжига. В таблице 1 приведены основные параметры материалов типа DuPont 951, KEKO SK-47 и СКМ.

Таблица 1. Основные параметры материалов LTCC

Параметры	Тип низкотемпературной керамики		
	DuPont 951 РТ	KEKO SK-47	СКМ-010
Толщина слоя, мкм	114±8	115±8	100±10
Усадка x, y, z, %	12,7±0,3/12,7±0,3/ 15±0,5	13,5±0,5/13,5±0,5/ 16±2	9,1±0,3/9,1±0,3/ 16,5±1,5
ТКЛР, $\times 10^{-6} \text{K}^{-1}$	5,8	6,9	5-7
Диэлектрическая постоянная	7,8	7,1±0,2	7,0 _{-0,2}
Тангенс угла диэлектрических потерь, $\text{tg}\delta \times 10^{-3}$	1,5 на 10 ГГц	3 на 10 ГГц	1,5 на 20 ГГц

Как известно, параметры интегральных фильтров напрямую зависят от точности проводящего рисунка, сохранения геометрии проводников при сборке, прессовании и обжиге, а также равномерности толщины керамических слоев [1-3].

В ходе работы был проведен расчет, электромагнитное моделирование и изготовление ряда интегральных фильтров типоразмеров 7x5 и 5x3 мм различных уровней плотности в частотном диапазоне от 100 МГц до 5 ГГц.

Из первых полученных результатов внешнего осмотра и рентгенологического исследования был сделан вывод, что пластичность (до обжига) материала оказывает сильное влияние на изменение номиналов емкостей многослойных конденсаторов и катушек индуктивностей. Для последующих итераций, помимо отработки с производителями материала технологического процесса изготовления, были учтены физические свойства керамики типа СКМ и установлены следующие конструктивные ограничения:

- схемотехнические решения, выбираемые для конструирования фильтров должны обладать минимально возможной чувствительностью к отклонениям номиналов элементов схемы;
- конструкция емкостных элементов с емкостью менее 10 пФ должна быть максимальной по площади и минимальной по количеству слоев;
- при разработке топологии минимальные значения проводник зазор должны быть не менее 150/150 мкм;
- большие области металлизации в фильтрах должны располагаться друг от друга на значительных расстояниях, что также должно быть учтено при мультипликации.

Также для фильтров потребовалась отработка и корректировка основных технологических режимов по сравнению с режимами для импортных аналогов.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

С учетом вышеизложенных рекомендаций были разработаны и изготовлены конструкции интегральных LC-фильтров. Конструкции разработанных интегральных

LC-фильтров на основе керамики СКМ приведены на рисунке 1. Интегральные фильтры выполнены в двух типоразмерах 7x5 и 5x3 мм.



Рис. 1. Изготовленные интегральные LC-фильтры

Измеренная АЧХ интегрального LC-фильтра верхних частот (ФВЧ) на 300 МГц типоразмера 7x5мм приведена на рисунке 2 а, на рисунке 2 б показана АЧХ интегрального полосового LC-фильтра (ПФ) на 300 МГц с полосой пропускания 125%.

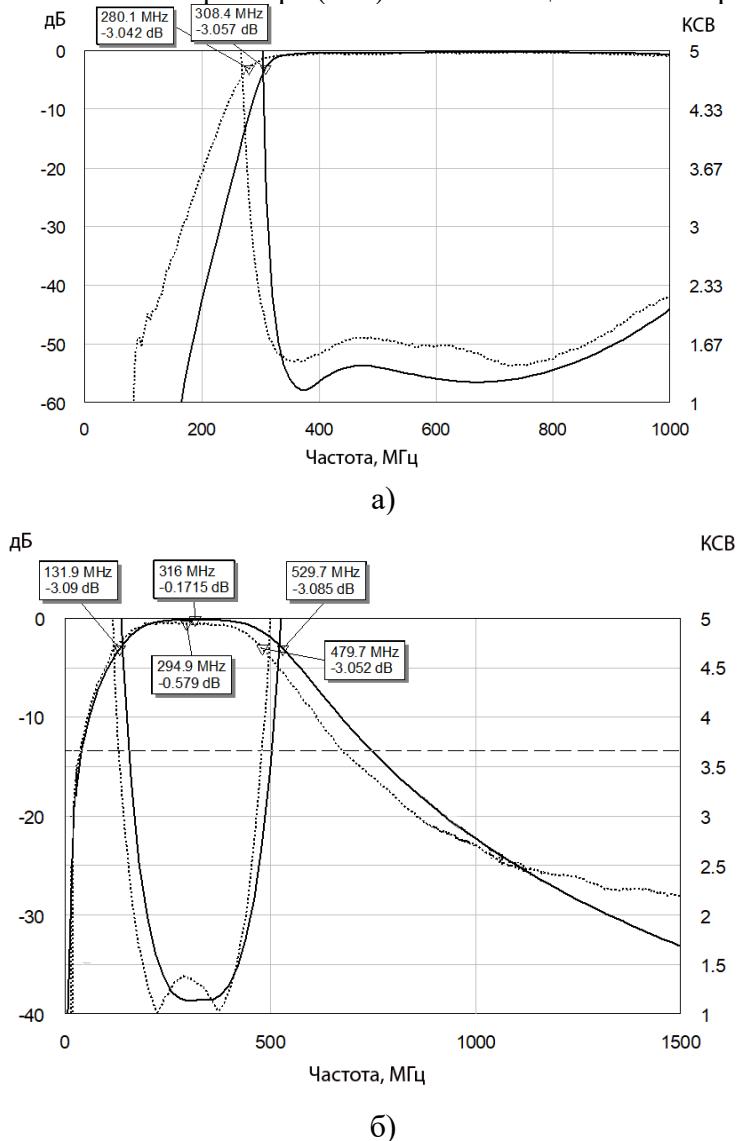


Рис. 2. АЧХ измеренные и 3D модели интегральных LC-фильтров типоразмера 7x5 мм ФВЧ с частотой среза 300 МГц (а), ПФ с центральной частотой 300 МГц (б)

Как видно из рисунков 2 а и б есть некоторое различие в характеристике изготовленных фильтров и 3D моделей. В ходе проведенного анализа, установлено, что данное отклонение вызвано тем, что номинальные значения катушек индуктивности, и конденсаторов отличаются от значений моделирования. Такие изменения повлияли на уход частоты среза ФНЧ и центральной частоты ПФ вниз по частоте и на рассогласование по КСВ в обоих случаях.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как следует из выше сказанного использование керамики типа СКМ позволяет создавать не только многослойные платы, подложки для микромонтажа и элементы корпусов, но и такие функциональные устройства, как фильтры, которые характеризуются повышенными требованиями, как к электрическим и механическим свойствам материала, так и к точности топологического рисунка. Приведенные рекомендации по проектированию позволили создать фильтры с достаточно высокими электрическими параметрами на частоту 300 МГц, однако для изготовления подобного типа фильтров на более высокие частоты необходимо проведение дополнительных исследований, так как с ростом рабочей частоты номинальные значения элементов уменьшаются и любые отклонения в топологическом рисунке или в толщинах листов будут иметь существенное влияние на электрические параметры фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вендиk, И. Б., Холодняк Д. В., Симин А. В. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. // Компоненты и технологии. – 2005. – № 5. – Ч.1. – С. 190–196.
2. Вендиk, И. Б., Холодняк Д. В., Симин А. В. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. // Компоненты и технологии. – 2005. – № 6. – Ч.2. – С. 210–216
3. Борейко Д.А., Дьяченко Т.С., Тюменцев А.И. Исследование параметров катушек индуктивности выполненных по LTCC технологии. // Техника радиосвязи – 2012. - № 17. – С. 73–84.

REFERENCES

1. Vendik I.B., Kholodnyak D. V., Simine A.V. Multiplayer superhigh frequency integrated circuits based on ceramics with low firing temperature. // Components and technologies, 2005, No. 5. – Part 1. - Pp. 190-196.
2. Vendik I.B., Kholodnyak D. V., Simine A.V. Multiplayer superhigh frequency integrated circuits based on ceramics with low firing temperature. // Components and technologies, 2005, No. 6. – Part 2. - Pp. 210-216.
3. Boreyko D.A. D'yachenko T.S. Tyumentsev A.I. Investigation of LTCC-based induction coil parameters // Radio communication technology, 2012, No. 17. – Pp. 73-84

**ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ
ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-УСТРОЙСТВА НА
СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО У БОКОВОЙ
СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА**

А. А. Скворцов

СГТУ имени Гагарина Ю. А, Саратов, Россия

Аннотация. Рассмотрена методика квазианалитического определения коэффициентов передачи шлейфовых разветвлений СВЧ-устройства на связанных по широкой стенке прямоугольных волноводах с диэлектрическим слоем, расположенным у боковой стенки его вторичного канала.

Ключевые слова: СВЧ-устройство, коэффициент передачи, шлейфовое разветвление, прямоугольный волновод, диэлектрический слой, эффективная диэлектрическая проницаемость.

**ESTIMATION OF THE INFLUENCE ON THE TRANSMISSION
COEFFICIENTS OF STUB BRANCHES OF A MICROWAVE DEVICE
ON COUPLED RECTANGULAR WAVEGUIDES OF A DIELECTRIC
LAYER LOCATED AT THE SIDE WALL OF ITS SECONDARY
CHANNEL**

A. A. Skvortsov

SSTU named after Y. Gagarin, Saratov, Russia

Abstract. A technique for quasi-analytically determining the transmission coefficients of loop branches of a microwave device on rectangular waveguides connected along a wide wall with a dielectric layer located at the side wall of its secondary channel is considered.

Keywords: microwave device, transmission coefficient, stub branching, rectangular waveguide, dielectric layer, effective dielectric constant.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно [1], прямоугольный волновод (ПрВ) с диэлектрическим слоем у боковой стенки является базовым элементом ряда СВЧ-устройств, функционирующих как на основной, так и на первой высшей волне. С учетом сказанного, самостоятельный практический интерес представляет исследование электромагнитных свойств СВЧ-устройства на связанных по широкой стенке посредством шлейфовых разветвлений ПрВ с диэлектрическим слоем, расположенным у боковой стенки его вторичного канала (волновода) (рис. 1). Важной практической задачей, возникающей при построении такого СВЧ-устройства, является оценка влияния слоистого диэлектрического заполнения его вторичного канала на коэффициенты передачи шлейфовых разветвлений.

**2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-
УСТРОЙСТВА НА СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ
СЛОЕМ У БОКОВОЙ СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА**

В работе [2] рассмотрена методика квазианалитического (приближенного)

аналитического) определения электродинамических параметров ПрВ с неоднородным диэлектрическим заполнением, основанная на представлении его в виде эквивалентной линии передачи (ЛП) анализируемого поперечного сечения, заполненной однородным диэлектрическим материалом. Эту модель можно использовать и для определения коэффициентов передачи шлейфовых разветвлений рассматриваемого СВЧ-устройства, полагая, что его вторичный волновод заполнен однородным материалом с относительной эффективной диэлектрической проницаемостью

$$\epsilon_{2\text{эфф}} = \epsilon_{21} + \frac{c_2}{a_2} (\epsilon_{22} - \epsilon_{21}) \left(1 - \frac{\sin(2\pi c_2/a_2)}{2\pi c_2/a_2} \right), \quad (1)$$

где ϵ_{21} и ϵ_{22} – относительные диэлектрические проницаемости слоистого заполнения вторичного канала СВЧ-устройства.

Поскольку зависимость коэффициента передачи одного волновода связи (шлейфа) в диапазоне частот аналогична передаточной характеристике шлейфового разветвления [3], анализ диапазонных свойств коэффициента передачи одного элемента связи позволяет однозначно судить о поведении коэффициента передачи СВЧ-устройства в целом. Модуль коэффициента передачи одного шлейфового разветвления рассматриваемого СВЧ-устройства можно рассчитать исходя из замены его вторичного канала с диэлектрическим слоем, расположенным у боковой стенки, на ПрВ с однородным диэлектрическим заполнением по формуле [3]

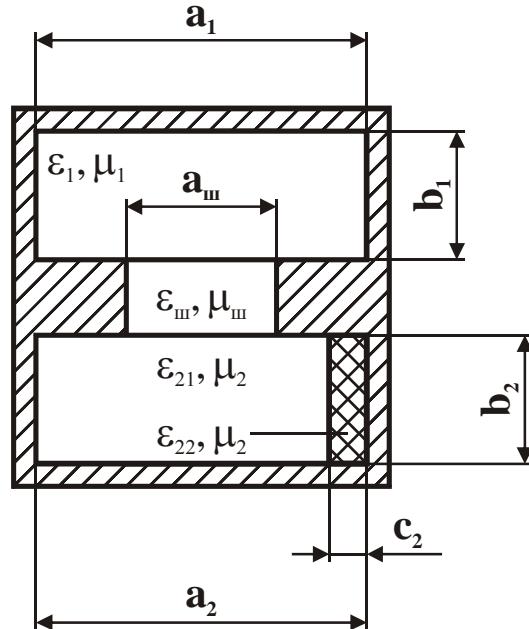


Рис. 1. Поперечное сечение СВЧ-устройства на связанных по широкой стенке посредством шлейфовых разветвлений ПрВ с диэлектрическим слоем у боковой стенки его вторичного канала

$$|\dot{K}_w| = \frac{\Phi_w^{-1} \lambda_{vw}}{2\sqrt{k^*} (a_1 b_1 a_2 b_2 \lambda_{v1} \lambda_{v2})^{1/2}} \left[\left(\cos\left(\frac{\pi h_1}{a_1}\right) \sin \gamma_1 \right)^2 + \left(\frac{\lambda_{v1}}{2a_1} \sin\left(\frac{\pi h_1}{a_1}\right) \cos \gamma_1 \right)^2 \right]^{1/2}, \\ \left[\left(\cos\left(\frac{\pi h_2}{a_2}\right) \sin \gamma_2 \right)^2 + \left(\frac{\lambda_{v2}}{2a_2} \sin\left(\frac{\pi h_2}{a_2}\right) \cos \gamma_2 \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (2)$$

где $\sqrt{k^*} \approx 1$; Φ_w – параметр, зависящий от формы поперечного сечения шлейфа; h_1 , h_2 – смещение центра шлейфа относительно средней линии соответственно

первичного и вторичного волноводов; γ_1 , γ_2 – углы поворота шлейфа относительно средних линий связываемых волноводов; $\lambda_{\text{в1}} = \lambda / \sqrt{\epsilon_1 \mu_1 - (\lambda/2a_1)^2}$, $\lambda_{\text{в2}} = \lambda / \sqrt{\epsilon_{2\text{эфф}} \mu_2 - (\lambda/2a_2)^2}$ и $\lambda_{\text{вш}} = \lambda / \sqrt{\epsilon_{\text{ш}} \mu_{\text{ш}} - (\lambda/\lambda_{\text{clш}})^2}$ – длины основных волн в первичном и вторичном волноводах и шлейфе; λ – рабочая длина волны в свободном пространстве; $\lambda_{\text{clш}}$ – критическая длина основной волны шлейфа; ϵ_1 , μ_1 , $\epsilon_{\text{ш}}$ и $\mu_{\text{ш}}$ – относительные диэлектрические и магнитные проницаемости материалов, заполняющих первичный волновод и шлейф; μ_2 – относительная магнитная проницаемость диэлектрического заполнения вторичного волновода.

При выборе элементов связи такого СВЧ-устройства необходимо учитывать, что для получения малого перепада характеристики переходного ослабления критическая длина основной волны используемых в качестве шлейфов волноводов должна быть больше критических длин основных волн связываемых ЛП [3]. С учетом выше сказанного, в качестве элементов связи достаточно часто используют ЛП сложных сечений, отличающиеся не только малыми габаритами, но и повышенными значениями критической длины основной волны и диапазона одноволнового режима работы [3, 4].

Кроме того, имеется еще одна принципиальная возможность уменьшения перепада передаточных характеристик шлейфовых разветвлений, связанная с применением в качестве элементов связи ПрВ с диэлектрическим заполнением [3, 5]. Однако, в отличие от элементов связи сложных сечений у шлейфов, выполненных на ПрВ с однородным диэлектрическим заполнением, увеличивается не только критическая длина основной, но и первой высшей волны, что при определенных условиях может привести к одновременному возбуждению двух типов волн [3]. При этом критическая длина первой высшей волны будет расположена в рабочем диапазоне связываемых ЛП. Одним из путей уменьшения изменения критической длины первой высшей волны шлейфов СВЧ-устройств является применение в качестве элементов связи ПрВ с неоднородным диэлектрическим заполнением [5].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотренные выше квазианалитические соотношения позволяют оценить влияние на коэффициенты передачи шлейфовых разветвлений СВЧ-устройства на связанных по широкой стенке ПрВ диэлектрического слоя, расположенного у боковой стенки его вторичного канала, и могут быть полезны при построении микроволновых систем различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бергер М. Н., Капилевич Б. Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками. М.: Сов. радио, 1973. – 256 с.
2. Манойлов В. П., Чухов В. В. Розрахунок хвилеводів з частковим діелектричним заповненням // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка. Радіоапаратобудування, 2006, № 33. – С. 91-100.
3. Сосунов В. А. Шлейфовые волноводные разветвления и устройства на их основе. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 1995. – 104 с.
4. Скворцов А. А., Евсейкин А. А. Приближенно-аналитические соотношения для расчета передаточных характеристик шлейфовых разветвлений СВЧ-устройств на связанных прямоугольных волноводах // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 10. – С. 39-45.

5. Скворцов А. А. Применение прямоугольных волноводов с неоднородным диэлектрическим заполнением в качестве элементов связи СВЧ-устройств // Вопросы электротехнологии, 2017, № 4. – С. 64-68.

REFERENCES

1. Berger M. N., Kapilevich B. Yu. Rectangular waveguides with dielectrics. M.: Sov. radio, 1973. – 256 p.
2. Manojlov V. P., CHuhov V. V. Calculation of waveguides with partial dielectric filling // Bulletin of NTUU «KPI». Radioengineering. Radio equipment construction, 2006, № 33. – Pp. 91-100.
3. Sosunov V. A. Stub waveguide bifurcations and devices on their base. Saratov: SSTU, 1995. – 104 p.
4. Skvortsov A. A., Evseikin A. A. Approximate-analytical expressions for calculation transmission characteristics of stub bifurcation microwave devices on coupled rectangular waveguides // Achievements of Modern Radioelectronics, 2008, № 10. – Pp. 39-45.
5. Skvortsov A. A. Application of rectangular waveguides with inhomogeneous dielectric filling as coupling elements of microwave devices // Electrical engineering issues, 2017, № 4. – Pp. 64-68.

**ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ
ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ
НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ-
СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»**

А.А. Головков, В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан общий алгоритм параметрического синтеза многокаскадных усилителей и демодуляторов сигналов с угловой модуляцией отражательного типа, а также автогенераторов с использованием реактивных, резистивных, смешанных и комплексных согласующих четырёхполюсников, включённых между нелинейной частью и нагрузкой. Использование различных базисов и участков включения четырёхполюсников для согласования приводит к изменению области физической реализуемости заданных характеристик синтезируемого устройства. В данной работе согласование выполнено по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы коэффициента отражения от частоты в выбранном режиме нелинейного элемента при минимальном количестве элементов. Для автогенераторов согласование выполнено по критерию обеспечения условий возникновения колебаний. Рассмотрены варианты коэффициента отражения в сечениях входа и выхода радиоустройства. Определена взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи, оптимальная по выбранному критерию. Получены формулы для определения сопротивлений части двухполюсников четырёх типовых схем указанных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. Параметры остальной части двухполюсников выбираются с помощью известных численных методов исходя из каких-либо других критериев, например, исходя из обеспечения заданной формы частотной характеристики. При этом использованы теория четырёхполюсников, методы матричной алгебры, параметрического синтеза управляемых устройств СВЧ, декомпозиции и математического анализа радиоустройств. Анализ полученных результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», показывает возможность их применения для технического проектирования.

Ключевые слова: параметрический синтез реактивных, резистивных, смешанных и комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

**PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RADIO DEVICES OF REFLECTIVE
TYPE WITH THE SET QUANTITY OF UNEQUAL CASCADES
«NONLINEAR PART - COORDINATION THE TWO-PORT NETWORK»**

A.A. Golovkov, V.A. Golovkov

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The general algorithm of parametrical synthesis of multicascade amplifiers and demodulators of signals with angular modulation of reflective type, and also oscillators with use jet, resistive, mixed and complex coordination the two-port networks included between a nonlinear part and loading is developed. Use of various bases and sites of inclusion of two-port networks for the coordination leads to change of area of a physical realizability of the set characteristics of the synthesised device. In the given work the coordination is executed by criterion of maintenance of the set dependences of the module and a phase of factor of

reflexion from frequency in the chosen mode of a nonlinear element at a minimum quantity of elements. For oscillators the coordination is executed by criterion of maintenance of conditions of occurrence of fluctuations. Variants of factor of reflexion in sections of an input and a radio device exit are considered. The interrelation between elements of a classical matrix of transfer, optimum by the chosen criterion is defined. Formulas for definition of resistance of a part of two-poles of four typical schemes of the specified two-port networks, optimum by criterion of maintenance of the set frequency characteristics are received. Parametres of other part of two-poles get out by means of known numerical methods proceeding from any other criteria, for example, proceeding from maintenance of the set form of the frequency characteristic. The theory of two-port networks, methods of matrix algebra, parametrical synthesis of actuation devices OHF, decomposition and the mathematical analysis of radio devices are thus used. The analysis of the received results received by mathematical modelling in system "MathCad", shows possibility of their application for technical designing.

Keywords: parametrical synthesis of the jet, resistive, mixed and complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicascade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-7] предложены алгоритмы параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одинаковыми и неодинаковыми каскадами типа «согласующий четырёхполюсник (СЧ)- нелинейная часть (НЧ)» и «НЧ - СЧ» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей и демодуляторов проходного типа при минимальном количестве двухполюсников. При этом учитывалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из трёхполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС - параллельной или последовательной по току или напряжению). Каскады между собой соединены по той же схеме, что и нелинейный элемент с цепью обратной связи.

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов для многокаскадных усилителей и демодуляторов отражательного типа. Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1). При использовании радиоустройства отражательного типа в линии передачи для разделения падающей и отражённой волн необходимо использовать циркулятор. При использовании исследуемых устройств в свободном пространстве можно использовать управляемые плоскослоистые среды [8,9].

Согласующий четырёхполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d . Основные положения теории синтеза, которые использованы при получении результатов, изложены в работах [10].

Для достижения указанной цели в работе делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза. Требуется найти минимальное количество двухполюсников СЧ и значения их параметров, опимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик – зависимостей модуля m и фазы φ коэффициента отражения S_{11} от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$S_{11} = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

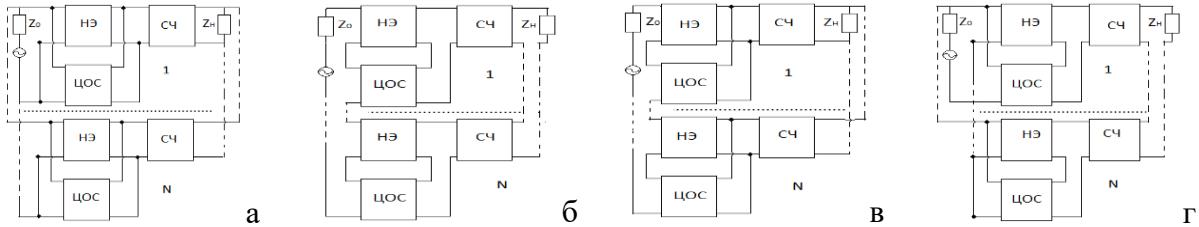


Рис.1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, включёнными между источником сигнала и СЧ.

Уравнение (1) связывает реальные и заданные характеристики (АЧХ и ФЧХ отражённого сигнала). Поэтому это уравнение будем называть характеристическим.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-7]. Рассмотрим вариант структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связи с каскадами типа «НЧ-СЧ» (рис. 1а). Для этой схемы комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ n -го каскада можно записать следующим образом:

$$a_{yn} = \frac{-y_{22n}}{y_{21n}}; b_{yn} = \frac{1}{y_{21n}}; c_{yn} = \frac{-(y_{11n}y_{22n} - y_{12n}y_{21n})}{y_{21n}}; d_{yn} = \frac{y_{11n}}{y_{21n}}, \quad (2)$$

где $y_{11n} = y_{11n}^{H3} + y_{11n}^{oc}$; $y_{12n} = y_{12n}^{H3} + y_{12n}^{oc}$; $y_{21n} = y_{21n}^{H3} + y_{21n}^{oc}$; $y_{22n} = y_{22n}^{H3} + y_{22n}^{oc}$ – известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи НЧ и СЧ каждого каскада. Получим общие матрицы передачи и общие матрицы проводимостей отдельных каскадов:

$$A_{kn} = \begin{vmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{vmatrix}; Y_{kn} = \begin{vmatrix} Y_{11n} & Y_{12n} \\ Y_{21n} & Y_{22n} \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где $A_n = a_n a_{yn} + b_{yn} c_n; B_n = b_n a_{yn} + b_{yn} d_n; C_n = a_n c_{yn} + d_{yn} c_n; D_n = b_n c_{yn} + d_{yn} d_n;$

$$Y_{11n} = \frac{D_n}{B_n}; Y_{12n} = \frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n}; Y_{21n} = \frac{1}{B_n}; Y_{22n} = \frac{-A_n}{B_n}.$$

Общая матрица проводимостей всех N каскадов находится путём суммирования матриц проводимостей отдельных каскадов. Из сумм элементов матриц проводимостей выделим отдельно элементы матрицы проводимостей n -го каскадов и выразим их через элементы матрицы передачи. Остальные каскады можно рассматривать как цепи обратной связи. Следовательно, элементы общей классической матрицы передачи многокаскадной схемы можно представить в следующем виде:

$$A_{ym} = \frac{-\left(Y_{22}^{oc} - \frac{A_n}{B_n}\right)}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; B_{ym} = \frac{1}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; C_{ym} = \frac{-Y_m}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; D_{ym} = \frac{\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc}}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}, \quad (4)$$

$$\text{где } Y_m = \left(\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc} \right) \left(\frac{-A_n}{B_n} + Y_{22}^{oc} \right) - \left(\frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n} + Y_{12}^{oc} \right) \left(\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc} \right);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов матрицы

проводимостей всех каскадов (кроме $n - \text{го}$) от частоты.

Рассмотрим коэффициент отражения в сечении между источником сигнала и входом схем:

$$S_{11} = \frac{Z_{ex} - z_0}{Z_{ex} + z_0}. \quad (5)$$

Для первой схемы (рис. 1а) входное сопротивление можно записать так:

$$Z_{ex} = \frac{A_{ym} z_h + B_{ym}}{C_{ym} z_h + D_{ym}}. \quad (6)$$

После подстановки (4) в (6) имеем:

$$Z_{ex} = \frac{A_{10} a_n + B_{10} b_n + C_{10} c_n + D_{10} d_n}{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}, \quad (7)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; A_0 = z_h (c_{yn} + a_{yn} Y_{11}^{oc}); B_0 = (1 - Y_{22}^{oc} z_h) c_{yn} + a_{yn} [(Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc}) z_h + Y_{11}^{oc}];$

$C_0 = z_h (d_{yn} + b_{yn} Y_{11}^{oc}); E_0 = -Y_{22}^{oc} z_h (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); D_0 = (1 - Y_{22}^{oc} z_h) d_{yn} + b_{yn} [(Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc}) z_h + Y_{11}^{oc}];$

$H_0 = Y_{12}^{oc} z_h; A_{10} = a_{yn} z_h; B_{10} = a_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h); C_{10} = b_{yn} z_h; D_{10} = b_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h).$

Подставим (7) в (5), а результат в (1). Получим характеристическое уравнение, решение которого имеет вид взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию обеспечения заданных характеристик (1):

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) c_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}, \quad (8)$$

где $C_1 = E_0 z_0 (1 + M); B = (1 - M) B_{10} - B_0 z_0 (1 + M); D_1 = (1 - M) D_{10} - D_0 z_0 (1 + M);$

$C_2 = (1 - M) C_{10} - C_0 z_0 (1 + M); C = -H_0 z_0 (1 + M); D = (M - 1) A_{10} + A_0 z_0 (1 + M).$

Для остальных вариантов поступаем аналогичным образом. При использовании последовательной по току обратной связи (рис. 1б) матрицы сопротивлений каскадов складываются. Следовательно, входное сопротивление можно записать в следующем виде:

$$Z_{ex} = \frac{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}{A_{10} a_n + B_{10} b_n + C_{10} c_n + D_{10} d_n}, \quad (9)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; B_0 = a_{yn} + c_{yn} Z_{11}^{oc}; A_0 = (z_h - Z_{22}^{oc}) a_{yn} + c_{yn} (Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} + z_h Z_{11}^{oc});$

$D_0 = b_{yn} + d_{yn} Z_{11}^{oc}; E_0 = -Z_{21}^{oc} (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); C_0 = (z_h - Z_{22}^{oc}) b_{yn} + d_{yn} (Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} + z_h Z_{11}^{oc});$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; A_{10} = c_{yn}(z_h - Z_{22}^{oc}); B_{10} = c_{yn}; C_{10} = d_{yn}(z_h - Z_{22}^{oc}); D_{10} = d_{yn};$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m}; Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m}; Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc} -$$

известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

После формирования и решения характеристического уравнения (1) получим взаимосвязь (8), но с другими коэффициентами:

$$C_1 = E_0(M - 1); B = (1 - M)B_0 - B_{10}z_0(1 + M); D_1 = (1 - M)D_0 - D_{10}z_0(1 + M); \quad (10)$$

$$C_2 = (1 - M)C_0 - C_{10}z_0(1 + M); C = H_0(1 - M); D = (M - 1)A_0 + A_{10}z_0(1 + M).$$

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рис. 1в) смешанные матрицы h каскадов складываются. Следовательно, входное сопротивление можно записать в следующем виде:

$$Z_{ex} = \frac{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}{A_{10}a_n + B_{10}b_n + C_{10}c_n + D_{10}d_n}, \quad (11)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; A_0 = z_h(a_{yn} + c_{yn}H_{11}^{oc}); B_0 = c_{yn}[(H_{12}^{oc}H_{21}^{oc} - H_{11}^{oc}H_{22}^{oc})z_h + H_{11}^{oc}] + (1 - z_h H_{22}^{oc})a_{yn};$$

$$C_0 = z_h(b_{yn} + d_{yn}H_{11}^{oc}); D_0 = d_{yn}[(H_{12}^{oc}H_{21}^{oc} - H_{11}^{oc}H_{22}^{oc})z_h + H_{11}^{oc}] + (1 - z_h H_{22}^{oc})b_{yn};$$

$$E_0 = z_h H_{21}^{oc}(a_{yn}d_{yn} - b_{yn}c_{yn}); H_0 = H_{12}^{oc}z_h; A_{10} = c_{yn}z_h; B_{10} = c_{yn}(1 - H_{22}^{oc}z_h); C_{10} = d_{yn}z_h;$$

$$D_{10} = d_{yn}(1 - H_{22}^{oc}z_h); H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m};$$

$$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc} - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы$$

Н всех каскадов (кроме $n - \text{го}$) от частоты.

После подстановки (11) в (1) и решения характеристического уравнения (1) получим взаимосвязь (8), но с новыми коэффициентами:

$$C_1 = E_0(M - 1); B = (1 - M)B_0 - B_{10}z_0(1 + M); D_1 = (1 - M)D_0 - D_{10}z_0(1 + M); \quad (12)$$

$$C_2 = (1 - M)C_0 - C_{10}z_0(1 + M); C = H_0(1 - M); D = (M - 1)A_0 + A_{10}z_0(1 + M).$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1г) смешанные матрицы F каскадов складываются. Следовательно, входное сопротивление можно записать в следующем виде:

$$Z_{ex} = \frac{A_{10}a_n + B_{10}b_n + C_{10}c_n + D_{10}d_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (13)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; B_0 = c_{yn} + a_{yn}F_{11}^{oc}; A_0 = a_{yn}(F_{12}^{oc}F_{21}^{oc} - F_{11}^{oc}F_{22}^{oc} + z_h F_{11}^{oc}) + c_{yn}(z_h - F_{22}^{oc});$$

$$C_0 = b_{yn}(F_{12}^{oc}F_{21}^{oc} - F_{11}^{oc}F_{22}^{oc} + z_h F_{11}^{oc}) + d_{yn}(z_h - F_{22}^{oc}); D_0 = d_{yn} + b_{yn}F_{11}^{oc}; E_0 = F_{21}^{oc}(a_{yn}d_{yn} - b_{yn}c_{yn});$$

$$H_0 = F_{12}^{oc}; B_{10} = a_{yn}; C_{10} = b_{yn}(z_h - F_{22}^{oc}); D_{10} = b_{yn}; A_{10} = a_{yn}(z_h - F_{22}^{oc});$$

$$F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (8) этого варианта обратной связи:

$$C_1 = E_0 z_0 (1+M); B = (1-M)B_{10} - B_0 z_0 (1+M); D_1 = (1-M)D_{10} - D_0 z_0 (1+M); \quad (14)$$

$$C_2 = (1-M)C_{10} - C_0 z_0 (1+M); C = -H_0 z_0 (1+M); D = (M-1)A_{10} + A_0 z_0 (1+M).$$

Рассмотрим возможность решения сформулированной выше задачи параметрического синтеза радиоустройства отражательного типа на выходе многокаскадного радиоустройства. Запишем коэффициент отражения:

$$S_{11} = \frac{z_n - Z_{\text{вых}}}{z_n + Z_{\text{вых}}}. \quad (15)$$

Выходное сопротивление для первой схемы (рис. 1а):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{D_n z_0 + B_n}{C_n z_0 + A_n}. \quad (16)$$

Подставим коэффициенты A_n, B_n, C_n, D_n из (3) в (16). Получим

$$Z_{\text{вых}} = \frac{B_{10} b_n + D_{10} d_n}{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}, \quad (17)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; A_0 = z_0(c_{yn} + a_{yn} Y_{11}^{oc}) + a_{yn}; B_0 = [(Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc})z_0 - Y_{22}^{oc}]a_{yn} - c_{yn} Y_{22}^{oc} z_0;$$

$$C_0 = b_{yn} + z_0(d_{yn} + b_{yn} Y_{11}^{oc}); E_0 = Y_{21}^{oc} z_0(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); D_0 = [(Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc})z_0 - Y_{22}^{oc}]b_{yn} - d_{yn} Y_{22}^{oc} z_0;$$

$$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0; B_{10} = a_{yn}(1+Y_{11}^{oc} z_0) + c_{yn} z_0; D_{10} = b_{yn}(1+Y_{11}^{oc} z_0) + d_{yn} z_0.$$

Подставим (17) в (15), а результат в (1). Получим характеристическое уравнение, решение которого имеет вид (8), но с другими коэффициентами:

$$C_1 = E_0 z_n (M-1); B = (1+M)B_{10} - B_0 z_n (1-M); D_1 = (1+M)D_{10} - D_0 z_n (1-M); D = A_0 z_n (1-M). \quad (18)$$

$$C_2 = C_0 z_n (M-1); C = H_0 z_n (M-1).$$

При использовании последовательной по току обратной связи (рис. 1б) выходное сопротивление имеет вид:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}{C_{10} c_n + A_{10} a_n}, \quad (19)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; A_{10} = z_0(c_{yn} + a_{yn} Y_{11}^{oc}) + a_{yn}; A_0 = (Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} - z_0 Z_{22}^{oc})c_{yn} - a_{yn} Z_{22}^{oc};$$

$$B_0 = a_{yn} + c_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc}); E_0 = Z_{21}^{oc}(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); C_0 = (Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} - z_0 Z_{22}^{oc})d_{yn} - b_{yn} Z_{22}^{oc};$$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; C_{10} = d_{yn}(Z_{11}^{oc} + z_0) + b_{yn}.$$

Коэффициенты для взаимосвязи (8):

$$C_1 = -E_0(M+1); B = -(1+M)B_0; D = (1+M)A_0 + (M-1)A_{10}z_n; D_1 = -D_0(1+M). \quad (20)$$

$$C_2 = C_{10}z_n(1-M) - C_0(1+M); C = -H_0(1+M).$$

Выходное сопротивление для схемы с последовательной по напряжению обратной связью:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{B_{10}b_n + D_{10}d_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (21)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; A_0 = a_{yn} + c_{yn}(H_{11}^{oc} + z_0); B_0 = (H_{12}^{oc}H_{21}^{oc} - H_{11}^{oc}H_{22}^{oc} - z_0 H_{22}^{oc})c_{yn} - a_{yn}H_{22}^{oc};$$

$$C_0 = b_{yn} + d_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc}); E_0 = H_{21}^{oc}(a_{yn}d_{yn} - b_{yn}c_{yn}); D_0 = (H_{12}^{oc}H_{21}^{oc} - H_{11}^{oc}H_{22}^{oc} - z_0 H_{22}^{oc})d_{yn} - b_{yn}H_{22}^{oc};$$

$$H_0 = H_{12}^{oc}; B_{10} = c_{yn}(H_{11}^{oc} + z_0) + a_{yn}; D_{10} = d_{yn}(H_{11}^{oc} + z_0) + b_{yn}.$$

Коэффициенты для взаимосвязи (8):

$$C_1 = E_0 z_n(1-M); D = (1-M)A_0 z_n; B = (1+M)B_{10} + (M-1)B_0 z_n; \quad (22)$$

$$C = H_0 z_n(M-1); D_1 = D_{10}(1+M) + D_0 z_n(M-1). \quad C_2 = C_0 z_n(M-1).$$

Выходное сопротивление для схемы с параллельной по току обратной связью:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}{C_{10}c_n + A_{10}a_n}, \quad (23)$$

$$\text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n)E_0; B_0 = a_{yn}(1+F_{11}^{oc}z_0) + c_{yn}z_0; A_0 = [(F_{12}^{oc}F_{21}^{oc} - F_{11}^{oc}F_{22}^{oc})z_0 - F_{22}^{oc}]a_{yn} - c_{yn}F_{22}^{oc}z_0;$$

$$D_0 = d_{yn}z_0 + b_{yn}(1+z_0F_{11}^{oc}); E_0 = F_{21}^{oc}z_0(a_{yn}d_{yn} - b_{yn}c_{yn}); C_0 = [(F_{12}^{oc}F_{21}^{oc} - F_{11}^{oc}F_{22}^{oc})z_0 - F_{22}^{oc}]b_{yn} - d_{yn}z_0F_{22}^{oc};$$

$$H_0 = F_{12}^{oc}z_0; A_{10} = a_{yn}(1+F_{11}^{oc}z_0) + c_{yn}z_0; C_{10} = b_{yn}(1+F_{11}^{oc}z_0) + d_{yn}z_0.$$

Коэффициенты для взаимосвязи (8):

$$C_1 = E_0(1+M); B = -(1+M)B_0; C = -(1+M)H_0; D = A_0(1+M) + A_{10}z_n(M-1); \quad (24)$$

$$D_1 = -D_0(1+M); C_2 = C_{10}z_n(1-M) - C_0(1+M).$$

Необходимо отметить, что знаменатели всех коэффициентов отражения исследуемых структурных схем записаны в одинаковой форме. Поэтому для всех схем (рис. 1) характеристическое уравнение, получаемое путём приравнивания нулю знаменателя коэффициента отражения, для автогенераторов и частотных модуляторов можно записать следующим образом:

$$a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0 = 0. \quad (25)$$

Решение (25) приводит к взаимосвязи (8) между элементами классической матрицы передачи всех СЧ, но с другими коэффициентами:

$$C_1 = E_0; B = -B_0; D_1 = -D_0; C_2 = -C_0; C = -H_0; D = A_0; \quad (26)$$

$A_0, B_0, C_0, D_0, E_0, H_0$ -коэффициенты, совпадающие по значению и смыслу с

соответствующими коэффициентами из (8), (10), (12), (14) или (18), (20), (22), (24) для структурных схем с неодинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ и СЧ-НЧ.

Для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников СЧ от частоты необходимо выбрать тип СЧ (реактивный, резистивный, смешанный), определить его элементы классической матрицы передачи, представить коэффициенты (8), (10), (12), (14) или (18), (20), (22), (24) в виде суммы действительной и мнимой частей $B = b_r + jb_x$; $C = c_r + jc_x$; $D = d_r + jd_x$, $D_1 = d_{1r} + jd_{1x}$, $C_1 = c_{1r} + jc_{1x}$, $C_2 = c_{2r} + jc_{2x}$ подставить всё в (8), разделить сформированное уравнение на действительную и мнимую части и решить полученную систему двух уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников.

Если выбран комплексный СЧ, то решение сформированного комплексного уравнения необходимо производить относительно сопротивления одного из двухполюсников. Количество решений равно числу двухполюсников.

Полученные решения следует рассматривать как ограничения на значения параметров части двухполюсников СЧ. Значения параметров остальной части двухполюсников СЧ можно выбирать с помощью известных численных методов оптимизации [11] исходя из какого-либо другого критерия, например, исходя из обеспечения заданной формы АЧХ и ФЧХ.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Если выбран реактивный СЧ в виде обратного Г-образного звена (рис. 2а), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 D_x}{d_r - X_2 b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (27)$$

где $A_2 = b_r D_r + b_x D_x$; $B_2 = (c_{1r} - c_r - d_{1r})d_x + d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}$; $C_2 = -c_{2r} d_r - c_{2x} d_x$.

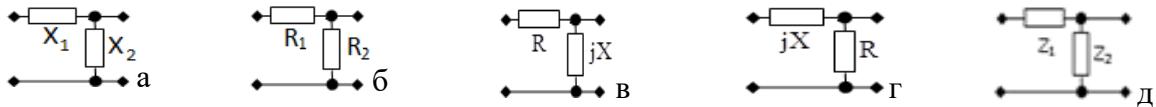


Рис. 2. Примеры синтезированных СЧ.

Если выбран резистивный СЧ в виде обратного Г-образного звена (рис. 2б), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_2 D_r}{d_r - R_2 b_r}; R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (28)$$

где $A_2 = b_r D_r - b_x D_x$; $B_2 = (c_{1x} - c_x - d_{1x})d_r + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}$; $C_2 = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r$.

Если выбран смешанный СЧ в виде обратного Г-образного соединения двух сопротивлений R и X (рис. 2в), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$R = \frac{c_{2r} - XD_x}{d_r + Xb_x}; X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (29)$$

где $A_2 = b_r D_x - b_x D_r$; $B_2 = -(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + D_r d_r + D_x d_x)$; $C_2 = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r$.

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений X и R (рис. 2г):

$$R = \frac{c_{2r} + Xd_x}{Xb_x - D_r}; X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (30)$$

где $A_2 = b_r d_x - b_x d_r$; $B_2 = b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + D_r d_r + D_x d_x$; $C_2 = c_{2r} D_x - c_{2x} D_r$.

Если выбран комплексный СЧ в виде обратного Г-образного звена (рис. 2д), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$Z_1 = \frac{(C - C_1 - D + D_1)Z_2 + C_2}{D - BZ_2}. \quad (31)$$

$$Z_2 = \frac{DZ_1 - C_2}{C - C_1 - D + D_1 + BZ_1}. \quad (32)$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки формул в системе «MathCad» было проведено математическое моделирование исследуемых радиоустройств отражательного типа с различными базисами СЧ (рис. 3-6). Эквивалентная схема транзистора выполнена в виде перекрытого Т-образного звена, значения параметров которого определялись из условия совпадения входного сопротивления с входным сопротивлением реального транзистора типа **BFQ17PH**. Она сформирована на элементах C_{27} , R_{10} , R_{13} , L_{28} , C_{30} , R_{11} , R_9 , L_9 . Цепь обратной связи выполнена на элементах C_8 , R_{19} , R_{22} и соединена с нелинейным элементом по параллельно-параллельной схеме.

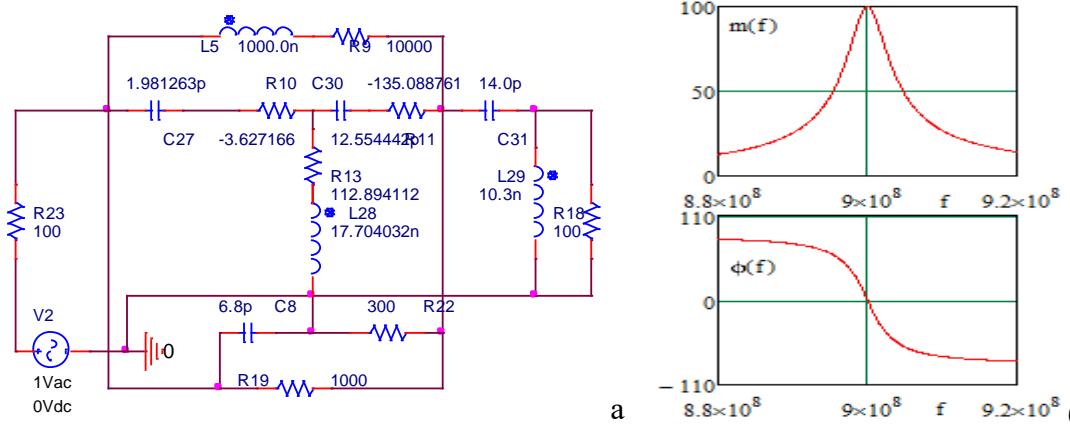


Рис. 3. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с реактивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

Расчёты проводились для одного каскада при условии, что суммарные элементы матрицы проводимостей остальных каскадов равны нулю ($Y_{11}^{oc} = 0$; $Y_{12}^{oc} = 0$; $Y_{21}^{oc} = 0$; $Y_{22}^{oc} = 0$).

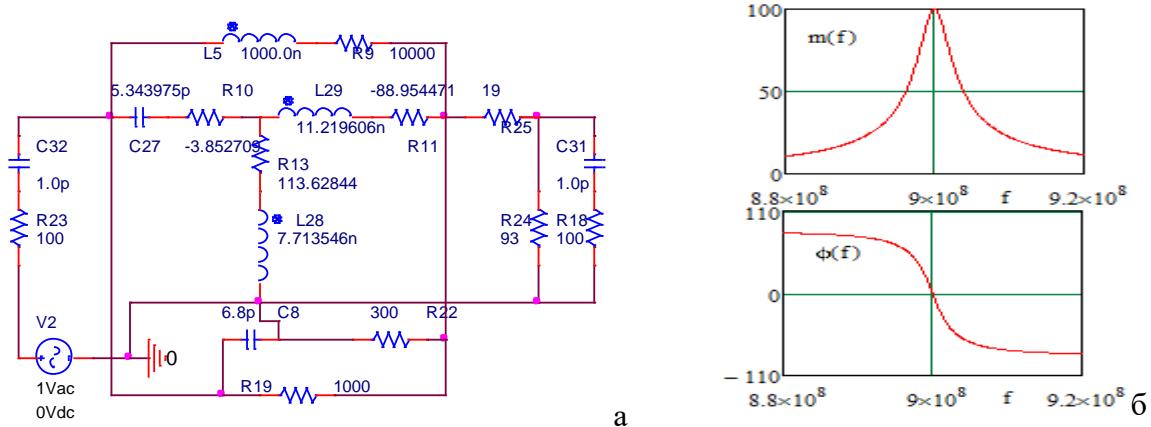


Рис. 4. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с резистивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

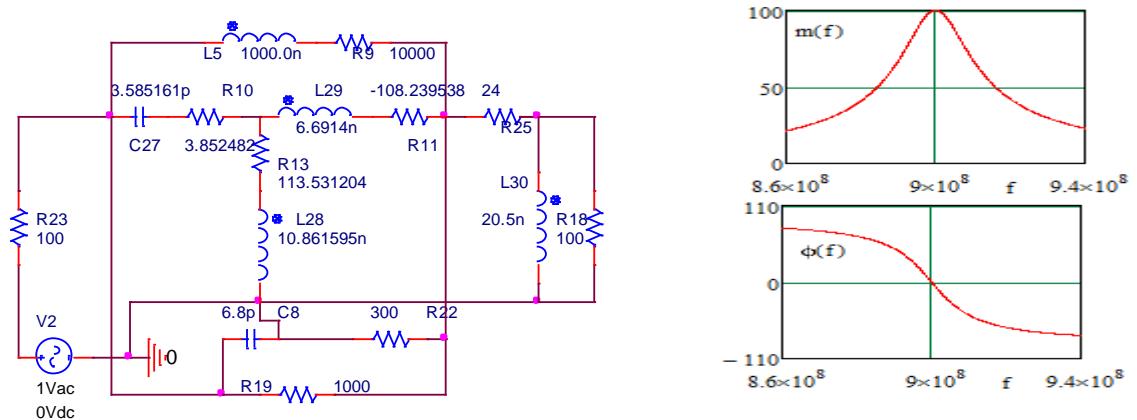


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа со смешанным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

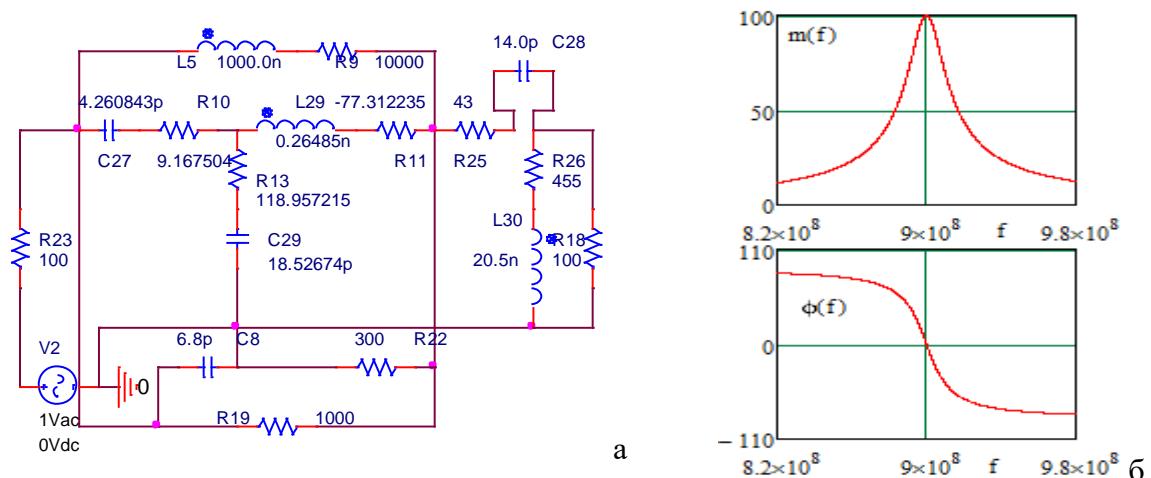


Рис. 6. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с комплексным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

Анализ показывает, что использование формул (27) –(32) для определения параметров реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ однозначно обеспечивает реализацию заданных модулей $m=100$ и фаз $\phi=0^0$ коэффициента отражения на частоте $f = 900 \text{ МГц}$.

Оптимизация параметров в полосе частот не проводилась. Проверка условий возбуждения многокаскадных автогенераторов показала справедливость всех формул.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ (27) - (32) могут быть использованы для технического проектирования демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей отражательного типа с неодинаковыми каскадами, а также многокаскадных автогенераторов, которые можно использовать для реализации частотного способа измерения электрических и неэлектрических величин [12]. При этом один из СЧ может обеспечивать условия возникновения колебаний, а ещё один может быть использован для реализации используемого элемента, чувствительного к изменению измеряемой величины.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021. Т. 24(3).- с.46-55.
1. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021. Т. 24(3). -с.63-70.
2. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть - комплексный четырёхполюсник». Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Т.26, № 3, 2023. -с.40-51.
3. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырёхполюсник- нелинейная часть. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Т.26, № 3, 2023.- с.20-31.
4. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритм параметрического синтеза каскадно-включённых согласующих смешанных четырёхполюсников по критерию обеспечения стационарного режима генерации. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. Т. 25(1).-с.45-54.
5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиоуправления с общей обратной связью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. Т 25 (2).- с. 40-50.
6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез комплексных четырёхполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей с общей обратной связью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. Т 25 (2).- с. 51-59.
7. Головков А.А., Волобуев А.Г . Алгоритмы синтеза и анализа активных плоскослоистых сред отражательного и смешанного типов. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2003., т. 6(2), -с.39-43.

8. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсоглиссадной системы. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. т. 25(1). -с.27-35.
9. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «БВА», 2018. 588 с.
10. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. 376 с.
11. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V. parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021. т. 24 (3).- Pp. 46-55.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V. parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021. т. 24 (3).- Pp.63-70.
3. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «a nonlinear part - the complex two-port network». Physics of wave processes and radio engineering systems. T26, №3, 2023. - Pp40-51.
4. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network - a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering systems. T26, №3, 2023.- Pp. 20-31.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Algorithm of parametrical synthesis in cascade-included the coordination the mixed two-port networks by criterion of maintenance of a stationary mode of generation. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022, т. 25 (1). - Pp. 45-54.
6. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022, т 25 (2). - Pp. 40-50.
7. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set frequency characteristics of amplifiers with the general feedback. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022, т 25 (2). - Pp. 51-59.
8. Golovkov A.A., Volobuyev A.G. Synthesis algorithms and the analysis of active plainly-layered environments of the reflective and mixed types. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2003, т. 6 (2) . - Pp. 39-43.
9. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Principles of construction and the basic characteristics perspective kurso-glissadnoj systems. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022. т. 25 (1). - Pp. 27-35.
10. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: ВУНЦ the Air Forces «БВА», 2018.- 588 p.
11. Polak E. Chislennye optimisation methods. M: the World, 1974.- 376 p.
12. The Directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. - M: Energy, 1970. - Т. 3. - 413 p.

**ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ
ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ
НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ
ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК- НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»**

А.А. Головков, В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза многокаскадных усилителей, демодуляторов сигналов с угловой модуляцией отражательного типа, а также автогенераторов с использованием реактивных, резистивных, смешанных и комплексных согласующих четырёхполюсников, включённых между источником сигнала и нелинейной частью. Использование различных базисов и участков включения четырёхполюсников для согласования приводит к изменению области физической реализуемости заданных характеристик синтезируемого устройства. В данной работе согласование выполнено по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы коэффициента отражения от частоты в выбранном режиме нелинейного элемента. Для автогенераторов согласование выполнено по критерию обеспечения условий возникновения колебаний. Рассмотрены варианты коэффициента отражения на входе и выходе радиоустройств. Установлена взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи, оптимальная по выбранному критерию. Получены формулы для определения сопротивлений части двухполюсников четырёх типовых схем указанных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. Значения сопротивлений остальной части двухполюсников определяются исходя из других критериев, например, из обеспечения заданной формы частотных характеристик. При этом использованы теория четырёхполюсников, методы матричной алгебры, параметрического синтеза управляемых устройств СВЧ, декомпозиции и математического анализа радиоустройств. Анализ полученных результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», показывает возможность их применения для технического проектирования.

Ключевые слова: параметрический синтез реактивных, резистивных, смешанных и комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

**PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RADIO DEVICES OF REFLECTIVE
TYPE WITH THE SET QUANTITY OF UNEQUAL CASCADES
«COORDINATION THE TWO-PORT NETWORK - THE NONLINEAR
PART»**

A.A. Golovkov, V.A. Golovkov

¹MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of multicascade amplifiers, demodulators of signals with angular modulation of reflective type, and also oscillators with use jet, resistive, mixed and complex coordination the two-port networks included between a source of a signal and a nonlinear part is developed. Use of various bases and sites of inclusion of two-port networks for the coordination leads to change of area of a physical realizability of the set characteristics of the synthesised device. In the given work the coordination is executed by criterion of maintenance of the set dependences of the module and a phase of factor of reflexion from frequency in the chosen mode of a nonlinear element. For oscillators the

coordination is executed by criterion of maintenance of conditions of occurrence of fluctuations. Variants of factor of reflexion on an input and an exit of radio devices are considered. The interrelation between elements of a classical matrix of transfer, optimum by the chosen criterion is established. Formulas for definition of resistance of a part of two-poles of four typical schemes of the specified two-port networks, optimum by criterion of maintenance of the set frequency characteristics are received. Values of resistance of other part of two-poles are defined proceeding from other criteria, for example, from maintenance of the set form of frequency characteristics. The theory of two-port networks, methods of matrix algebra, parametrical synthesis of actuation devices OHF, decomposition and the mathematical analysis of radio devices are thus used. The analysis of the received results received by mathematical modelling in system «MathCad», shows possibility of their application for technical designing.

Keywords: parametrical synthesis of the jet, resistive, mixed and complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicasade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-7] предложены алгоритмы параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одинаковыми и неодинаковыми каскадами типа «согласующий четырёхполюсник (СЧ)- нелинейная часть (НЧ)» и «НЧ - СЧ» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей, модуляторов и демодуляторов проходного типа при минимальном количестве двухполюсников. При этом учитывалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из трёхполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС - параллельной или последовательной по току или напряжению). Каскады между собой соединены по той же схеме, что и нелинейный элемент с цепью обратной связи.

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов для многокаскадных усилителей и демодуляторов отражательного типа. Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1).

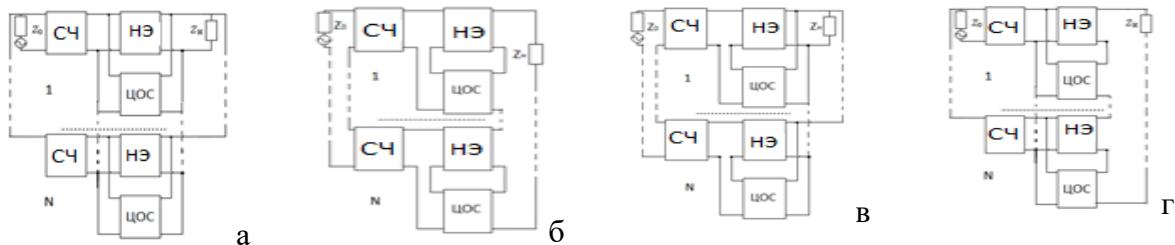


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, включёнными между СЧ и нагрузкой.

При использовании радиоустройства отражательного типа в линии передачи для разделения падающей и отражённой волны необходимо использовать циркулятор. При использовании исследуемых устройств в свободном пространстве можно использовать управляемые плоскослоистые среды [8,9].

Для достижения указанной цели в работе делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза. Требуется найти минимальное количество двухполюсников СЧ и значения их параметров, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик – зависимостей модуля m и фазы φ коэффициента отражения S_{11} от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$S_{11} = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Уравнение (1) связывает заданные характеристики (АЧХ m и ФЧХ φ) с реальными характеристиками S_{11} . Поэтому это уравнение будем называть характеристическим.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-7]. Рассмотрим вариант структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связи с каскадами типа «НЧ-СЧ» (рис. 1а). Для этой схемы комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ n -го каскада можно записать следующим образом:

$$a_{yn} = \frac{-y_{22n}}{y_{21n}}; b_{yn} = \frac{1}{y_{21n}}; c_{yn} = \frac{-(y_{11n}y_{22n} - y_{12n}y_{21n})}{y_{21n}}; d_{yn} = \frac{y_{11n}}{y_{21n}}, \quad (2)$$

где $y_{11n} = y_{11n}^{H\Theta} + y_{11n}^{oc}$; $y_{12n} = y_{12n}^{H\Theta} + y_{12n}^{oc}$; $y_{21n} = y_{21n}^{H\Theta} + y_{21n}^{oc}$; $y_{22n} = y_{22n}^{H\Theta} + y_{22n}^{oc}$ - известные

суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи СЧ и НЧ каждого каскада. Получим общие матрицы передачи и общие матрицы проводимостей отдельных каскадов:

$$A_{kn} = \begin{vmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{vmatrix}; Y_{kn} = \begin{vmatrix} Y_{11n} & Y_{12n} \\ Y_{21n} & Y_{22n} \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где $A_n = a_n a_{yn} + b_n c_{yn}$; $B_n = a_n b_{yn} + b_n d_{yn}$; $C_n = d_n c_{yn} + a_{yn} c_n$; $D_n = b_{yn} c_n + d_{yn} d_n$;

$$Y_{11n} = \frac{D_n}{B_n}; Y_{12n} = \frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n}; Y_{21n} = \frac{1}{B_n}; Y_{22n} = \frac{-A_n}{B_n}.$$

Общая матрица проводимостей всех N каскадов находится путём суммирования матриц проводимостей отдельных каскадов. Из сумм элементов матриц проводимостей выделим отдельно элементы матрицы проводимостей n -го каскадов и выразим их через элементы матрицы передачи. Остальные каскады можно рассматривать как цепи обратной связи. Следовательно, элементы общей классической матрицы передачи многокаскадной схемы можно представить в следующем виде:

$$A_{ym} = \frac{-\left(Y_{22}^{oc} - \frac{A_n}{B_n}\right)}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; B_{ym} = \frac{1}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; C_{ym} = \frac{-Y_m}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}; D_{ym} = \frac{\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc}}{\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc}}, \quad (4)$$

$$\text{где } Y_m = \left(\frac{D_n}{B_n} + Y_{11}^{oc} \right) \left(\frac{-A_n}{B_n} + Y_{22}^{oc} \right) - \left(\frac{-(A_n D_n - B_n C_n)}{B_n} + Y_{12}^{oc} \right) \left(\frac{1}{B_n} + Y_{21}^{oc} \right);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Запишем известное выражение для коэффициента отражения в следующем виде:

$$S_{11} = \frac{Z_{ex} - z_0}{Z_{ex} + z_0}. \quad (5)$$

Входное сопротивление для первой схемы (рис. 1а):

$$Z_{ex} = \frac{A_{10}a_n + B_{10}b_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; A_0 = a_{yn} Y_{11}^{oc} z_h + b_{yn} [Y_{11}^{oc} + (Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc}) z_h]; B_0 = c_{yn} Y_{11}^{oc} z_h + d_{yn} [(Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} - Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc}) z_h + Y_{11}^{oc}]; C_0 = a_{yn} z_h + b_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h); D_0 = d_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h) + c_{yn} z_h; E_0 = Y_{21}^{oc} z_h (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); H_0 = Y_{12}^{oc} z_h; B_{10} = a_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h) + c_{yn} z_h; A_{10} = b_{yn} (1 - Y_{22}^{oc} z_h) + a_{yn} z_h.$

Подставим (6) в (5), а результат в (1). Решение полученного характеристического уравнения приводит к взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию обеспечения заданных АЧХ и ФЧХ (1):

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) c_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}, \quad (7)$$

где $C_1 = E_0 z_0 (1 + M); C_2 = C_0 z_0 (1 + M); B = (M - 1) B_{10} + B_0 z_0 (1 + M); D_1 = D_0 z_0 (1 + M); C = H_0 z_0 (1 + M); D = (1 - M) A_{10} - A_0 z_0 (1 + M).$

Входное сопротивление для второй схемы (рис. 1б):

$$Z_{ex} = \frac{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}{C_{10} c_n + D_{10} d_n}, \quad (8)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; A_0 = b_{yn} + a_{yn} (z_h - Z_{22}^{oc}); B_0 = d_{yn} + c_{yn} (z_h - Z_{22}^{oc}); C_{10} = b_{yn} + a_{yn} (z_h - Z_{22}^{oc}); D_{10} = d_{yn} + c_{yn} (z_h - Z_{22}^{oc}); E_0 = Z_{21}^{oc} (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); C_0 = b_{yn} Z_{11}^{oc} + a_{yn} (z_h Z_{11}^{oc} + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc}); D_0 = d_{yn} Z_{11}^{oc} + c_{yn} (z_h Z_{11}^{oc} + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc} - Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc}); H_0 = Z_{12}^{oc}.$

Новые коэффициенты для взаимосвязи (7):

$C_1 = E_0 (M - 1); C_2 = C_{10} z_0 (1 + M) + C_0 (M - 1); B = (M - 1) B_0; D_1 = D_{10} z_0 (1 + M) + D_0 (M - 1); (9)$
 $C = H_0 (M - 1); D = (1 - M) A_0.$

Входное сопротивление для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{ex} = \frac{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}{C_{10} c_n + D_{10} d_n}, \quad (10)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; H_0 = H_{12}^{oc} z_h; A_0 = a_{yn} z_h + b_{yn} (1 - z_h H_{22}^{oc}); B_0 = c_{yn} z_h + d_{yn} (1 - z_h H_{22}^{oc}); D_{10} = c_{yn} z_h + d_{yn} (1 - z_h H_{22}^{oc}); C_{10} = a_{yn} z_h + b_{yn} (z_h - H_{22}^{oc}); E_0 = H_{21}^{oc} z_h (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); C_0 = [H_{11}^{oc} - z_h (H_{11}^{oc} H_{22}^{oc} - H_{12}^{oc} H_{21}^{oc})] b_{yn} + a_{yn} H_{11}^{oc} z_h; D_0 = [H_{11}^{oc} - z_h (H_{11}^{oc} H_{22}^{oc} - H_{12}^{oc} H_{21}^{oc})] d_{yn} + c_{yn} H_{11}^{oc} z_h.$

Новые коэффициенты для взаимосвязи (7) и третьей схемы (рис. 1в):

$C_1 = E_0 (1 - M); C_2 = C_{10} z_0 (1 + M) + C_0 (M - 1); (11)$
 $B = (M - 1) B_0; D_1 = D_{10} z_0 (1 + M) + D_0 (M - 1); C = H_0 (M - 1); D = (1 - M) A_0.$

Входное сопротивление для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{\text{ex}} = \frac{A_{10}a_n + B_{10}b_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (12)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0$; $A_{10} = b_{yn} + a_{yn} (z_h - F_{22}^{oc})$; $B_{10} = d_{yn} + c_{yn} (z_h - H_{22}^{oc})$; $E_0 = F_{21}^{oc} (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn})$;

$A_0 = (F_{11}^{oc} z_h + F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} - F_{11}^{oc} F_{22}^{oc}) a_{yn} + b_{yn} F_{11}^{oc}$; $B_0 = (F_{11}^{oc} z_h - F_{11}^{oc} F_{22}^{oc} + F_{12}^{oc} F_{21}^{oc}) c_{yn} + d_{yn} F_{11}^{oc}$;

$H_0 = F_{12}^{oc}$; $C_0 = b_{yn} + a_{yn} (z_h - F_{22}^{oc})$; $D_0 = d_{yn} + c_{yn} (z_h - F_{22}^{oc})$.

Новые коэффициенты для взаимосвязи (7) и четвёртой схемы (рис. 1г):

$$C_1 = E_0 z_0 (1+M); C_2 = -C_0 z_0 (1+M); B = (1-M) B_{10} - (M+1) B_0 z_0; D_1 = -(1+M) D_0 z_0; \quad (13)$$

$$D = A_0 z_0 (1+M) + A_{10} (M-1); C = -H_0 z_0 (M+1).$$

Рассмотрим возможность решения сформулированной выше задачи параметрического синтеза радиоустройства отражательного типа на выходе многокаскадного радиоустройства. Запишем коэффициент отражения:

$$S_{11} = \frac{z_h - Z_{\text{был}}}{z_h + Z_{\text{был}}}. \quad (14)$$

Выходное сопротивление для первой схемы (рис. 1а):

$$Z_{\text{был}} = \frac{D_n z_0 + B_n}{C_n z_0 + A_n}. \quad (15)$$

Подставим коэффициенты A_n, B_n, C_n, D_n из (3) в (15). Получим

$$Z_{\text{был}} = \frac{A_{10}a_n + B_{10}b_n + C_{10}c_n + D_{10}d_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (16)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0$; $E_0 = Y_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn})$; $A_0 = a_{yn} (Y_{11}^{oc} z_0 + 1) - b_{yn} [Y_{22}^{oc} + z_0 (Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc} - Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc})]$;

$B_0 = c_{yn} (Y_{11}^{oc} z_0 + 1) - d_{yn} [Y_{22}^{oc} + z_0 (Y_{11}^{oc} Y_{22}^{oc} - Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc})]$; $C_0 = z_0 (a_{yn} - b_{yn} Y_{22}^{oc})$; $D_0 = z_0 (c_{yn} - d_{yn} Y_{22}^{oc})$;

$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0$; $A_{10} = b_{yn} (1+Y_{11}^{oc} z_0)$; $B_{10} = d_{yn} (1+Y_{11}^{oc} z_0)$; $C_{10} = b_{yn} z_0$; $D_{10} = d_{yn} z_0$.

Подставим (16) в (14), а результат в (1). После решения получим новые коэффициенты для взаимосвязи (7) и первой схемы (рис. 1а):

$$C_1 = E_0 z_h (1-M); C_2 = C_0 z_h (1-M) - C_{10} (M+1); B = (1-M) B_0 z_h - (1+M) B_{10}; \quad (17)$$

$$D = A_{10} (1+M) + A_0 z_h (M-1); C = H_0 z_h (1-M); D_1 = (1-M) D_0 z_h - (1+M) D_{10}.$$

Выходное сопротивление для варианта использования последовательной по току обратной связи (рис. 1б):

$$Z_{\text{был}} = \frac{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}{A_{10}a_n + B_{10}b_n + C_{10}c_n + D_{10}d_n}, \quad (18)$$

где $G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0$; $A_{10} = a_{yn}$; $B_{10} = c_{yn}$; $C_{10} = a_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc})$; $D_{10} = c_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc})$;

$A_0 = b_{yn} - a_{yn} Z_{22}^{oc}$; $B_0 = d_{yn} - c_{yn} Z_{22}^{oc}$; $E_0 = Z_{21}^{oc} (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn})$; $H_0 = Z_{12}^{oc}$;

$C_0 = b_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc}) - a_{yn} (Z_{22}^{oc} z_0 + Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} - Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc})$; $D_0 = d_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc}) - c_{yn} (Z_{22}^{oc} z_0 + Z_{11}^{oc} Z_{22}^{oc} - Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc})$.

Коэффициенты для взаимосвязи (7) при использовании этого варианта обратной связи:

$$C_1 = -E_0 (1+M); C_2 = C_0 z_h (1-M) - C_0 (M+1); B = (1-M) B_{10} z_h - (M+1) B_0; \quad (19)$$

$$D_1 = D_{10} z_0 (1-M) - D_0 (M+1); C = -H_0 (M+1); D = (1+M) A_0 + (M-1) A_{10} z_h.$$

Выходное сопротивление для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{\text{был}} = \frac{A_{10}a_n + B_{10}b_n + C_{10}c_n + D_{10}d_n}{A_0a_n + B_0b_n + C_0c_n + D_0d_n + G_0 + H_0}, \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
& \text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; A_{10} = b_{yn}; B_{10} = d_{yn}; C_{10} = b_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc}); D_{10} = d_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc}); \\
& A_0 = a_{yn} - b_{yn} H_{22}^{oc}; H_0 = H_{12}^{oc}; B_0 = c_{yn} - d_{yn} H_{22}^{oc}; E_0 = H_{21}^{oc}(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); \\
& C_0 = (H_{11}^{oc} + z_0)a_{yn} - b_{yn}(H_{11}^{oc} H_{22}^{oc} - H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} + H_{22}^{oc} z_0); D_0 = (H_{11}^{oc} + z_0)c_{yn} - d_{yn}(H_{11}^{oc} H_{22}^{oc} - H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} + H_{22}^{oc} z_0).
\end{aligned}$$

Коэффициенты для взаимосвязи (7) при использовании последовательно-параллельной обратной связи:

$$\begin{aligned}
C_1 &= E_0 z_n (M - 1); C_2 = C_0 z_n (1 - M) - C_{10} (1 + M); B = (1 - M) B_0 z_n - (1 + M) B_{10}; \\
D_1 &= D_0 z_n (1 - M) - D_{10} (1 + M); C = H_0 z_n (1 - M); D = (1 + M) A_{10} + (M - 1) A_0 z_n.
\end{aligned} \quad (21)$$

Выходное сопротивление для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{A_0 a_n + B_0 b_n + C_0 c_n + D_0 d_n + G_0 + H_0}{A_{10} a_n + B_{10} b_n + C_{10} c_n + D_{10} d_n}, \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
& \text{где } G_0 = (a_n d_n - b_n c_n) E_0; A_{10} = a_{yn} (1 + z_0 F_{11}^{oc}); B_{10} = c_{yn} (1 + z_0 F_{11}^{oc}); E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); \\
C_{10} &= z_0 a_{yn};
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_{10} &= z_0 c_{yn}; H_0 = F_{12}^{oc} z_0; A_0 = (F_{11}^{oc} z_0 + 1)b_{yn} - a_{yn}[F_{22}^{oc} + z_0(F_{11}^{oc} F_{22}^{oc} - F_{12}^{oc} F_{21}^{oc})]; \\
B_0 &= (F_{11}^{oc} z_0 + 1)d_{yn} - c_{yn}[F_{22}^{oc} + z_0(F_{11}^{oc} F_{22}^{oc} - F_{12}^{oc} F_{21}^{oc})]; C_0 = z_0(b_{yn} - a_{yn} F_{22}^{oc}); D_0 = z_0(d_{yn} - c_{yn} F_{22}^{oc}).
\end{aligned}$$

Коэффициенты для взаимосвязи (7) при использовании параллельно-последовательной обратной связи:

$$\begin{aligned}
C_1 &= E_0 (M + 1); C_2 = C_{10} z_n (1 - M) - C_0 (1 + M); B = (1 - M) B_{10} z_n - (1 + M) B_0; \\
D_1 &= D_{10} z_n (1 - M) - D_0 (1 + M); C = -H_0 (M + 1); D = (1 + M) A_0 + (M - 1) A_{10} z_n.
\end{aligned} \quad (23)$$

Необходимо отметить, что знаменатели всех коэффициентов отражения исследуемых структурных схем записаны в одинаковой форме. Поэтому для всех схем (рис. 1) характеристическое уравнение, получаемое путём приравнивания нулю знаменателя коэффициента отражения, для автогенераторов и частотных модуляторов можно записать следующим образом:

$$a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0 = 0. \quad (24)$$

Решение (24) приводит к взаимосвязи (7) между элементами классической матрицы передачи всех СЧ, но с другими коэффициентами:

$$C_1 = E_0; B = -B_0; D_1 = -D_0; C_2 = -C_0; C = -H_0; D = A_0; \quad (25)$$

$A_0, B_0, C_0, D_0, E_0, H_0$ -коэффициенты, совпадающие по значению и смыслу с соответствующими коэффициентами из (7), (9), (11), (13) или - (17), (19), (21), (23) для структурных схем с неодинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ.

Для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников СЧ от частоты необходимо выбрать тип СЧ (реактивный, резистивный, смешанный), определить его элементы классической матрицы передачи, представить коэффициенты (7), (9), (11), (13) или (17), (19), (21), (23) в виде суммы действительной и мнимой частей $B = b_r + j b_x; C = c_r + j c_x; D = d_r + j d_x, D_1 = d_{1r} + j d_{1x}, C_1 = c_{1r} + j c_{1x}, C_2 = c_{2r} + j c_{2x}$ подставить всё в (7), разделить сформированное уравнение на действительную и мнимую части и решить полученную систему двух уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников. Если выбран комплексный СЧ, то решение сформированного комплексного уравнения необходимо производить относительно сопротивления одного из двухполюсников. Количество решений равно числу двухполюсников. Полученные решения следует рассматривать как ограничения на значения параметров части

двуухполюсников СЧ. Значения параметров остальной части двухполюсников СЧ можно выбирать с помощью известных численных методов оптимизации [11] исходя из какого-либо другого критерия, например, исходя из обеспечения заданной формы АЧХ и ФЧХ. Например, для демодуляции сигнала с угловой модуляцией необходимо сформировать квазилинейный склон АЧХ.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Если выбран реактивный СЧ в виде Г-образного звена (рис. 2а), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 d_{1r}}{X_2 b_r + D_x}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (26)$$

где $A_2 = b_r d_{1r} + b_x d_{1x}$; $B_2 = (c_{1r} - c_r + d_r) d_{1x} - d_{1r} (c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}$; $C_2 = c_{2r} D_r + c_{2x} D_x$; $D_r = c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}$; $D_x = c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}$.

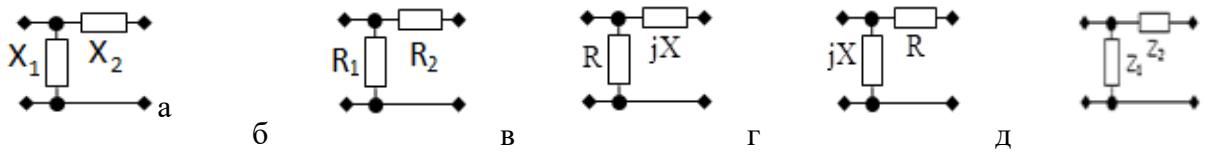


Рис. 2. Примеры синтезированных СЧ.

Если выбран резистивный СЧ в виде Г-образного звена (рис. 2б), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_2 d_{1r}}{D_r - R_2 b_r}; R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (27)$$

где $A_2 = b_r d_{1x} - b_x d_{1r}$; $B_2 = (c_r - c_{1r} - d_r) d_{1x} + d_{1r} (c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}$; $C_2 = D_x c_{2x} - c_{2r} D_x$; $D_r = c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}$; $D_x = c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}$.

Если выбран смешанный СЧ в виде Г-образного звена (рис. 2в), то зависимости сопротивлений R и X от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$R = \frac{c_{2r} - X d_{1x}}{X b_x - D_r}; X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (28)$$

где $A_2 = b_r d_{1x} - b_x d_{1r}$; $C_2 = D_r c_{2x} - c_{2r} D_x$; $B_2 = d_{1r} D_r + d_{1x} D_x - b_r c_{2r} - b_x c_{2x}$.

Г-образное соединение двух сопротивлений X и R (рис. 2г):

$$R = \frac{X D_x - c_{2r}}{d_{1r} - X b_x}; X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (29)$$

где $A_2 = b_x D_r - b_r D_x$; $C_2 = c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}$; $B_2 = b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - D_r d_{1r} - D_x d_{1x}$.

Если выбран комплексный СЧ в виде Г-образного звена (рис. 2д), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$Z_1 = \frac{C_2 + D_1 Z_2}{C_1 - C + D - D_1 - B Z_2}. \quad (30)$$

$$Z_2 = \frac{(C_1 - C + D - D_1) Z_1 - C_2}{D_1 + B Z_1}. \quad (31)$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки формул в системе «MathCad» было проведено математическое моделирование исследуемых радиоустройств отражательного типа с различными базисами СЧ (рис. 3-6).

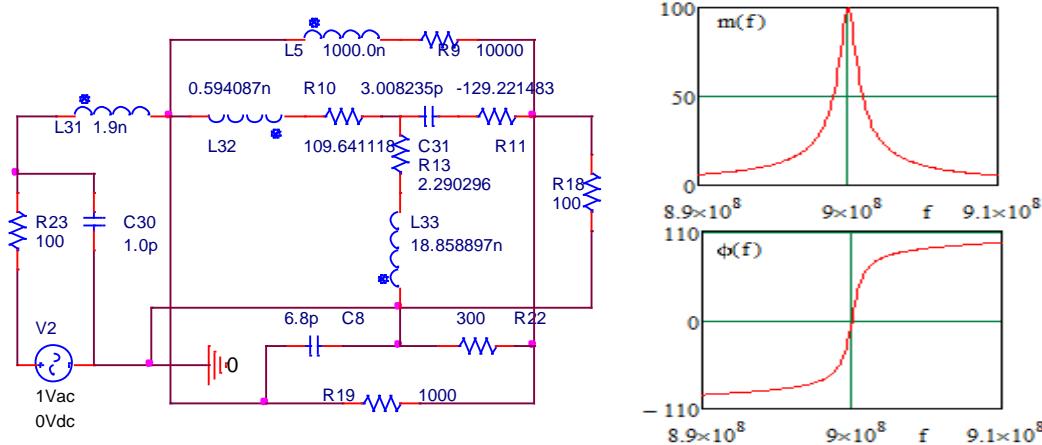


Рис. 3. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с реактивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

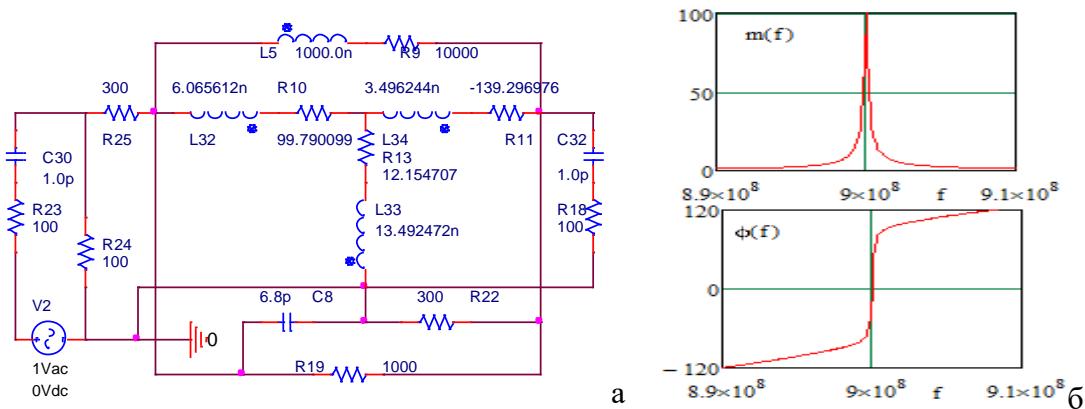


Рис. 4. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с резистивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

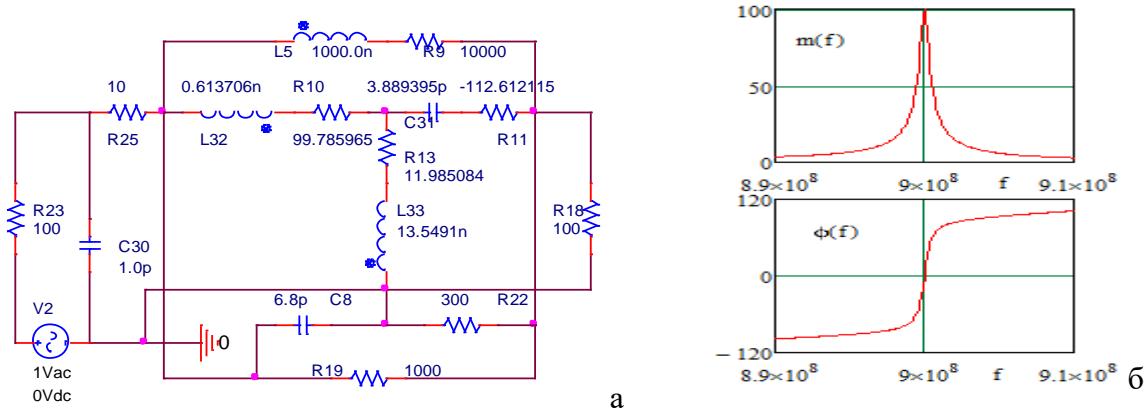


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с смешанным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

Эквивалентная схема транзистора выполнена в виде перекрытого Т-образного звена, значения параметров которого определялись из условия совпадения входного сопротивления с входным сопротивлением реального транзистора типа BFQ17PH.

Цепь обратной связи выполнена на элементах C_8, R_{19}, R_{22} и соединена с нелинейным элементом по параллельно-параллельной схеме.

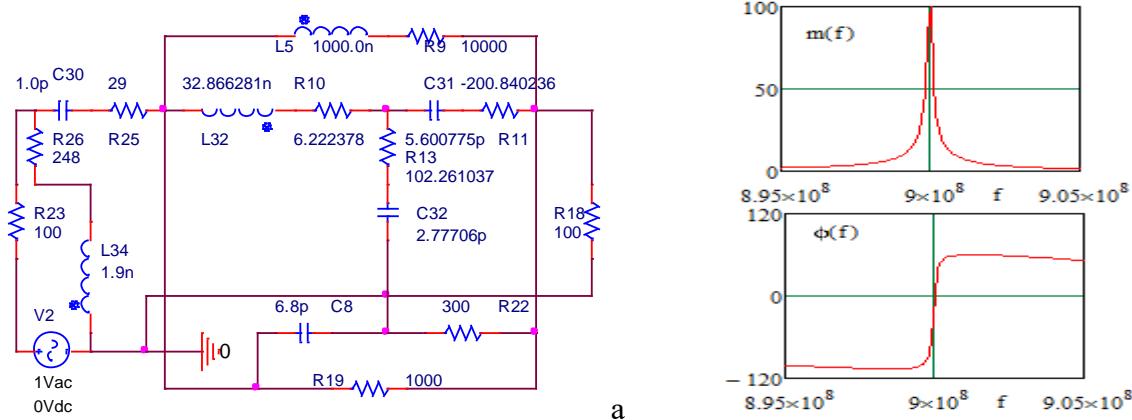


Рис. 6. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с комплексным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

Расчёты проводились для одного каскада (суммарные элементы матриц проводимостей остальных каскадов равны нулю $Y_{11}^{oc} = 0; Y_{12}^{oc} = 0; Y_{21}^{oc} = 0; Y_{22}^{oc} = 0$).

Анализ показывает, что использование формул (26) –(31) для определения параметров реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ однозначно обеспечивает реализацию заданных модулей $m=100$ и фаз $\varphi=0^\circ$ коэффициента отражения на частоте $f=900\text{МГц}$. Оптимизация параметров в полосе частот не проводилась.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ (26) - (31) могут быть использованы для технического проектирования демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей отражательного типа, а также автогенераторов с неодинаковыми каскадами.

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. // Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021, т. 24(3) . -с.46-55.
- Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. // Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021, т. 24(3) . -с.63-70.
- Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть - комплексный четырёхполюсник». // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023, Т26, №3. - с.40-51.

4. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырёхполюсник- нелинейная часть. //Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023, Т26, №3.- с.20-31.
5. Головков А.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «резистивный четырёхполюсник-нелинейная часть» Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т6. - С.1-8.
6. Головков А.А. Алгоритмы параметрического синтеза амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «четырёхполюсник-нелинейная часть» Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т6 . - С.9-16.
7. Головков А.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «смешанный четырёхполюсник-нелинейная часть» Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж. 2022, Т6. - С.137-146.
8. Головков А.А., Волобуев А. Г. Алгоритмы синтеза и анализа активных плоскослоистых сред отражательного и смешанного типов. // Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2003, т. 6(2). -с.39-43.
9. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсоглиссадной системы. // Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022, т. 25(1). -с.27-35.
10. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. - 588 с.
11. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974.. -376 с.
12. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970, Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. //Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021, vol. 24 (3). - Pp.46-55.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. //Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021, vol. 24 (3). - Pp.63-70.
3. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «a nonlinear part - the complex two-port network». //Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023. -Pp.40-51.
4. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network - a nonlinear part. // Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023. -Pp.20-31.
5. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the resistive two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference «the Radar-location, navigation, communication», Voronezh, vol.6, 2022. -Pp.1-8.
6. Golovkov A.A. Algorithm of parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference «the Radar-location, navigation, communication», Voronezh, vol.6, 2022. . -Pp.9-16.

7. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the mixed two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference «the Radar-location, navigation, communication», Voronezh. vol.6, 2022. . -Pp.137-146.
8. Golovkov A.A., Volobuyev A.G. Synthesis algorithms and the analysis of active
9. plainly-layered environments of the reflective and mixed types. // Physics of wave processes and radio engineering signals. 2003. vol. 6 (2). . - Pp.39-43.
10. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Principles of construction and the basic characteristics perspective kurso-glissadnoj systems. //Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022, vol. 25 (1).. -p.27-35.
11. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: ВУНЦ the Air Forces «BBA», 2018. 588 p.
12. Polak E. Chislennye optimisation methods. M: the World, 1974. . -376 p.
13. The Directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. - M: Energy, 1970. - vol. 3. . - 413 p.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»

А.А. Головков, В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза многокаскадных усилителей, демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и модуляторов амплитуды и фазы отражательного типа с использованием реактивных, резистивных, смешанных и комплексных согласующих четырёхполюсников, включённых между нелинейной частью и нагрузкой. Использование различных базисов и участков включения четырёхполюсников для согласования приводит к изменению области физической реализуемости заданных характеристик синтезируемого устройства. В данной работе согласование выполнено по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы коэффициента отражения от частоты в выбранных режимах нелинейного элемента при минимальном количестве двухполюсников. Рассмотрены варианты коэффициента отражения на входе и выходе радиоустройства. Показано, что при определённых соотношениях между значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки, с одной стороны, и количеством каскадов, с другой стороны, частотные характеристики однокаскадных и многокаскадных радиоустройств с одинаковыми каскадами являются идентичными или подобными. Введены понятия оптимальные входные и выходные сопротивления согласующих четырёхполюсников. Установлены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи согласующих четырёхполюсников, оптимальные по выбранному критерию. Получены формулы для определения сопротивлений части двухполюсников четырёх типовых схем указанных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. При этом использованы теория четырёхполюсников, методы матричной алгебры, параметрического синтеза управляемых устройств СВЧ, декомпозиции и математического анализа радиоустройств. Анализ полученных результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», показывает возможность их применения для технического проектирования.

Ключевые слова: параметрический синтез реактивных, резистивных, смешанных и комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств.

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RADIO DEVICES OF REFLECTIVE TYPE WITH THE SET QUANTITY OF IDENTICAL CASCADES «NONLINEAR PART - COORDINATION THE TWO-PORT NETWORK»

A.A. Golovkov, V.A. Golovkov

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of multicascade amplifiers, demodulators of signals with angular modulation and modulators of amplitude and a phase of reflective type with use jet, resistive, mixed and complex the coordination the two-port networks included between a nonlinear part and loading is developed. Use of various bases and sites of inclusion of two-port networks for the coordination leads to change of area of a physical realizability of the set characteristics of the synthesised device. In the given work the

coordination is executed by criterion of maintenance of the set dependences of the module and a phase of factor of reflexion from frequency in the chosen modes of a nonlinear element at a minimum quantity of two-poles. Variants of factor of reflexion on an input and a radio device exit are considered. It is shown, that at certain parities between values of resistance of a source of a signal and loading, on the one hand, and quantity of cascades, on the other hand, frequency characteristics of one-cascade and multicasade radio devices with identical cascades are identical or similar. Concepts optimum entrance and target resistance the coordination two-port networks are entered. Interrelations between elements of a classical matrix of transfer the coordination two-port networks, optimum by the chosen criterion are established. Formulas for definition of resistance of a part of two-poles of four typical schemes of the specified two-port networks, optimum by criterion of maintenance of the set frequency characteristics are received. The theory of two-port networks, methods of matrix algebra, parametrical synthesis of actuation devices OHF, decomposition and the mathematical analysis of radio devices are thus used. The analysis of the received results received by mathematical modelling in system "MathCad", shows possibility of their application for technical designing.

Keywords: parametrical synthesis of the jet, resistive, mixed and complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicasade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-7] предложены алгоритмы параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одинаковыми и неодинаковыми каскадами типа «согласующий четырёхполюсник (СЧ)- нелинейная часть (НЧ)» и « НЧ - СЧ» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей и демодуляторов проходного типа при минимальном количестве двухполюсников. При этом учитывалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из трёхполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС - параллельной или последовательной по току или напряжению). Каскады между собой соединены по той же схеме, что и нелинейный элемент с цепью обратной связи.

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов для многокаскадных усилителей, демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и модуляторов амплитуды и фазы отражательного типа. Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_h = r_h + jx_h$ (рис. 1). При использовании радиоустройства отражательного типа в линии передачи для разделения падающей и отражённой волны необходимо использовать циркулятор.

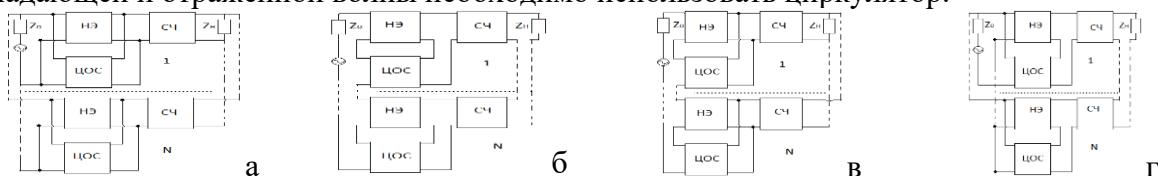


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току(г) цепями обратной связи, включёнными между источником сигнала и СЧ.

При использовании исследуемых устройств в свободном пространстве можно использовать управляемые плоскослоистые среды [8,9]. Согласующий четырёхполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d . Основные положения теории синтеза, которые использованы при получении результатов, изложены в работах [10]. Для достижения указанной цели в работе делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза.

Требуется найти минимальное количество двухполюсников СЧ и значения их параметров, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик – зависимостей модуля m и фазы φ коэффициента отражения S_{11} от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$S_{11} = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Уравнение (1) связывает заданные характеристики (АЧХ m и ФЧХ φ) с реальными характеристиками S_{11} . Поэтому это уравнение будем называть характеристическим.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-7]. Тогда для первой схемы (рис. 1а) известное выражение для коэффициента отражения можно записать в следующем виде:

$$S_{11} = \frac{Z_{ex} - z_0}{Z_{ex} + z_0}, \quad (2)$$

где $Z_{ex} = \frac{a_{nq}Z_{excq} + b_{nq}}{(c_{nq}Z_{excq} + d_{nq})N}$; $Z_{excq} = \frac{aNz_h + b}{cNz_h + d}$; a, b, c, d – искомые элементы классической матрицы

передачи СЧ; $a_{nq}, b_{nq}, c_{nq}, d_{nq}$ – известные элементы классической матрицы передачи НЧ.

Для второй схемы (рис. 1б):

$$Z_{ex} = \frac{a_{nq}Z_{excq} + b_{nq}}{N(c_{nq}Z_{excq} + d_{nq})}; Z_{excq} = \frac{az_h + Nb}{cz_h + Nd}. \quad (3)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{ex} = \frac{N(a_{nq}Z_{excq} + b_{nq})}{c_{nq}Z_{excq} + d_{nq}}; Z_{excq} = \frac{aNz_h + b}{cNz_h + d}. \quad (4)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{ex} = \frac{a_{nq}Z_{excq} + b_{nq}}{N(c_{nq}Z_{excq} + d_{nq})}; Z_{excq} = \frac{az_h + Nb}{cz_h + Nd}. \quad (5)$$

Поочерёдно подставим (2) – (5) в (1). Получим комплексное характеристическое уравнение, решение которого даёт общую для всех вариантов взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных АЧХ и ФЧХ радиоустройства отражательного типа (1):

$$a = Bb + Cc + Dd. \quad (6)$$

Коэффициенты взаимосвязи для первой схемы (рис. 1а):

$$B = \frac{-1}{Nz_n}; C = Z_{exo}; D = \frac{Z_{exo}}{Nz_n}, \quad (7)$$

где $Z_{exo} = \frac{b_{nq}(1-M) - d_{nq}Nz_0(1+M)}{a_{nq}(M-1) + c_{nq}Nz_0(1+M)}$ – оптимальное входное сопротивление СЧ, численно равное

выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении источника сигнала $Nz_0(1+M)/(M-1)$; $M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi)$.

Для второй схемы (рис. 1б):

$$B = \frac{-N}{Z_{exo}}; C = Z_{exo}; D = \frac{NZ_{exo}}{z_n}. \quad (8)$$

где $Z_{exo} = \frac{b_{nq}N(1-M) - d_{nq}z_0(1+M)}{a_{nq}N(M-1) + c_{nq}z_0(1+M)}$ – оптимальное входное сопротивление СЧ,

численно равное выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении источника сигнала $z_0(1+M)/N(M-1)$.

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$B = \frac{-1}{Nz_n}; C = Z_{\text{exo}}; D = \frac{Z_{\text{exo}}}{Nz_n}. \quad (9)$$

где $Z_{\text{exo}} = \frac{b_{\text{нq}}N(1-M) - d_{\text{нq}}z_0(1+M)}{c_{\text{нq}}z_0(M+1) + a_{\text{нq}}N(M-1)}$ – оптимальное входное сопротивление СЧ, численно равное

выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении источника сигнала $z_0(1+M)/N(M-1)$.

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$B = \frac{-N}{z_n}; C = Z_{\text{exo}}; D = \frac{NZ_{\text{exo}}}{z_n}. \quad (10)$$

где $Z_{\text{exo}} = \frac{b_{\text{нq}}(1-M) - d_{\text{нq}}z_0N(1+M)}{a_{\text{нq}}(M-1) + c_{\text{нq}}z_0N(1+M)}$ – оптимальное входное сопротивление СЧ, численно равное

выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении источника сигнала $z_0N(1+M)/(M-1)$.

Коэффициент отражения в другом сечении для первой схемы (рис. 1а) можно записать так:

$$S_{11} = \frac{z_n - Z_{\text{вых}}}{z_n + Z_{\text{вых}}}, \quad (11)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{b + dZ_{\text{выхсч}}}{N(a + cZ_{\text{выхсч}})}$; $Z_{\text{выхнч}} = \frac{b_{\text{нq}} + d_{\text{нq}}Nz_0}{a_{\text{нq}} + c_{\text{нq}}Nz_0}$.

Для второй схемы (рис. 1б):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{N(b + dZ_{\text{выхсч}})}{a + cZ_{\text{выхсч}}}; Z_{\text{выхнч}} = \frac{b_{\text{нq}} + d_{\text{нq}}Nz_0}{a_{\text{нq}} + c_{\text{нq}}Nz_0}. \quad (12)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{b + dZ_{\text{выхсч}}}{N(a + cZ_{\text{выхсч}})}; Z_{\text{выхнч}} = \frac{b_{\text{нq}}N + d_{\text{нq}}z_0}{a_{\text{нq}}N + c_{\text{нq}}z_0}. \quad (13)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{N(b + dZ_{\text{выхсч}})}{a + cZ_{\text{выхсч}}}; Z_{\text{выхнч}} = \frac{b_{\text{нq}} + d_{\text{нq}}Nz_0}{a_{\text{нq}} + c_{\text{нq}}Nz_0}. \quad (14)$$

Поочерёдно подставим (11) – (14) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого даёт общую для всех вариантов взаимосвязь (6) между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных АЧХ и ФЧХ радиоустройства отражательного типа (1):

Коэффициенты взаимосвязи для первой схемы (рис. 1а):

$$B = \frac{1+M}{Nz_n(1-M)}; C = -Z_{\text{выхнч}}; D = \frac{Z_{\text{выхнч}}(M+1)}{Nz_n(1-M)}. \quad (15)$$

Для второй схемы (рис. 1б):

$$B = \frac{N(1+M)}{z_n(M-1)}; C = -Z_{\text{выхнч}}; D = \frac{Z_{\text{выхнч}}N(M+1)}{z_n(1-M)}. \quad (16)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$B = \frac{1+M}{z_n(1-M)N}; C = -Z_{\text{выхнч}}; D = \frac{Z_{\text{выхнч}}(M+1)}{z_n(1-M)N}. \quad (17)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$B = \frac{N(1+M)}{z_n(1-M)}; C = -Z_{\text{выхн}}; D = \frac{Z_{\text{выхн}} N(M+1)}{z_n(1-M)}. \quad (18)$$

Анализ выражений для коэффициентов отражения показывает, что при использовании параллельной по напряжению обратной связи и увеличении сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз (количество каскадов) частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются идентичными (рис. 2а).

При использовании последовательной по току обратной связи и уменьшении сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются идентичными (рис. 2б).

При использовании последовательной по напряжению обратной связи и уменьшении сопротивления источника сигнала в N раз и увеличении сопротивления нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются подобными. Модуль передаточной функции многокаскадного устройства меньше модуля передаточной функции однокаскадного устройства в N раз. ФЧХ идентичны (рис. 2в).

При использовании параллельной по току обратной связи, увеличении сопротивления источника сигнала в N раз и уменьшении сопротивления нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются подобными. Модуль передаточной функции многокаскадного устройства больше модуля передаточной функции однокаскадного устройства в N раз. ФЧХ идентичны (рис. 2г).

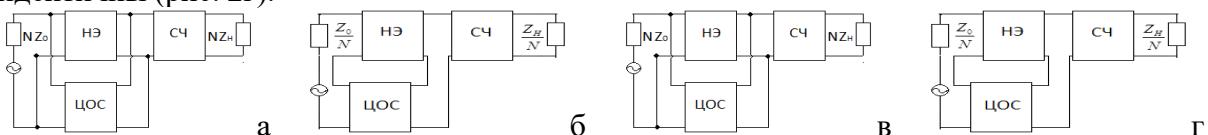


Рис. 2. Структурные схемы однокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, эквивалентные со схемами, показанными на рисунке 1а, б, в, г.

Если требуется обеспечить заданные значения модулей $m_{1,2}$ и фаз $\varphi_{1,2}$ коэффициента отражения амплитудно-фазового модулятора или манипулятора (АФМ) в двух состояниях нелинейного элемента, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала, необходимо взаимосвязи (6) записать для двух состояний, а полученную таким образом систему двух уравнений решить относительно двух элементов из a, b, c, d , например:

$$a = Dd + Cc; b = D_0d + C_0c, \quad (19)$$

$$\text{где } C = \frac{B_1C_2 - B_2C_1}{B_1 - B_2}; D = \frac{B_1D_2 - B_2D_1}{B_1 - B_2}; C_0 = \frac{C_2 - C_1}{B_1 - B_2}; D_0 = \frac{D_2 - D_1}{B_1 - B_2}; B_{1,2}, C_{1,2}, D_{1,2} -$$

коэффициенты для взаимосвязи (6), записанные для двух состояний нелинейного элемента.

Пусть требуется найти минимальное количество двухполюсников и значения их параметров, при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей

$m = m_1 / m_2$ и разности фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ коэффициентов отражения АФМ от частоты в двух состояниях нелинейного элемента:

$$S_{11}^I = m(\cos \varphi + j \sin \varphi) S_{11}^{I,II}. \quad (20)$$

Характеристическое уравнение (20) легко решается при использовании понятия коэффициента отражения (2). Подставим входное сопротивление АФМ в (2), а результат в (20). Получим выражение для оптимального входного сопротивления СЧ:

$$Z_{\text{вхо}} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}. \quad (21)$$

Коэффициенты (21) для первой (рис. 1а) и четвёртой (рис. 1г) схем:

$$\begin{aligned} A &= (M-1)(N^2 z_0^2 c_{y1} c_{y2} - a_{y1} a_{y2}) + N z_0 (M+1)(a_{y1} c_{y2} - a_{y2} c_{y1}); \\ B &= (M-1)N^2 z_0^2 (c_{y1} d_{y2} + c_{y2} d_{y1}) - (M-1)(a_{y1} b_{y2} + a_{y2} b_{y1}) + N z_0 (M+1)(a_{y1} d_{y2} - a_{y2} d_{y1}) + \\ &\quad + N z_0 (M+1)(b_{y1} c_{y2} - b_{y2} c_{y1}), \\ C &= (M-1)(N^2 z_0^2 d_{y1} d_{y2} - b_{y1} b_{y2}) + N z_0 (M+1)(b_{y1} d_{y2} - b_{y2} d_{y1}), \end{aligned} \quad (22)$$

где $a_{y1,2}, b_{y1,2}, c_{y1,2}, d_{y1,2}$ -известные элементы классической матрицы передачи НЧ в двух состояниях.

Коэффициенты (21) для второй (рис. 1б) и третьей (рис. 1в) схем:

$$\begin{aligned} A &= (M-1)(z_0^2 c_{y1} c_{y2} - N^2 a_{y1} a_{y2}) + N z_0 (M+1)(a_{y1} c_{y2} - a_{y2} c_{y1}), \\ B &= (1-M)N^2 (a_{y1} b_{y2} + a_{y2} b_{y1}) + (M+1)N z_0 (a_{y1} d_{y2} - a_{y2} d_{y1}) + N z_0 (M+1)(b_{y1} c_{y2} - b_{y2} c_{y1}) + \\ &\quad + z_0^2 (M-1)(c_{y1} d_{y2} + c_{y2} d_{y1}), \\ C &= (M-1)(z_0^2 d_{y1} d_{y2} - N^2 b_{y1} b_{y2}) + N z_0 (M+1)(b_{y1} d_{y2} - b_{y2} d_{y1}). \end{aligned} \quad (23)$$

При этом остаётся справедливой взаимосвязь (6) с соответствующими коэффициентами (7)-(10). Изменяется только оптимальное входное сопротивление СЧ.

Для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников СЧ от частоты необходимо выбрать тип СЧ (реактивный, резистивный, смешанный), определить его элементы классической матрицы передачи, представить коэффициенты (7)-(10) или (15)-(18) в виде суммы действительной и мнимой частей $B = b_r + jb_i$; $C = c_r + jc_i$; $D = d_r + jd_i$, подставить всё в (6), разделить сформированное уравнение на действительную и мнимую части и решить полученную систему двух уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников. Если выбран комплексный СЧ, то решение сформированного комплексного уравнения необходимо производить относительно сопротивления одного из двухполюсников. Количество решений равно числу двухполюсников.

Для реализации режима двухуровневого АФМ, удовлетворяющего двум взаимосвязям (19) можно использовать только комплексный базис. При этом решение сформированного комплексного характеристического уравнения необходимо производить относительно сопротивлений двух двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего количества двухполюсников.

Полученные решения следует рассматривать как ограничения на значения параметров части двухполюсников СЧ. Значения параметров остальной части двухполюсников СЧ можно выбирать с помощью известных численных методов оптимизации [11] исходя из какого-либо другого критерия, например, исходя из обеспечения заданной формы АЧХ и ФЧХ. Например, для реализации режима демодуляции сигнала с угловой модуляцией необходимо сформировать левый или правый квазилинейный склон АЧХ.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Пусть выбран режим, удовлетворяющий взаимосвязи (6). Если при этом выбран реактивный СЧ в виде П-образного звена (рис. 3а), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3)c_r - X_2X_3d_x}{(d_x + X_2b_r)X_3 - c_r}; \quad X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (24)$$

где $C_2 = X_3^2[c_r(d_r - 1) + c_xd_x]$; $A_2 = (b_r d_r + b_x d_x)X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)X_3 - c_r$;

$$B_2 = X_3^2(d_x + b_r c_x - b_x c_r) - X_3 2c_r.$$

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3)c_r - X_2X_3d_x}{(d_x + X_2b_r)X_3 - c_r}; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (25)$$

где $C_3 = -X_2^2c_r$; $B_3 = X_2^2(d_x + b_r c_x - b_x c_r) - X_2 2c_r$; $A_3 = (b_r d_r + b_x d_x)X_2^2 + c_r(d_r - 1) + c_x d_x + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)X_2$.

$$X_2 = \frac{(X_1 + X_3)c_r - X_1X_3d_x}{(d_x + X_1b_r)X_3 - c_r}; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (26)$$

где $C_3 = -X_1^2c_r$; $A_3 = c_r d_r + c_x d_x + X_1^2(b_r d_r - b_r + d_x d_x) - X_1(d_x - b_r c_x + b_x c_r)$;

$$B_3 = X_1^2(d_x + b_r c_x - b_x c_r).$$

Если выбран резистивный СЧ в виде П-образного звена (рис. 3б), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), имеют следующий вид:

$$R_1 = \frac{(c_r + R_2 d_r)R_3 + R_2 c_r}{R_2 - c_r - R_3(d_r + R_2 b_r - 1)}; \quad R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (27)$$

где $C_2 = R_3^2[d_x c_r - c_x(d_r - 1)]$; $A_2 = (b_x d_r - b_r d_x)R_3^2 + (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3 + c_x$;

$$B_2 = (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3^2 + 2c_x R_3.$$

$$R_1 = \frac{(c_r + R_2 d_r)R_3 + R_2 c_r}{R_2 - c_r - R_3(d_r + R_2 b_r - 1)}; \quad R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (28)$$

где $A_3 = (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2 + (b_x d_r - b_r d_x)R_2^2 + d_x c_r - c_x(d_r - 1)$;

$$B_3 = (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2^2 + 2c_x R_2; \quad C_3 = R_2^2 c_x.$$

$$R_2 = \frac{R_1(1 - d_r) - c_r(R_1 + R_3)}{c_r - R_1 + R_3(d_r + R_1 b_r)}; \quad R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (29)$$

где $A_3 = (b_x + b_r d_x - b_x d_r)R_1^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)R_1 - c_r d_x + c_x d_r$; $C_3 = -R_1^2 c_x$; $B_3 = -R_1^2(d_x - b_r c_x + b_x c_r)$.

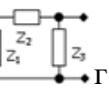
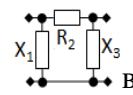
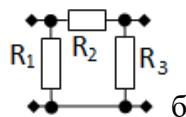
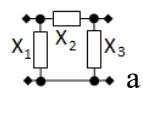


Рис. 3. Примеры синтезированных СЧ.

Если выбран смешанный СЧ в виде П-образного звена (рис. 3в), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{(c_r - X_3 d_x)R_2 - X_3 c_x}{(d_r - 1 + R_2 b_r)X_3 + c_x}; \quad R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (30)$$

где $A_2 = (b_r d_r + b_x d_x)X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)X_3 - c_r$; $B_2 = (b_r c_r + b_x c_x - d_r)X_3^2 + (c_x + X_3 d_r)^2 +$

$$+ (c_r - X_3 d_x)^2; \quad C_2 = [(d_r - 1)c_r + c_x d_x]X_3^2.$$

$$X_1 = \frac{(c_r - X_3 d_x) R_2 - X_3 c_x}{(d_r - 1 + R_2 b_r) X_3 + c_x}; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (31)$$

где $A_3 = R_2^2(b_r d_r + b_x d_x) + (d_r - 1)c_r + (d_r^2 + d_x^2 - d_r + b_r c_r + b_x c_x)R_2 + c_x d_x$; $B_3 = (d_x + b_r c_x - b_x c_r)R_2^2 + 2R_2(c_x d_r - d_x c_r)$; $C_3 = R_2(c_r^2 + c_x^2) - R_2^2 c_r$.

$$R_2 = \frac{(1-d_r)X_1 X_3 - c_x(X_1 + X_3)}{(d_x + X_1 b_r) X_3 - c_r}; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (32)$$

где

$$A_3 = c_x d_r - c_r d_x - (b_r c_r + b_x c_x) X_1 + (d_x + X_1 b_r) d_x X_1 + (d_r - 1)(d_r - X_1 b_x) X_1; \\ B_3 = (X_1 - c_x)^2 + c_r^2 - 2X_1(c_r d_x - c_x d_r) - X_1^2(d_r + b_r c_r + b_x c_x); \quad C_3 = X_1(c_r^2 + c_x^2) - X_1^2 c_x.$$

Если выбран комплексный СЧ в виде П-образного звена (рис. 3г), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$Z_1 = \frac{(Z_2 + Z_3)C + DZ_2 Z_3}{Z_2 - C - Z_3(D - 1 + BZ_2)}. \quad (33)$$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 + Z_3)C + Z_1 Z_3(D - 1)}{Z_1 - C - Z_3(D + BZ_1)}. \quad (34)$$

$$Z_3 = \frac{Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2)C}{(D - 1 + BZ_2)Z_1 + C + DZ_2}. \quad (35)$$

В случае использования комплексного СЧ в виде П-образного звена (рис. 3г) для реализации двухуровневого режима АФМ, удовлетворяющего взаимосвязям (19), справедливы следующие зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты:

$$Z_1 = \frac{C(Z_2 + Z_3) + DZ_2 Z_3}{(1 - D)Z_3 + Z_2 - C}; \quad Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2}, \quad (36)$$

где $A_2 = (D_0 - C)Z_3 + C_0 - DZ_3^2$; $B_2 = 2Z_3 C_0 - Z_3^2(C - D_0)$; $C_2 = Z_3^2[C_0(1 - D) + CD_0]$.

$$Z_1 = \frac{C(Z_2 + Z_3) + DZ_2 Z_3}{(1 - D)Z_3 + Z_2 - C}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (37)$$

где $A_3 = (D_0 - C)Z_2 - DZ_2^2 + C_0(1 - D) + CD_0$; $C_3 = C_0 Z_2^2$; $B_3 = 2Z_2 C_0 - Z_2^2(C - D_0)$.

$$Z_2 = \frac{C(Z_1 + Z_3) + (D - 1)Z_1 Z_3}{Z_1 - C - DZ_3}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (38)$$

где $B_3 = Z_1^2(D_0 - C)$; $C_3 = C_0 Z_1^2$; $A_3 = (1 - D)Z_1^2 - (D_0 + C)Z_1 + CD_0 - C_0 D$.

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки формул в системе «MathCad» было проведено математическое моделирование исследуемых радиоустройств отражательного типа с различными базисами СЧ (рис. 4-8). Эквивалентная схема транзистора выполнена в виде перекрытого Т-образного звена, значения параметров которого определялись из условия совпадения входного сопротивления с входным сопротивлением реального транзистора типа BFQ17RH. Она сформирована на элементах $C_{27}, R_{10}, R_{13}, L_{28}, C_{24}, R_{11}, L_5, R_9$. Цепь обратной связи выполнена на элементах C_8, R_{19}, R_{22} и соединена с нелинейным элементом по параллельной по напряжению схеме. Анализ показывает, что использование формул (24) –(38) для определения параметров реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ однозначно обеспечивает реализацию заданных модулей $m=100$ и фаз $\varphi=0^\circ$ коэффициента отражения на частоте $f=900\text{МГц}$. Оптимизация параметров в полосе частот не проводилась. Для АФМ (рис. 8) реализован режим π -манипуляции фазы отражённого сигнала.

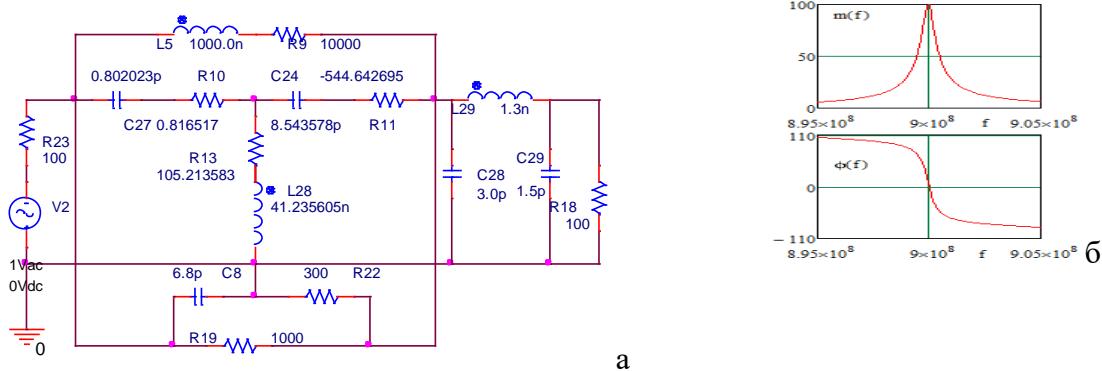


Рис. 4. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с реактивным СЧ(а) и частотные характеристики (б), полученные в системе «MathCad».

При уменьшении сопротивлений источника сигнала и нагрузки в N раз и одновременном увеличении каскадов типа НЧ-СЧ в N раз частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) не изменились, что подтверждает сделанный выше вывод относительно условий эквивалентности однокаскадных и многокаскадных радиоустройств отражательного типа с одинаковыми каскадами.

Необходимо отметить, что при резистивной нагрузке и использовании в составе СЧ резистивного базиса с помощью предложенного алгоритма синтеза невозможно обеспечение заданных характеристик. Поэтому в эквивалентной схеме, изображённой на рис. 5, использована комплексная нагрузка.

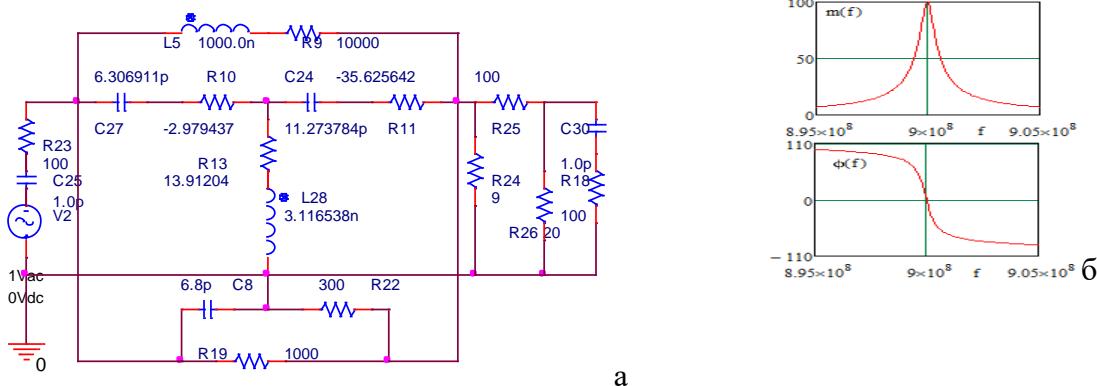


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с резистивным СЧ(а) и частотные характеристики (б), полученные в системе «MathCad». Режим фазовой π -манипуляции фазы отражённого сигнала может быть использован для создания помех радиолокационным системам управления оружием.

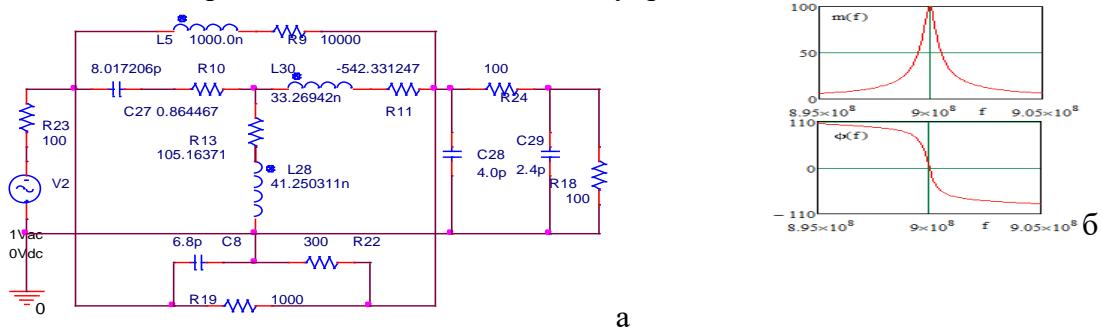


Рис. 6. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа со смешанным СЧ(а) и частотные характеристики (б), полученные в системе «MathCad».

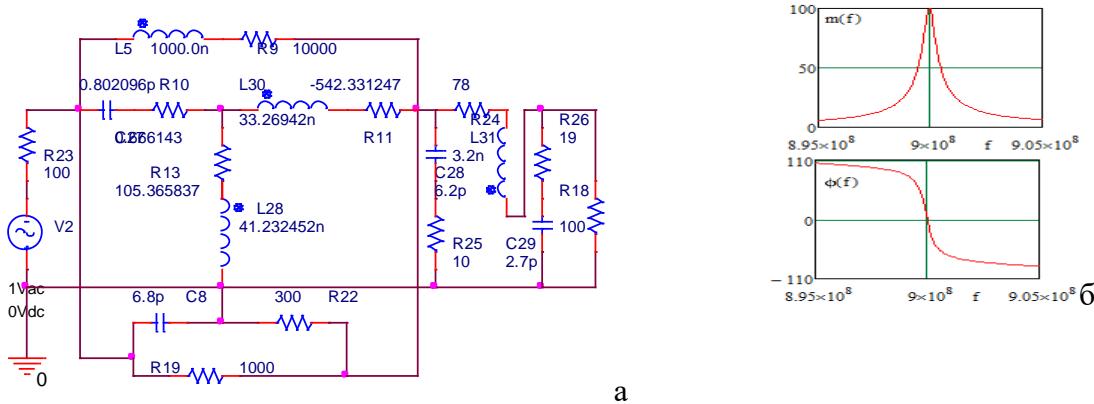


Рис. 7. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с комплексным СЧ(а) и частотные характеристики (б), полученные в системе «MathCad».

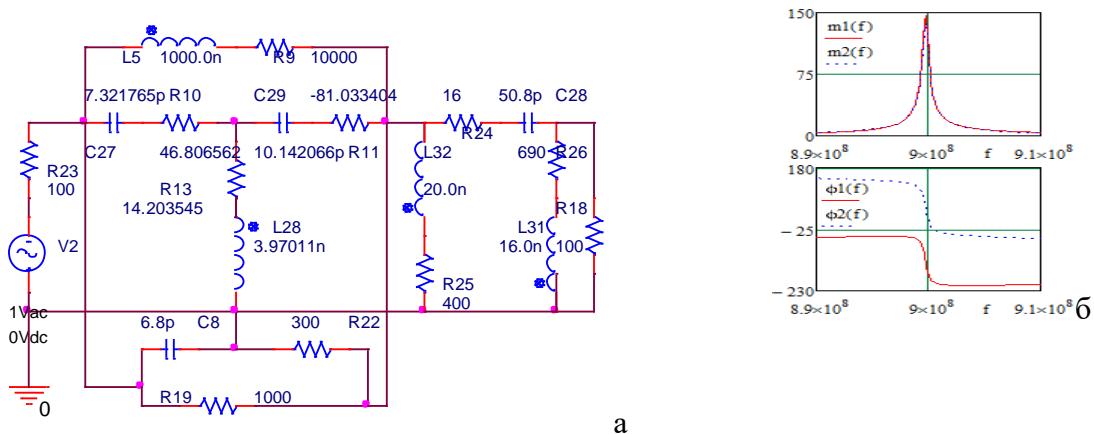


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного АФМ отражательного типа с комплексным СЧ в одном из состояний (а) и частотные характеристики (б) в двух состояниях, полученные в системе «MathCad».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ (24) - (38) могут быть использованы для технического проектирования демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, модуляторов и усилителей отражательного типа с одинаковыми каскадами. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путём включения произвольного количества каскадов типа НЧ-СЧ значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники, например, задач обеспечения односторонности распространения сигнала и независимости процессов в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования [12].

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021. т. 24(3). - с.46-55.
- Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения

- реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2021. т. 24(3) .-с.63-70.
3. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть - комплексный четырёхполюсник». Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Т26, №3, 2023.- с.40-51.
 4. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырёхполюсник- нелинейная часть». Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Т26, №3, 2023.- с.20-31.
 5. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритм параметрического синтеза каскадно-включённых согласующих смешанных четырёхполюсников по критерию обеспечения стационарного режима генерации. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. т. 25(1). -с.45-54.
 6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиоуправления с общей обратной связью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. т 25 (2).- с 40-50.
 7. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез комплексных четырёхполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей с общей обратной связью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022, т 25 (2),- с 51-59.
 8. Головков А.А., Волобуев А. Г. Алгоритмы синтеза и анализа активных плоскослоистых сред отражательного и смешанного типов. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2003. - т. 6(2),- с.39-43.
 9. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсоглиссадной системы. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. 2022. т. 25(1),- с.27-35.
 10. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. -588 с.
 11. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974.- 376 с.
 12. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021. vol. 24 (3).- Pp.46-55.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021г. vol. 24 (3).- Pp.63-70.
3. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «a nonlinear part - the complex two-port network». Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023.-Pp40-51.
4. .Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network - a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023.- Pp20-31.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Algorithm of parametrical synthesis in cascade-included the coordination the mixed two-port networks by criterion of maintenance of a stationary

- mode of generation. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022. vol. 25 (1).-Pp45-54.
6. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022., vol 25 (2).- Pp. 40-50.
 7. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set frequency characteristics of amplifiers with the general feedback. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022., vol. 25 (2).-Pp 51-59.
 8. Golovkov A.A., Volobuyev A.G. Synthesis algorithms and the analysis of active plainly-layered environments of the reflective and mixed types. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2003г., vol. 6 (2). Pp.39-43.
 9. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Principles of construction and the basic characteristics perspective kurso-glissadnoj systems. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022г. vol. 25 (1). -Pp.27-35.
 10. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: ВУНЦ the Air Forces «BBA», 2018. 588 p.
 11. Polak E. Chislennye optimisation methods. M: the World, 1974. 376 p.
 12. The Directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. - M: Energy, 1970. - T. 3. - 413 p.

**ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ
ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ
ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ
ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК - НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»**

А.А. Головков, В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан общий алгоритм параметрического синтеза многокаскадных усилителей, демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и двухуровневых манипуляторов амплитуды и фазы отражательного типа, а также автогенераторов с использованием реактивных, резистивных, смешанных и комплексных согласующих четырёхполюсников, включённых между источником сигнала и нелинейной частью. Использование различных базисов и участков включения четырёхполюсников для согласования приводит к изменению области физической реализуемости заданных характеристик синтезируемого устройства. В данной работе согласование выполнено по критерию обеспечения заданных зависимостей модуля и фазы передаточной функции от частоты в выбранных режимах нелинейного элемента при минимальном количестве элементов. Для автогенераторов согласование выполнено по критерию обеспечения условий возникновения колебаний. Показано, что при определённых соотношениях между значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки, с одной стороны, и количеством каскадов, с другой стороны, частотные характеристики однокаскадных и многокаскадных радиоустройств отражательного типа с одинаковыми каскадами являются идентичными или подобными. Определены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи согласующих четырёхполюсников, оптимальные по выбранному критерию. Введены понятия оптимальных входных и выходных сопротивлений четырёхполюсников. Получены формулы для определения зависимостей сопротивлений от частоты для части двухполюсников четырёх типовых схем указанных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. При этом использованы теория четырёхполюсников, методы матричной алгебры, параметрического синтеза управляющих устройств СВЧ, декомпозиции и математического анализа радиоустройств. Анализ полученных результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», показывает возможность их применения для технического проектирования.

Ключевые слова: параметрический синтез реактивных, резистивных, смешанных и комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств.

**PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RADIO DEVICES OF REFLECTIVE
TYPE WITH THE SET QUANTITY OF IDENTICAL CASCADES
«COORDINATION THE TWO-PORT NETWORK - THE NONLINEAR
PART»**

A.A. Golovkov, V.A. Golovkov

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The general algorithm of parametrical synthesis of multicascade amplifiers, demodulators of signals with angular modulation and two-level manipulators of amplitude and a phase of reflective type, and also oscillators with use jet, resistive, mixed and complex

coordination the two-port networks included between a source of a signal and a nonlinear part is developed. Use of various bases and sites of inclusion of two-port networks for the coordination leads to change of area of a physical realizability of the set characteristics of the synthesised device. In the given work the coordination is executed by criterion of maintenance of the set dependences of the module and a phase of transfer function from frequency in the chosen modes of a nonlinear element at a minimum quantity of elements. For oscillators the coordination is executed by criterion of maintenance of conditions of occurrence of fluctuations. It is shown, that at certain parities between values of resistance of a source of a signal and loading, on the one hand, and quantity of cascades, on the other hand, frequency characteristics of one-cascade and multicascade radio devices of reflective type with identical cascades are identical or similar. Interrelations between elements of a classical matrix of transfer согласующих two-port networks, optimum by the chosen criterion are defined. Concepts of optimum entrance and target resistance of two-port networks are entered. Formulas for definition of dependences of resistance from frequency for a part of two-poles of four typical schemes of the specified two-port networks, optimum by criterion of maintenance of the set frequency characteristics are received. The theory of two-port networks, methods of matrix algebra, parametrical synthesis of actuation devices OHF, decomposition and the mathematical analysis of radio devices are thus used. The analysis of the received results received by mathematical modelling in system "MathCad", shows possibility of their application for technical designing.

Keywords: parametrical synthesis of the jet, resistive, mixed and complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-7] предложены алгоритмы параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одинаковыми и неодинаковыми каскадами типа «согласующий четырёхполюсник (СЧ)нелинейная часть (НЧ)» и «НЧ - СЧ» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей и демодуляторов проходного типа при минимальном количестве двухполюсников. При этом учитывалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из трёхполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС параллельной или последовательной по току или напряжению). Каскады между собой соединены по той же схеме, что и нелинейный элемент с цепью обратной связи.

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов для многокаскадных усилителей, демодуляторов и манипуляторов амплитуды и фазы отражательного типа. Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением нагрузкой (рис. 1). При использовании радиоустройства отражательного типа в линии передачи для разделения падающей и отражённой волн необходимо использовать циркулятор. При использовании исследуемых устройств в свободном пространстве можно использовать управляемые плоскослоистые среды [8,9]

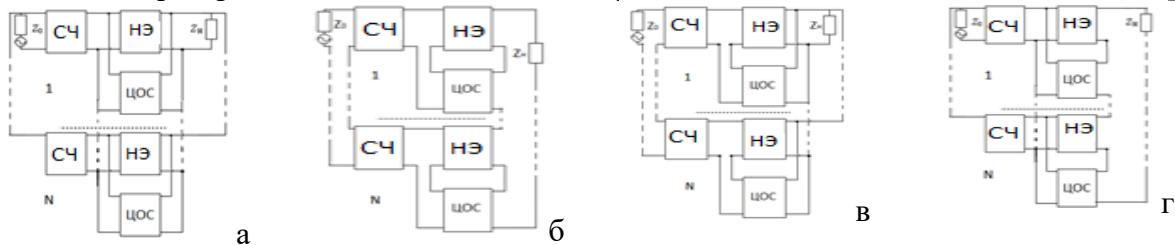


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последователльной по току (б), последователльной по

напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, включёнными между СЧ и нагрузкой.

Согласующий четырёхполюсник характеризуется комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d .

Основные положения теории синтеза, которые использованы при получении результатов, изложены в работе [10]. Все обозначения используемых величин в данной статье соответствуют принятым в [1,2].

Для достижения указанной цели в работе делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза. Требуется найти минимальное количество двухполюсников СЧ и значения их параметров, оптимальных по критерию обеспечения заданных частотных характеристик – зависимостей модуля m и фазы φ коэффициента отражения S_{11} от частоты в одном и в двух состояниях нелинейного элемента (здесь и далее аргументы опущены):

$$S_{11} = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Уравнение (1) связывает заданные характеристики (АЧХ m и ФЧХ φ) с реальными характеристиками S_{11} . Поэтому это уравнение будем называть характеристическим.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Запишем известное выражение для коэффициента отражения в следующем виде:

$$S_{11} = \frac{Z_{ex} - z_0}{Z_{ex} + z_0}. \quad (2)$$

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-7]. Тогда для первой схемы (рис. 1а) входное сопротивление устройства:

$$Z_{ex} = \frac{aZ_{exnq} + b}{cNZ_{exnq} + Nd}; Z_{exnq} = \frac{a_{nq}Nz_n + b_{nq}}{c_{nq}Nz_n + d_{nq}}, \quad (3)$$

где a, b, c, d - искомые элементы классической матрицы передачи СЧ; $a_{nq}, b_{nq}, c_{nq}, d_{nq}$ - известные элементы классической матрицы передачи НЧ.

Для второй схемы (рис. 1б):

$$Z_{ex} = \frac{aNZ_{exnq} + bN}{cZ_{exnq} + d}; Z_{exnq} = \frac{a_{nq}z_n + b_{nq}N}{c_{nq}z_n + d_{nq}N}. \quad (4)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{ex} = \frac{aNZ_{exnq} + Nb}{cZ_{exnq} + d}; Z_{exnq} = \frac{a_{nq}Nz_n + b_{nq}}{c_{nq}Nz_n + d_{nq}}. \quad (5)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{ex} = \frac{aZ_{exnq} + b}{cZ_{exnq} + d}; Z_{exnq} = \frac{a_{nq}z_n + Nb_{nq}}{c_{nq}z_n + Nd_{nq}}. \quad (6)$$

Поочерёдно подставим (3) - (6) в (1). Получим комплексное характеристическое уравнение, после решения которого найдём общую для всех вариантов взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных АЧХ и ФЧХ радиоустройства отражательного типа (1):

$$a = Bb + Cc + Dd. \quad (7)$$

Коэффициенты взаимосвязи для первой схемы (рис. 1а):

$$B = \frac{-1}{Z_{\text{вых}}}; \quad C = \frac{Nz_0(1+M)}{1-M}; \quad D = \frac{Nz_0(1+M)}{Z_{\text{вых}}(1-M)}. \quad (8)$$

Для второй схемы (рис. 1б):

$$B = \frac{-1}{Z_{\text{вых}}}; \quad C = \frac{z_0(1+M)}{N(1-M)}; \quad D = \frac{z_0(1+M)}{NZ_{\text{вых}}(1-M)}. \quad (9)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$B = \frac{-1}{Z_{\text{вых}}}; \quad C = \frac{z_0(1+M)}{N(1-M)}; \quad D = \frac{z_0(1+M)}{NZ_{\text{вых}}(1-M)}. \quad (10)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$B = \frac{-1}{Z_{\text{вых}}}; \quad C = \frac{Nz_0(1+M)}{1-M}; \quad D = \frac{Nz_0(1+M)}{Z_{\text{вых}}(1-M)}. \quad (11)$$

Коэффициент отражения в другом сечении можно записать так:

$$S_{11} = \frac{z_h - Z_{\text{вых}}}{z_h + Z_{\text{вых}}}. \quad (12)$$

Выходное сопротивление для первой схемы (рис. 1а):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{N(b_{\text{нч}} + d_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}})}{(a_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}})}; \quad Z_{\text{выхсч}} = \frac{dNz_0 + b}{cNz_0 + a}. \quad (13)$$

Для второй схемы (рис. 1б):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{b_{\text{нч}} + d_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}}}{N(a_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}})}; \quad Z_{\text{выхсч}} = \frac{dNz_0 + b}{cNz_0 + a}. \quad (14)$$

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{b_{\text{нч}} + d_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}}}{N(a_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}})}; \quad Z_{\text{выхсч}} = \frac{dz_0 + Nb}{cz_0 + Na}. \quad (15)$$

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$Z_{\text{вых}} = \frac{N(b_{\text{нч}} + d_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}})}{a_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}Z_{\text{выхсч}}}; \quad Z_{\text{выхсч}} = \frac{dNz_0 + b}{cNz_0 + a}. \quad (16)$$

Поочерёдно подставим $Z_{\text{вых}}$ из (13) - (16) в выражение для коэффициента отражения (12), а результат в (1). Получим комплексное характеристическое уравнение, после решения которого найдём общую для всех вариантов взаимосвязь (7) между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных АЧХ и ФЧХ радиоустройства отражательного типа (1), но с другими коэффициентами.

Коэффициенты взаимосвязи для первой схемы (рис. 1а):

$$B = \frac{1}{Z_{выхо}}; \quad C = -Nz_0; \quad D = \frac{Nz_0}{Z_{выхо}}, \quad (17)$$

где $Z_{выхо} = \frac{a_{нq}z_n N(1-M) - b_{нq}(1+M)}{c_{нq}z_n N(M-1) + d_{нq}(1+M)}$ - оптимальное выходное сопротивление СЧ,

численно равное входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении нагрузки $z_n N(M-1)/(1+M)$; $M = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)$.

Для второй схемы (рис. 1б):

$$B = \frac{1}{Z_{выхо}}; \quad C = \frac{-z_0}{N}; \quad D = \frac{z_0}{NZ_{выхо}}, \quad (18)$$

где $Z_{выхо} = \frac{a_{нq}z_n(1-M) - b_{нq}N(1+M)}{c_{нq}z_n(M-1) + d_{нq}N(1+M)}$ - оптимальное выходное сопротивление

СЧ, численно равное входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении нагрузки $z_n(M-1)/N(1+M)$.

Для третьей схемы (рис. 1в):

$$B = \frac{1}{Z_{выхо}}; \quad C = \frac{-z_0}{N}; \quad D = \frac{z_0}{NZ_{выхо}}, \quad (19)$$

где $Z_{выхо} = \frac{a_{нq}Nz_n(1-M) - b_{нq}(1+M)}{c_{нq}z_n N(M-1) + d_{нq}(1+M)}$ - оптимальное выходное сопротивление СЧ

численно равное входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении нагрузки $z_n N(M-1)/(1+M)$.

Для четвёртой схемы (рис. 1г):

$$B = \frac{1}{Z_{выхо}}; \quad C = -Nz_0; \quad D = \frac{Nz_0}{Z_{выхо}}, \quad (20)$$

где $Z_{выхо} = \frac{a_{нq}z_n(1-M) - b_{нq}N(1+M)}{c_{нq}z_n(M-1) + d_{нq}N(1+M)}$ - оптимальное выходное сопротивление СЧ

численно равное входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком при преобразованном сопротивлении нагрузки $z_n(M-1)/N(1+M)$.

Анализ выражений для коэффициентов отражения показывает, что при использовании параллельной по напряжению обратной связи и увеличении сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз (количество каскадов) частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются идентичными (рис. 2а).

При использовании последовательной по току обратной связи и уменьшении сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются идентичными (рис. 2б).

При использовании последовательной по напряжению обратной связи

и уменьшении сопротивления источника сигнала в N раз и увеличении сопротивления нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются подобными. Модуль передаточной функции многокаскадного устройства меньше модуля передаточной функции однокаскадного устройства в N раз. ФЧХ идентичны (рис. 2в).

При использовании параллельной по току обратной связи, увеличении сопротивления источника сигнала в N раз и уменьшении сопротивления нагрузки однокаскадного радиоустройства в N раз частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного устройств отражательного типа с одинаковыми каскадами оказываются подобными. Модуль передаточной функции многокаскадного устройства больше модуля передаточной функции однокаскадного устройства в N раз. ФЧХ идентичны (рис. 2г).

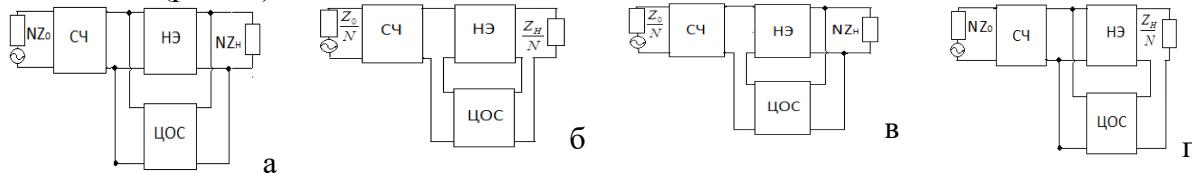


Рис. 2. Структурные схемы однокаскадных радиоустройств отражательного типа с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, эквивалентные со схемами, показанными на рис. 1а, б, в, г.

При увеличении количества состояний нелинейного элемента принципиально существует два подхода к решению задач параметрического синтеза.

Пусть требуется обеспечить заданные зависимости модулей $m_{1,2}$ и фаз $\varphi_{1,2}$ коэффициента отражения амплитудно-фазового модулятора или манипулятора (АФМ) от частоты в двух состояниях нелинейного элемента, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала. Для этого необходимо взаимосвязи (7) записать для двух состояний, а полученную таким образом систему двух уравнений решить относительно двух элементов из a, b, c, d , например:

$$a = Dd + Cc; b = D_0d + C_0c, \quad (21)$$

$$\text{где } C = \frac{B_1C_2 - B_2C_1}{B_1 - B_2}; D = \frac{B_1D_2 - B_2D_1}{B_1 - B_2}; C_0 = \frac{C_2 - C_1}{B_1 - B_2}; D_0 = \frac{D_2 - D_1}{B_1 - B_2}; B_{1,2}, C_{1,2}, D_{1,2} -$$

коэффициенты для взаимосвязи (7), записанные для двух состояний нелинейного элемента.

Пусть требуется найти минимальное количество двухполюсников и значения их параметров, при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей $m = m_1 / m_2$ и разности фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ коэффициентов отражения АФМ в двух состояниях нелинейного элемента от частоты:

$$S_{11}^I = m(\cos \varphi + j \sin \varphi) S_{11}^{I,II} \quad (22)$$

Характеристическое уравнение (22) легко решается при использовании понятия коэффициента отражения (12). Подставим выходное сопротивление АФМ в (12), а результат в (22). После решения сформированного таким образом характеристического уравнения получим выражение для оптимального выходного сопротивления СЧ:

$$Z_{\text{выход}} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (23)$$

Коэффициенты (23) для первой (рис. 1а) и четвёртой (рис. 1г) схем:

$$A = (M-1)(N^2 z_h^2 c_{y1} c_{y2} - d_{y1} d_{y2}) - N z_h (M+1)(c_{y1} d_{y2} - c_{y2} d_{y1}); \quad (24)$$

$$B = (M-1)N^2 z_h^2 (a_{y1} c_{y2} + a_{y2} c_{y1}) - (M-1)(b_{y1} d_{y2} + b_{y2} d_{y1}) - N z_h (M+1)(a_{y1} d_{y2} - a_{y2} d_{y1}) + N z_h (M+1)(b_{y1} c_{y2} - b_{y2} c_{y1}); \quad C = (M-1)(N^2 z_h^2 a_{y1} a_{y2} - b_{y1} b_{y2}) - N z_h (M+1)(a_{y1} b_{y2} - a_{y2} b_{y1}).$$

Коэффициенты (23) для второй (рис. 1б) и третьей (рис. 1в) схем:

$$A = (M-1)(z_h^2 c_{y1} c_{y2} - N^2 d_{y1} d_{y2}) - N z_h (M+1)(c_{y1} d_{y2} - c_{y2} d_{y1}); \quad (25)$$

$$B = (1-M)N^2 (b_{y1} d_{y2} + b_{y2} d_{y1}) + z_h^2 (M-1)(a_{y1} c_{y2} + a_{y2} c_{y1}) - (M+1)N z_h (a_{y1} d_{y2} - a_{y2} d_{y1}) + N z_h (M+1)(b_{y1} c_{y2} - b_{y2} c_{y1}); \quad C = (M-1)(z_h^2 a_{y1} a_{y2} - N^2 b_{y1} b_{y2}) - N z_h (M+1)(a_{y1} b_{y2} - a_{y2} b_{y1}).$$

При этом остаётся справедливой взаимосвязь (7) с соответствующими коэффициентами (17) - (20). Изменяется только оптимальное выходное сопротивление СЧ.

В соответствии с теорией устойчивости, разработанной Ляпуновым, условие возникновение колебаний соответствует наличию полюсов системного оператора в правой полуплоскости комплексных частот. Это означает, что равенство нулю знаменателя коэффициента отражения соответствует характеристическому уравнению автогенераторов и частотных модуляторов, определяющему параметры, оптимальные по критерию обеспечения условий возникновения колебаний. Физически переход от усилителей к автогенераторам означает исключение из структурной схемы усилителя (рис. 1) источника сигнала и установка вместо него короткозамыкающей перемычки. Поэтому характеристическое уравнение для структурной схемы многокаскадного автогенератора с параллельной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рис. 1а, имеет следующий вид:

$$Z_{\text{вых}}(d_y + N c_y z_h) + (b_y + N a_y z_h) = 0, \quad (26)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(b + N d z_0)}{(a + N c z_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (26) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением нагрузки $N z_h$:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{-(b_{\text{НЧ}} + N a_{\text{НЧ}} z_h)}{(d_{\text{НЧ}} + N c_{\text{НЧ}} z_h)}. \quad (27)$$

Полученное условие (27) и аналогичные условия для других структурных схем соответствуют иммитансному критерию устойчивости с учётом количества каскадов типа «СЧ-НЧ». Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальная по критерию обеспечения условий возникновения колебаний, совпадает с взаимосвязью (7) с соответствующими коэффициентами (17) - (20). Отличие состоит лишь в выражении для оптимального выходного сопротивления СЧ.

Аналогичным образом находим условия возникновения колебаний и для других структурных схем.

Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по

току обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рис. 1б:

$$Z_{\text{вых}}(Nd_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}z_h) + (Nb_{\text{нч}} + a_{\text{нч}}z_h) = 0, \quad (28)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(Nb + dz_0)}{(Na + cz_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (28) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением нагрузки z_h / N :

$$Z_{\text{вых}} = \frac{-(Nb_{\text{нч}} + a_{\text{нч}}z_h)}{(Nd_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}z_h)}. \quad (29)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ, изображённой на рис. 1в:

$$Z_{\text{вых}}(d_{\text{нч}} + Nc_{\text{нч}}z_h) + (b_{\text{нч}} + Na_{\text{нч}}z_h) = 0, \quad (30)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(Nb + dz_0)}{(Na + cz_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (30) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением нагрузки Nz_h :

$$Z_{\text{выхо}} = \frac{-(b_{\text{нч}} + Na_{\text{нч}}z_h)}{(d_{\text{нч}} + Nc_{\text{нч}}z_h)}. \quad (31)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с параллельной по току обратной связью и одинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ, изображённой на рис. 1г:

$$Z_{\text{вых}}(Nd_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}z_h) + (Nb_{\text{нч}} + a_{\text{нч}}z_h) = 0, \quad (32)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(b + Nd z_0)}{(a + Nc z_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (32) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний

оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением нагрузки z_h / N :

$$Z_{\text{выхо}} = \frac{-(Nb_{\text{нч}} + a_{\text{нч}}z_h)}{(Nd_{\text{нч}} + c_{\text{нч}}z_h)}. \quad (33)$$

Для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников СЧ от частоты необходимо выбрать тип СЧ (реактивный, резистивный, смешанный), определить его элементы классической матрицы передачи, представить коэффициенты (8) - (11) или (17) - (20) в виде суммы действительной и мнимой частей $B = b_r + jb_x$; $C = c_r + jc_x$;

$D = d_r + jd_x$, подставить всё в (7), разделить сформированное уравнение на действительную и мнимую части и решить полученную систему двух уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников. Если выбран комплексный СЧ, то решение сформированного комплексного уравнения необходимо производить относительно сопротивления одного из двухполюсников. Количество решений равно числу двухполюсников.

Для реализации режима двухуровневого АФМ, удовлетворяющего взаимосвязям (21) можно использовать только комплексный базис. При этом решение сформированного комплексного уравнения необходимо производить относительно сопротивлений двух двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего количества двухполюсников.

Полученные решения следует рассматривать как ограничения на значения параметров части двухполюсников СЧ. Значения параметров остальной части двухполюсников СЧ можно выбирать с помощью известных численных методов оптимизации [11] исходя из какого-либо другого критерия, например, исходя из обеспечения заданной формы АЧХ и ФЧХ. Например, для реализации режима демодуляции сигнала с угловой модуляцией необходимо сформировать левый или правый квазилинейный склон АЧХ.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Пусть выбран режим, удовлетворяющий взаимосвязи (7). Если при этом использован реактивный СЧ в виде Т-образного звена (рис. 3а), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_x - X_2 (d_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r} ; \quad X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2}, \quad (34)$$

где $A_2 = b_r (d_r - 1) + b_x d_x$; $C_2 = (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_3 - c_r$;

$$B_2 = d_x + 2 X_3 (b_r d_r + b_x d_x) + b_r c_x - b_x c_r.$$

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_x - X_2 (d_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r} ; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (35)$$

где $A_3 = b_r d_r + b_x d_x$; $B_3 = d_x + 2 X_2 (b_r d_r + b_x d_x) + b_r c_x - b_x c_r$;

$$C_3 = X_2^2 [b_r (d_r - 1) + b_x d_x] + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_2 - c_r.$$

$$X_2 = \frac{c_r - X_3 (d_x + X_1 b_r)}{(X_1 + X_3) b_r + d_x} ; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (36)$$

где $A_3 = b_r d_r + b_x d_x - X_2 b_r b_x$; $B_3 = [b_r (d_r - 1)] X_2 + d_x + b_r c_x - b_x c_r + d_r d_x$;

$$C_3 = [d_x (d_r - 1) - b_x c_r] X_2 + c_x d_x - c_r.$$

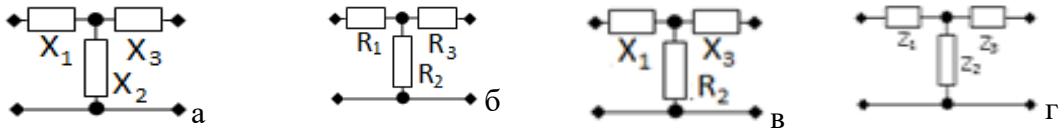


Рис. 3. Примеры синтезированных СЧ.

Если выбран резистивный СЧ в виде Т-образного звена (рис. 3б), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$R_1 = \frac{c_r + R_2(d_r + R_3 b_r - 1) + R_3 d_r}{1 - b_r(R_2 + R_3)} ; \quad R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2} , \quad (37)$$

где $A_2 = (d_r - 1)b_x - b_r d_x$; $B_2 = d_x - R_3(2(d_x b_r - b_x d_r) - b_r c_x + b_x c_r)$;
 $C_2 = (b_x d_r - b_r d_x)R_3^2 + (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3 + c_x$.

$$R_1 = \frac{c_r + R_2(d_r + R_3 b_r - 1) + R_3 d_r}{1 - b_r(R_2 + R_3)} ; \quad R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3} , \quad (38)$$

где $A_3 = b_x d_r - b_r d_x$; $B_3 = d_x - 2R_2(d_x b_r - b_x d_r) - b_r c_x + b_x c_r$;

$$C_3 = (d_r b_x - b_r d_x - b_x)R_2^2 + (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2 + c_x$$

$$R_2 = \frac{(1 - R_3 b_r)R_1 - c_r - R_3 d_r}{(R_1 + R_3)b_r + d_r - 1} ; \quad R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3} , \quad (39)$$

где $A_3 = b_r d_x - b_x d_r$; $B_3 = b_r c_x - b_x c_r - d_x$;

$$C_3 = b_x R_1^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)R_1 + (d_r - 1)c_x - c_r d_x .$$

Если выбран смешанный СЧ в виде Т-образного звена (рис. 3в), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$X_1 = \frac{(c_r - X_3 d_x)R_2 - X_3 c_x}{(d_r - 1 + R_2 b_r)X_3 + c_x} ; \quad R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2} , \quad (40)$$

где $A_2 = (b_r d_r + b_x d_x)X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r)X_3 - c_r$; $B_2 = (b_r c_r + b_x c_x - d_r)X_3^2 + (c_x + X_3 d_r)^2 + (c_r - X_3 d_x)^2$;

$$C_2 = [(d_r - 1)c_r + c_x d_x]X_3^2 .$$

$$X_1 = \frac{(c_r - X_3 d_x)R_2 - X_3 c_x}{(d_r - 1 + R_2 b_r)X_3 + c_x} ; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3} , \quad (41)$$

где $A_3 = (d_r^2 + d_x^2 - d_r + b_r c_r + b_x c_x)R_2 + (d_r - 1)c_r + c_x d_x + R_2^2(b_r d_r + b_x d_x)$; $C_3 = R_2(c_r^2 + c_x^2) - R_2^2 c_r$;

$$B_3 = (d_x + b_r c_x - b_x c_r)R_2^2 - 2R_2(d_x c_r - c_x d_r) .$$

$$R_2 = \frac{(1 - d_r)X_1 X_3 - c_x(X_1 + X_3)}{(d_x + X_1 b_r)X_3 - c_r} ; \quad X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3} , \quad (42)$$

где $C_3 = X_1(c_r^2 + c_x^2) - X_1^2 c_x$; $A_3 = [(d_x + X_1 b_r)d_x + (d_r - 1)(d_r - X_1 b_r) - b_r c_r - b_x c_x]X_1 + c_x d_r - c_r d_x$;

$$B_3 = (X_1 - c_x)^2 + c_r^2 - X_1^2(d_r + b_r c_r + b_x c_x) - 2X_1(c_r d_x - c_x d_r) .$$

Если выбран комплексный СЧ в виде Т-образного звена (рис. 3г), то зависимости сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1) имеют следующий вид:

$$Z_1 = \frac{Z_2(D - 1 + BZ_3) + C + DZ_3}{1 - B(Z_2 + Z_3)} . \quad (43)$$

$$Z_2 = \frac{(D + BZ_1)Z_3 + C - Z_1}{1 - D - B(Z_1 + Z_3)} . \quad (44)$$

$$Z_3 = \frac{Z_1 - C - Z_2(D - 1 + BZ_1)}{D + B(Z_1 + Z_2)} . \quad (45)$$

В случае использования комплексного СЧ в виде Т-образного звена (рис. 3г) для реализации двухуровневого режима АФМ, удовлетворяющего взаимосвязям (19), справедливы следующие зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты:

$$Z_1 = Z_2(D-1) + C + DZ_3; Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (46)$$

где $A_2 = D-1$; $B_2 = C - D_0 + 2Z_3D$; $C_2 = DZ_3^2 - C_0 + Z_3(C - D_0)$.

$$Z_1 = Z_2(D-1) + C + DZ_3; Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (47)$$

где $A_3 = D$; $B_3 = C - D_0 + 2Z_2D$; $C_3 = (D-1)Z_2^2 - C_0 - Z_2(D_0 - C)$.

$$Z_2 = \frac{C - Z_1 + DZ_3}{1 - D}; Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (48)$$

где $A_3 = D$; $B_3 = C - D_0$; $C_3 = (D-1)C_0 + (Z_1 - C)(D_0 - Z_1)$.

Проверка условий возникновения колебаний в системе «MathCad» показала справедливость всех формул.

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки формул в системе «MathCad» было проведено математическое моделирование исследуемых радиоустройств отражательного типа с различными базисами СЧ (рис. 4-8). Анализ показывает, что использование формул (34) –(48) для определения параметров реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ однозначно обеспечивает реализацию заданных модулей $m=100$ и фаз $\varphi = 0^\circ$ коэффициента отражения на частоте $f = 900\text{MHz}$. Оптимизация параметров в полосе частот не проводилась. Необходимо отметить, что при резистивной нагрузке и использовании в составе СЧ резистивного базиса с помощью предложенного алгоритма синтеза невозможно обеспечение заданных характеристик. Поэтому в эквивалентной схеме, изображённой на рис. 5, использована комплексная нагрузка. Эквивалентная схема транзистора выполнена в виде перекрытого Т-образного звена, значения параметров которого определялись из условия совпадения входного сопротивления с входным сопротивлением реального транзистора типа BFQ17PH. Она выполнена на элементах $C_{33}, R_{10}, R_{13}, L_{33}, C_{34}, R_{11}, R_9, L_5$.

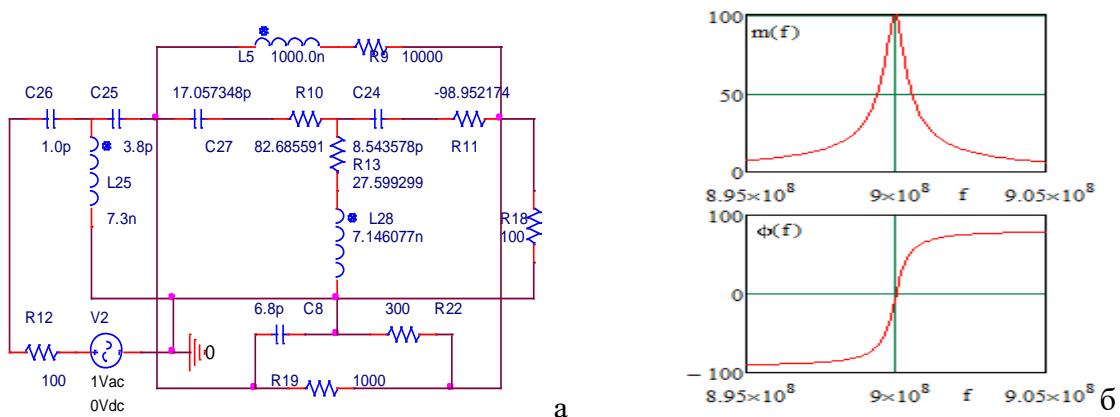


Рис. 4. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с реактивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которых получены в системе «MathCad».

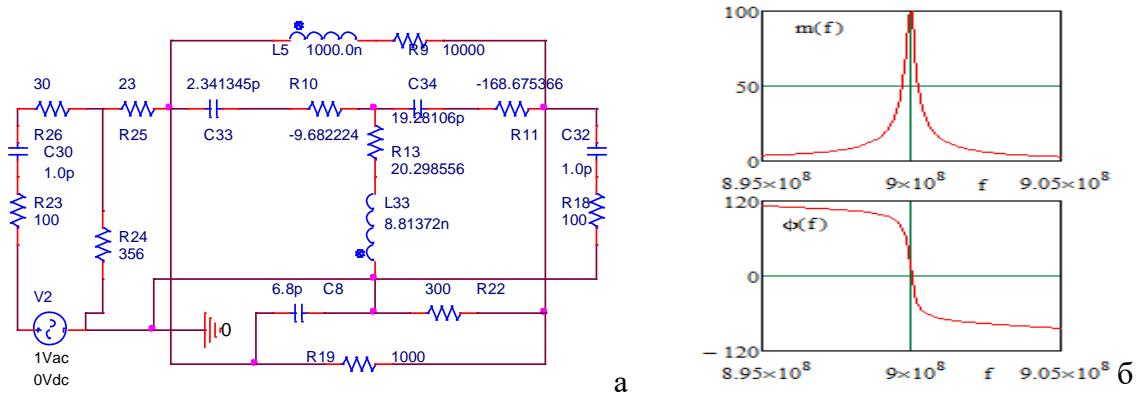


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с резистивным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

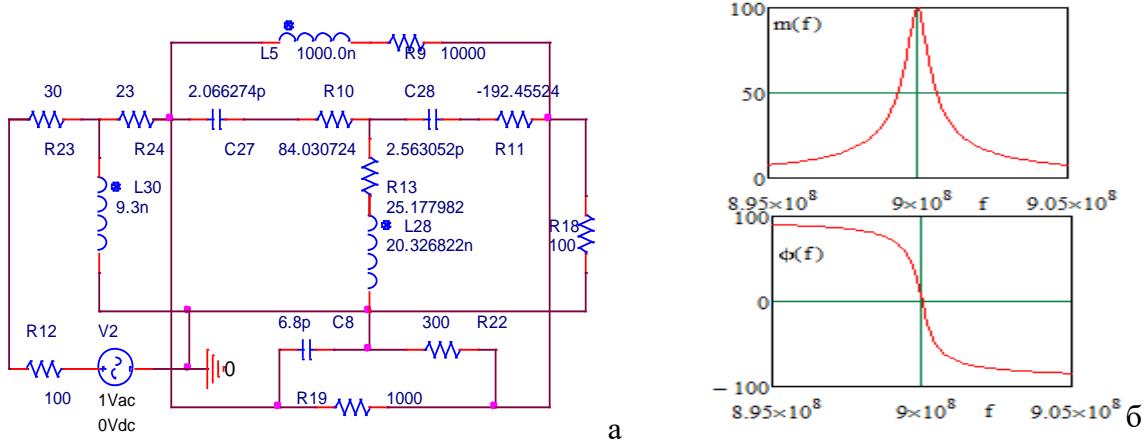


Рис. 6. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа со смешанным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

Цепь обратной связи выполнена на элементах C_8, R_{19}, R_{22} и соединена с нелинейным элементом по параллельной по напряжению схеме. Для АФМ был реализован режим π -манипуляции фазы отражённого сигнала (отношение модулей $m = m_1 / m_2 = 1$ и разность фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 180^\circ$).

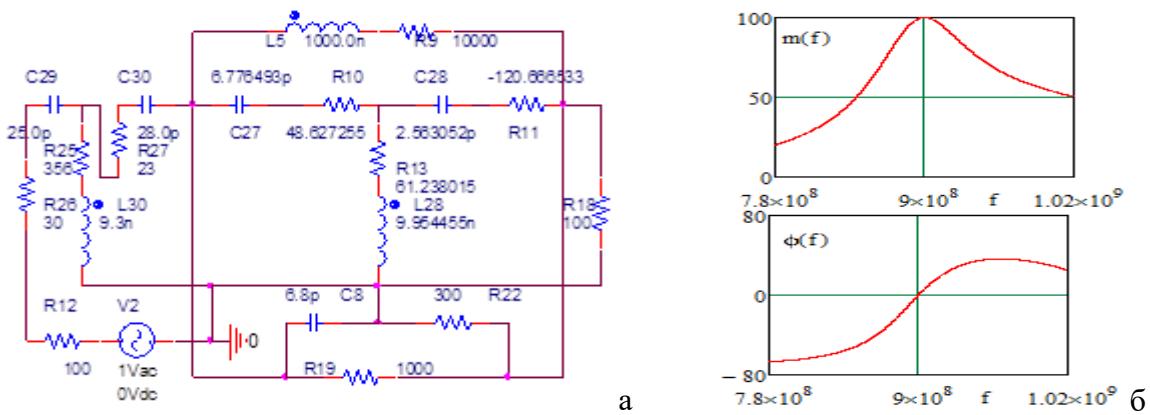


Рис. 7. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя отражательного типа с комплексным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

При уменьшении сопротивлений источника сигнала и нагрузки в N раз и одновременном увеличении каскадов типа СЧ-НЧ в N раз частотные характеристики

(АЧХ и ФЧХ) не изменялись, что подтверждает сделанный выше вывод относительно условий эквивалентности однокаскадных и многокаскадных радиоустройств отражательного типа с одинаковыми каскадами.

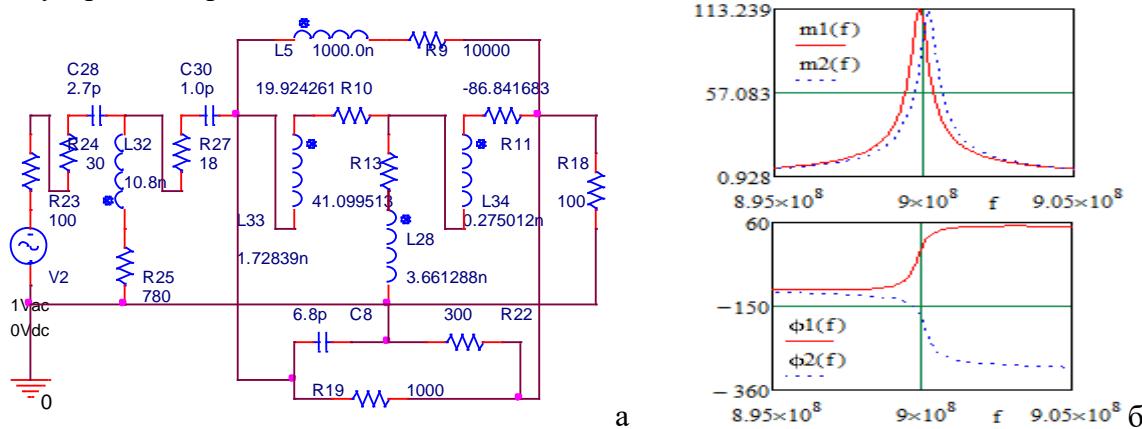


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного АФМ отражательного типа с комплексным СЧ (а), частотные характеристики (б) которого получены в системе «MathCad».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных, резистивных, смешанных и комплексных СЧ(34) - (48) могут быть использованы для технического проектирования демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, усилителей и модуляторов амплитуды и фазы отражательного типа с одинаковыми каскадами. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путём включения произвольного количества каскадов типа СЧ-НЧ значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники, например, задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования [12]. Принципы, построения автогенераторов по многокаскадной схеме возможно найдут применение в метрологии для реализации частотного способа измерения электрических и неэлектрических величин [12]. При этом требуется использование математической модели элемента, чувствительного к изменению измеряемой величины. В качестве такой модели может быть использована цепь обратной связи, охватывающая нелинейный элемент, а условия возникновения колебаний обеспечивает СЧ.

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. // Журнал, 2021, т. 24(3),- с.46-55.
- Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. // Журнал 2021. т. 24(3),- с.63-70.
- Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть - комплексный четырёхполюсник».

Физика волновых процессов и радиотехнические системы. // Журнал 2023. Т26, №3,- с.40-51.

4. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырёхполюсник- нелинейная часть». Физика волновых процессов и радиотехнические системы. // Журнал 2023.Т26, №3, с.20-31.
5. Головков А.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «резистивный четырёхполюсник нелинейная часть» Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т6, 2022. С.1-8..
6. Головков А.А. Алгоритмы параметрического синтеза амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «четырёхполюсник нелинейная часть»Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т6, 2022.-С.9-16..
7. Головков А.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с заданным количеством одинаковых каскадов типа «смешанный четырёхполюсник нелинейная часть» Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж. Т6, 2022.- С.137-146.
8. Головков А.А., Волобуев А. Г. Алгоритмы синтеза и анализа активных плоскослоистых сред отражательного и смешанного типов. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. // Журнал 2003, т. 6(2),- с.39-43.
9. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсоглиссадной системы. Физика волновых процессов и радиотехнические сигналы. // Журнал. 2022. т. 25(1),- с.27-35.
10. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. - 588 с.
11. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974.- 376 с.
12. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021, vol. 24 (3).-Pp.46-55.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V.parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2021, vol. 24 (3). - Pp.63-70.
3. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «a nonlinear part - the complex two-port network». Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023. - Pp.40-51.
4. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network - a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering systems. vol.26, №3, 2023. - Pp.20-31.
5. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the resistive two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, vol.6, 2022. - Pp.1-8.

6. Golovkov A.A. Algorithm of parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, vol.6, 2022.-Pp.9-16.
7. Golovkov A.A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with the set quantity of identical cascades of type «the mixed two-port network-nonlinear a part» Collection of reports of 28th International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh. vol.6, 2022. - Pp.137-146.
8. Golovkov A.A., Volobuyev A.G. Synthesis algorithms and the analysis of active
9. plainly-layered environments of the reflective and mixed types. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2003, т. 6 (2).-Pp.39-43.
10. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Principles of construction and the basic characteristics perspective kursoglissadnoj systems. Physics of wave processes and radio engineering signals. 2022. vol. 25 (1). - Pp. 27-35.
11. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: ВУНЦ the Air Forces «BBA», 2018. -588 p.
12. Polak E. Chislennye optimisation methods. M: the World, 1974.- 376 p.
13. The Directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. - M: Energy, 1970. - vol. 3. - 413 p.

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПУТЕМ МИНИМИЗАЦИИ ПУСТОТ В ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

С. А. Проценко¹, А. В. Турецкий¹, Е. В. Турецкая¹

¹Воронежский государственный технический университет (ФГБОУ ВО ВГТУ),
Воронеж, Россия

Аннотация. Предложены два новых подхода к уменьшению образования пустот в паяных соединениях. Первый подход заключается в изменении шероховатости паяльной маски, влияющей на распределение флюса вокруг контактной площадки. Второй подход заключается в нанесении того же объема паяльной пасты на контактные площадки с использованием модифицированного, более толстого трафарета с меньшими отверстиями. Показано, что более активные флюсы вызывают меньшее количество пустот с точки зрения средней общей площади, покрывающих контактную площадку. Анализ образцов, приготовленных с использованием модифицированных трафаретов, показал значительно меньшую долю пустот, чем при использовании стандартного трафарета. Кроме того, показано, что выбор типа паяльной маски существенно влияет на образование пустот в паяных соединениях.

Ключевые слова: надежность радиоэлектронных средств, монтаж электронных компонентов, пустоты в паяных соединениях, флюс.

INCREASING THE RELIABILITY OF RADIO ELECTRONICS BY MINIMIZING VOIDS IN SOLDER JOINTS ON THE PRINTED BOARD

S. A. Protsenko¹, A. V. Turetsky¹, E. V. Turetskaya¹

¹Voronezh State Technical University (FSBEI HE VSTU), Voronezh, Russia

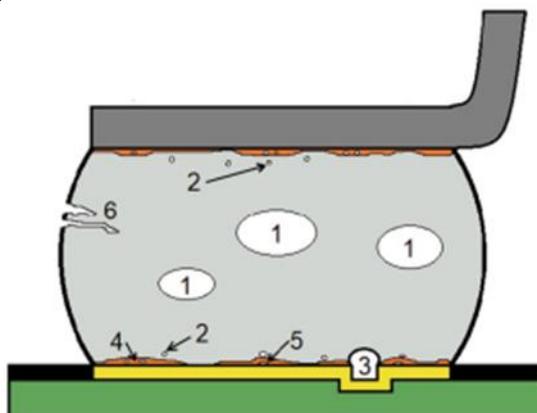
Abstract. Two new approaches have been proposed to reduce void formation in solder joints. The first approach is to change the roughness of the solder mask, which affects the flux distribution around the pad. The second approach is to apply the same volume of solder paste to the pads using a modified, thicker stencil with smaller holes. More active fluxes have been shown to produce fewer voids in terms of average total area covering the pad. Analysis of samples prepared using modified stencils showed a significantly lower proportion of voids than when using a standard stencil. In addition, it has been shown that the choice of solder mask type has a significant impact on the formation of voids in solder joints.

Keywords: reliability of radio-electronic equipment, installation of electronic components, voids in solder joints, flux.

1. ВВЕДЕНИЕ

Паяные соединения выполняют несколько функций: электрическая коммутация компонентов, механическая фиксация их на печатной плате и теплоотвод. Одним из серьезных дефектов паяных соединений является образование пустот (пустоты, образующиеся внутри соединений). Они оказывают негативное влияние на все типы соединений, упомянутые выше, и, таким образом, способствуют снижению надежности. Исследование [1] показывает, что пустоты в паяных соединениях существенно влияют на снижение механической прочности соединения. То же самое относится и к теплопроводящим свойствам [2].

Пустоты можно разделить на несколько групп. К ним относятся микропустоты, макропустоты (внутренние полости), дырчатые пустоты, усадочные пустоты, пустоты Киркендалла и пустоты в микропереходах. Расположение и форма указанных видов пустот показаны на рисунке 1.



1- макропустоты; 2- микропустоты; 3 -пустоты в микропереходах; 4- пустоты Киркендалла; 5- дырчатые пустоты; 6- усадочные пустоты

Рис. 1 Расположение различных типов пустот в паяном соединении

Однозначного мнения о допустимых размерах макропустот нет. Пустоты диаметром менее 50 мкм называют микропустотами [3].

Макропустоты возникают в результате технологического процесса пайки. Типичный процесс технологии поверхностного монтажа начинается с трафаретной печати, когда паяльная паста наносится на контактные площадки на печатной плате. Процесс печати имеет множество переменных параметров, таких как условия окружающей среды, форма и размеры апертуры отверстий трафарета, текучесть паяльной пасты [4]. Из-за множества влияющих факторов процесс образования пустот не до конца изучен. В частности, замечено, что недостаточное качество паяльных паст, их грубое раскатывание и заполнение отверстий трафарета могут стать причиной поглощения пузырьков воздуха. Это может привести к плохому осаждению паяльной пасты на ПП и дальнейшему образованию пустот при пайке оплавлением [5].

После процесса нанесения паяльной пасты через трафарет следует установка компонентов с помощью автоматической машины. Компоненты вдавливаются в паяльную пасту с усилием, предварительно заданным монтажной головкой. Неправильно установленная сила прижима может привести к изменению формы ранее нанесенной паяльной пасты и, как следствие, к увеличению количества воздушных пузырьков внутри паяльной пасты [6].

После этого печатная плата с установленными компонентами поступает в конвекционную печь, где происходит оплавление паяльной пасты. Многие исследования показали, что образование пустот сильно зависит от параметров пайки, включая зону предварительного нагрева, пиковую температуру и время выдержки [6]. Направление теплового потока и охлаждение также может оказывать влияние на свойства и структуру получаемых паяных соединений и образование пустот, что было подтверждено в работах [4-6].

Появление пустот вызвано газовыделением флюса и других газов, которые не могут выйти из паяного соединения при оплавлении. Испарение реологических добавок и растворителей из паяльной пасты в процессе нагрева также являются источником газовыделения [6].

Еще одним источником образования пустот во время оплавления припоя может быть реакция флюса с металлизацией паяемой детали или с оксидами,

присутствующими на поверхностях контактных площадок или в паяльной пасте. Влияние финишного покрытия ПП на образование пустот было изучено в [5]. В частности выявлено, что финишное покрытие типа ОЗП (органическое защитное покрытие) способствовало образованию пустот в большей степени, чем ENIG (Ni/Au).

В эксперименте использовались паяльные пасты с флюсами на основе канифоли. Стандарт IPC-610 устанавливает критерий приемлемости для пустот: менее 25 % площади на рентгеновском изображении. Паяные соединения являются допустимыми, если размер и количество пустот находятся на низком уровне, что устраняет потенциальный риск плохого проводящего контакта.

2. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Цель работы заключается в разработке технологических методов уменьшения пустот в паяных соединениях компонентов на ПП. Предлагается два новых подхода по уменьшению образования пустот в паяных соединениях. Первый подход основан на идеи уменьшения количества флюса, присущего в паяном соединении во время фазы жидкого и твердого состояния. Для этого необходим более высокий уровень вывода флюса в окружающую поверхность паяльной площадки, что может быть достигнуто путем изменения равновесия поверхностного натяжения между жидким флюсом, окружающим воздухом и поверхностью паяльной маски. Смачивание и растекание паяльной пасты по контактной площадке в значительной степени зависит от свойств жидкости и поверхности ПП, на которую сильно влияет шероховатость паяльной маски. В [5] исследовано влияние шероховатости паяльной маски на растекание флюса, которое показало, что при более шероховатой паяльной маске флюс лучше смачивает окружающую поверхность вокруг контактной площадки, а площадь растекания больше. Это может привести к уменьшению количества флюса в объеме жидкого сплава и, таким образом, снизить вероятность попадания флюса внутрь соединения.

Второй подход заключался в изменении конструкции стального трафарета для нанесения паяльной пасты. Вместо одного отверстия размером с контактную площадку, модифицированный трафарет содержал два или четыре отверстия меньшего размера. С точки зрения сохранения того же объема осажденной пасты, что и для обычного трафарета, модифицированный трафарет сделан толще. Такая конструкция должна вызвать более высокую активность растекания и перемещения паяльной пасты по контактной площадке во время процесса расплавления, что способствует вытеснению большего количества пузырьков газа из припоя. Кроме того, такая конструкция создает воздушные зазоры и каналы, через которые частицы газообразного флюса более эффективно удаляются из паяного соединения.

Для оценки паяемости металлов применяются методы, связанные с определением площади или высоты растекшегося припоя по паяемой поверхности. Коэффициент растекания припоя K_P в первом случае определяется как:

$$K_P = \frac{S_P}{S_0},$$

где S_P и S_0 - соответственно площади растекшегося припоя и его исходной дозы.

Во втором случае K_P может быть определен с помощью отношения:

$$K_P = \frac{D_K - H_K}{D_K}$$

где D_K - диаметр капли припоя; H_K - высота капли растекшегося припоя.

Величина D_K определяется из предположения отсутствия влияния силы тяжести исходной дозы припоя:

$$D_K = \sqrt{\frac{6 \cdot m}{\pi \cdot \rho}},$$

где m - масса дозы припоя; ρ - плотность припоя в расплавленном состоянии.

Значения коэффициентов растекания припоя, определенные по приведенным выражениям, оказываются различными, поскольку в первом случае:

$$S_P > S_0 \text{ и } K_P > 1,$$

а во втором случае:

$$H_K < D_K \text{ и } K_P < 1$$

Для проведения эксперимента была разработана специальная печатная плата размером 46 мм × 33 мм. Всего было изготовлено и проанализировано 90 плат, по пять плат для каждой комбинации типа трафарета, паяльной маски и паяльной пасты.

Печатные платы содержали контактные площадки для 20 резисторов типоразмера 2010. Они разделены на три группы: одна без паяльной маски и две с паяльными масками, различающимися шероховатостью. Одна из них была матовой, а другая глянцевая. Для обеспечения одинаковой дозы паяльной пасты разработаны несколько трафаретов с тремя различными конструкциями отверстий одинакового объема (рисунок 2).

Трафарет с первым рисунком (трафарет 1) имеет толщину 0,1 мм, а два других (трафареты 2 и 3) имеют толщину 0,2 мм. Это обеспечило нанесение одинакового объема паяльной пасты.

Использовались две паяльные пасты с одинаковым составом припойного сплава, отличающиеся по активности флюса. Флюс ROL1 обладает более высокой химической активностью в отношении восстановления оксидов, чем ROL0. Полные параметры паяльных паст, использованных в эксперименте, приведены в таблице 1, где паяльная паста с флюсом ROL1 обозначена как паста А, а паяльная паста с флюсом ROL0 - как паста Б.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Результаты проведенных экспериментов представлены на следующих рисунках. Вначале проведена оценка площади распространения флюса вокруг паяльных площадок (рисунок 3).

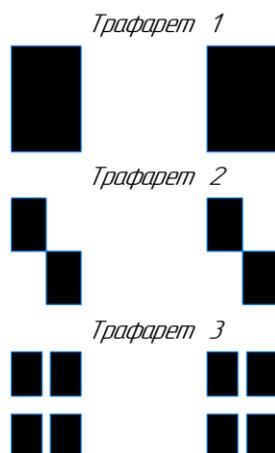


Рис. 2 Тип использованных трафаретов

Таблица 1. Параметры используемых паяльных паст

	Паста А	Паста Б
Производитель	AIM	AIM
Тип	Бессвинцовая	Бессвинцовая
Обозначение	M8	NC254
Композиция	Sn96.5Ag3Cu0.5 (SAC305)	Sn96.5Ag3Cu0.5 (SAC305)
Содержание флюса (мас.%)	11.50%	11.50%
Тип флюса	Натуральная смола - ROL1	Натуральная смола – ROL0
Галогениды	Br: 0.24%, Cl: 0.0%	Нет
Температура плавления	230–245 °C	230–245 °C
Вязкость	500–1000 Kcps	300–900 Kcps
Размер частиц	25-45 мкм	25-45 мкм

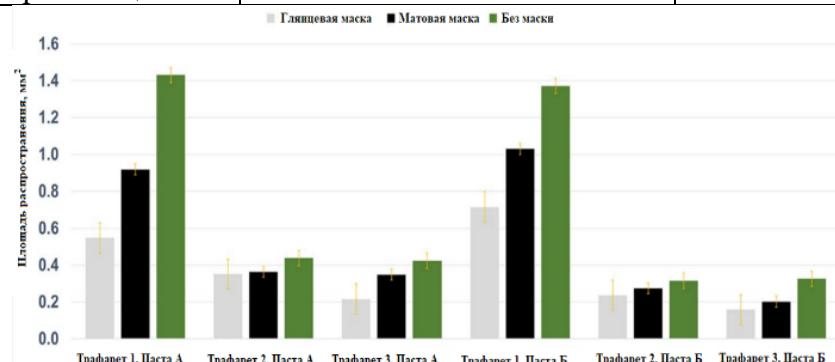


Рис. 3 Область растекания флюса для припоя вокруг контактной площадки

Что касается первого представленного подхода к уменьшению пустот - изменения шероховатости поверхности печатной платы выяснено, что большая площадь распространения припоя должна указывать на меньший уровень пустот внутри соединения.

В таблице 2 представлены дополнительные измерения шероховатости поверхности испытанных вариантов печатных плат.

Таблица 2. Измерение шероховатости используемых паяльных масок

Маска для пайки	R _a (мкм)	R _{LO} (%)	R _Z
Без маски	1,18±0,03	141±12	7,21±0,05
Матовая	1,62±0,04	68±7	1,49±0,05
Глянец	0,18±0,02	21±2	0,73±0,03

Затем были проведены рентгеновская съемка и анализ изображений. Анализ ряда макровыступов в паяных соединениях проведен с целью определения их соотношения в паяном соединении и взаимосвязи между общей площадью пустот и площадью макровыступов, а также их влияния на общую площадь пустот. Общие результаты средней площади макропористости в паяных соединениях в испытанных образцах в процентах от площади паяного соединения показаны на рисунке 4.

Микропустоты составляют лишь минимальную часть пустот, и их количество практически одинаково (в абсолютных цифрах) для всех исследованных образцов. Эти пустоты являются результатом межфазных реакций на границе раздела подложка - припой. Поэтому они были исключены из итоговой оценки и графиков, так как исследование было сосредоточено в основном на пустотах, связанных с технологическим процессом (макропустотах).

Все данные были статистически обработаны с помощью t- критерия Стьюдента со стандартным уровнем значимости $\alpha=0,05$.

Когда были проанализированы все данные, стало очевидно, что макропустоты (диаметром более 100 мкм) вносят значительный вклад в образование пустот. Это соотношение было практически одинаковым для всех образцов. Таким образом, можно сделать вывод, что все испытанные входные факторы в первую очередь влияли на количество макропустот.

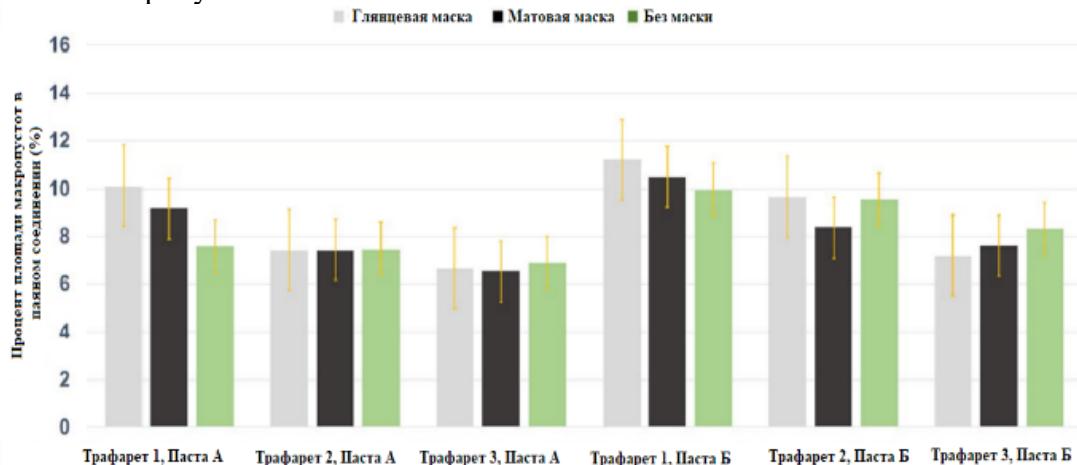


Рис. 4. Общие результаты определения средней площади макропустот в процентах от площади паяного соединения

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследовано влияние различных типов флюсов (активности ROL0 и ROL1), вида паяльных масок ПП (без паяльной маски или с паяльной маской различной шероховатости) и конструкции трафарета (обеспечение одинакового объема осаждающей пасты на паяльных площадках, но варьирование площади осажденной пасты) на образование пустот. Результаты показывают, что на образование пустот в значительной степени повлияла модификация трафарета для печати паяльной пасты. При использовании модифицированного трафарета с меньшими отверстиями процесс смачивания непокрытых участков обеспечивал лучшее газовыделение и привел к уменьшению общей площади пустот. Из рассмотренных подходов более предпочтительной является, модификация трафарета, заключающаяся в уменьшении размера апертур и увеличении толщины.

На основании результатов можно сделать вывод, что наиболее предпочтительным сочетанием типа флюса, конфигурации трафарета и типа паяльной маски является более активный флюс (ROL1) вместе с трафаретом, содержащим отверстия, разделенные на четыре меньших отверстия, и плата без паяльной маски. В случае не модифицированного трафарета предпочтительным вариантом является использование флюса ROL1 и печатная плата с шероховатой поверхностью (без паяльной маски или матовая). Эти комбинации значительно снижают образование пустот в паяных соединениях.

Подходы, представленные в данной работе, оказывают сопоставимое влияние на образование пустот в паяных соединениях, как и температура или размер частиц в паяльной пасте [1, 3, 6]. Тем не менее, представленные подходы просты в реализации и не требуют дополнительных затрат по сравнению с другими упомянутыми решениями, где часто необходимо изменять параметры процесса пайки или состав паяльной пасты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Steiner F, Wirth V, Hirman M (2019, 2019) Relationship of soldering profile, voids formation and strength of soldered joints. In: 2019 42nd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Wroclaw, 2019.- pp 1–6.
2. Zhu N (1999) Thermal impact of solder voids in the electronic packaging of power devices. In: Fifteenth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (Cat. No.99CH36306), vol 1999, San Diego, CA, 1999- pp 22–29.
3. Ling-Ying H, Yun-Tsung L, Hsun-Fa L (2022) Minimize bottom termination component voids by board assembly process & design optimization. In: 17th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), vol 2022, Taipei,2022.- pp 1–6.
4. Sweatman, K. Nishimura, T. Sugimoto, K. & Kita A. (2016). Controlling voiding mechanisms in the reflow soldering process. Proceedings of IPC APEX Expo, pp 1-11.
5. Otáhal A, Somer J, Szendiuch I (2017) Influence of heating direction on BGA solder balls structure. In: 2017 21st European Microelectronics and Packaging Conference (EMPC) & Exhibition, Warsaw, 2017. -pp 1–4.
6. Yunus M, Primavera A, Srihari K, Pitarresi JM (2000) Efect of voids on the reliability of BGA/CSP solder joints. In: Twenty Sixth IEEE/CPMT International Electronics Manufacturing Technology Symposium (Cat. No.00CH37146), vol 2000, Santa Clara, CA, 2000-pp 207–213.

REFERENCES

7. Steiner F, Wirth V, Hirman M (2019, 2019) Relationship of soldering profile, voids formation and strength of soldered joints. In: 2019 42nd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Wroclaw, 2019.- pp 1–6.
8. Zhu N (1999) Thermal impact of solder voids in the electronic packaging of power devices. In: Fifteenth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (Cat. No.99CH36306), vol 1999, San Diego, CA, 1999- pp 22–29.
9. Ling-Ying H, Yun-Tsung L, Hsun-Fa L (2022) Minimize bottom termination component voids by board assembly process & design optimization. In: 17th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), vol 2022, Taipei,2022.- pp 1–6.
10. Sweatman, K. Nishimura, T. Sugimoto, K. & Kita A. (2016). Controlling voiding mechanisms in the reflow soldering process. Proceedings of IPC APEX Expo, pp 1-11.
11. Otáhal A, Somer J, Szendiuch I (2017) Influence of heating direction on BGA solder balls structure. In: 2017 21st European Microelectronics and Packaging Conference (EMPC) & Exhibition, Warsaw, 2017. -pp 1–4.
12. Yunus M, Primavera A, Srihari K, Pitarresi JM (2000) Efect of voids on the reliability of BGA/CSP solder joints. In: Twenty Sixth IEEE/CPMT International Electronics Manufacturing Technology Symposium (Cat. No.00CH37146), vol 2000, Santa Clara, CA, 2000-pp 207–213.

ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РАДИОАКТИВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ

М. А. Банкетов¹, И. А. Сафонов^{1,2}

¹Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО «Концерн «Созвездие»),
г. Воронеж, Российская Федерация

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ),
г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассмотрены существующие и перспективные источники питания. Предложен подход к повышению времени работы системы электропитания для устройств в автономном режиме. Проведено сравнение времени автономной работы различных архитектур и гибридной.

Ключевые слова: интернет вещей; накопитель электроэнергии, аккумулятор; система электропитания; автономный; энергоэффективный.

AN APPROACH TO INCREASING THE BATTERY LIFE OF SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEXES BASED ON A HYBRID POWER SUPPLY SYSTEM WITH RADIOACTIVE POWER SOURCES

M. A. Banketov¹, I. A. Safonov^{1,2}

¹JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the existing and promising power sources. As a solution to the problem, it was proposed option to increase the operating time of the power supply system for devices in offline mode. A comparative analysis of the battery life of various architectures with hybrid is carried out.

Keywords: Internet of Things; electric power storage, battery; power supply system; autonomous; energy efficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день перспективным направлением развития программно-аппаратных комплексов (ПАК) в таких областях, как IoT и кибер-физические системы, является повышение времени их автономной работы. Одной из актуальных проблем создания автономных устройств является обеспечение электропитания, а также неэффективное использование их ресурсов [1].

Традиционным методом обеспечения электропитания автономных устройств является применение аккумуляторных батарей. Срок жизни аккумуляторной батареи (АКБ) определяется количеством циклов заряда-разряда и сроком хранения при консервации. Срок хранения АКБ зависит от условий хранения. Но даже при соблюдении правил консервации и периодической профилактической зарядке, емкость АКБ со временем падает. Например, литиевые батареи «стареют» примерно на десять процентов емкости в год [2].

Альтернативой для существующих источников питания могут стать перспективные отечественные и зарубежные разработки в данной области. Например, в России ведутся работы по исследованию возможности создания радиоактивных

источников питания (РАИП) [3], но к сожалению разработанные образцы обладают слишком слабым током для обеспечения автономной работы ПАК.

Целью настоящей статьи является анализ существующих источников электропитания и оценка возможности применения перспективных в архитектуре систем электропитания автономных устройств и предложение путей повышения их времени автономной работы.

2. ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМАТИКИ И ПОДХОДА К РЕШЕНИЮ

Тормозящим развитие концепции автономных ПАК фактором являются используемые микросхемы, 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). 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 [1].

В настоящее время из химических источников тока широкое применение получили гальванические, к которым относят батареи одноразового применения, используемые в КА и рассчитанные на небольшой срок службы, а также АКБ, предназначенные для продолжительного электропитания модулей и заряжаемые от фотопреобразователей. В сравнении с современными гальваническими источниками тока, суперконденсаторы имеют широкий диапазон рабочих температур, способны накапливать электроэнергию малыми и большими токами без использования контроллера заряда, отдавать большую мощность в полезную нагрузку за короткий промежуток времени. Однако, из-за малой емкости и большого тока утечки, суперконденсаторы не применяют для долговременного хранения электроэнергии. Схемотехнически объединяя разные емкостные источники, представляется возможным использовать несколько преимуществ от каждого из видов. [4].

Комбинированные системы накопления электроэнергии находят широкое применение в составе возобновляемых источников в промышленности, транспортной инфраструктуре, космической технике и других отраслях. Обусловлена подобная тенденция их более высокой надежностью и эффективностью, нежели чем у блоков питания из однотипных элементов, что, в частности, можно наблюдать на примере устройств космического назначения [4].

3. ПРЕДЛОЖЕННОЕ РЕШЕНИЕ И СРАВНЕНИЕ С СУЩЕСТВУЮЩИМИ АНАЛОГАМИ

В [1] был проведен анализ существующих архитектур и актуальных проблем, были предложены пути повышения их энергоэффективности, проведено сравнение вариантов разработки автономных блоков и предложен наиболее эффективный алгоритм работы.

В [1] были рассмотрены три варианта архитектуры автономного IoT устройства с модулем связи и датчиками:

- «классическая» архитектура (V1), алгоритм которого предполагает постоянную работу контроллера и модуля связи;
- вариант архитектуры (V2), отличающийся тем, что для наиболее эффективного использования аккумулятора предлагается отключать модуль беспроводной связи от источника питания до наступления события (срабатывания одного из датчиков);

- архитектура (V3), дополненная микроконтроллером с низким энергопотреблением и оптимизированным алгоритмом работы.

Результат анализа энергопотребления этих архитектур представлен на рис. 2. Однако, рассмотренные архитектуры не исчерпывают пути повышения времени автономной работы ПАК. В дополнение к предложенному решению предлагается применить гибридную схему электропитания на основе РАИП (рис. 1).

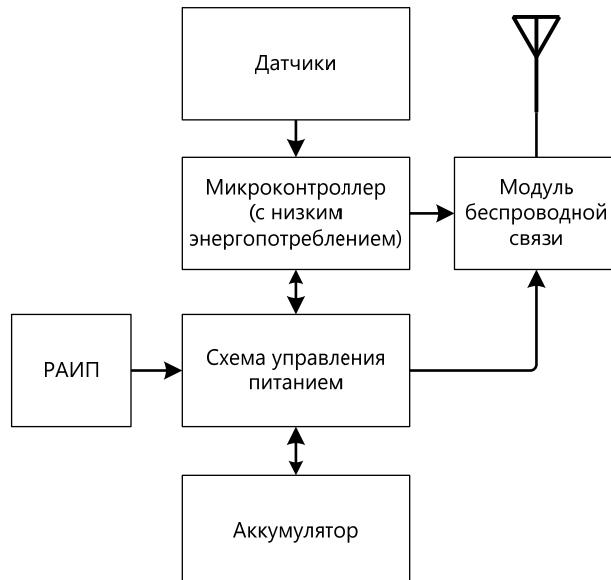


Рис. 1. Гибридная схема электропитания на основе РАИП.

Проведем сравнительный анализ времени энергопотребления ПАК различных архитектур с гибридной на РАИП, данные расчетов длительности работы указанных архитектур при подключении к РАИП с током 0,1 мА (например, батарейка ВВ100 от китайской компании Betavolt) представлены на рис. 3.

Время автономной работы ПАК (в часах) можно выразить следующей формулой:

$$T = C_{АКБ} / (I_{\text{саморазряда АКБ}} + I_{\text{ПАК}} - I_{\text{РАИП}}), \quad (1)$$

где

$C_{АКБ}$	– емкость АКБ (А·ч),
$I_{\text{саморазряда АКБ}}$	– ток саморазряда АКБ (А),
$I_{\text{ПАК}}$	– ток, потребляемый ПАК (А),
$I_{\text{РАИП}}$	– ток, вырабатываемый РАИП (А).

Очевидно, что время автономной работы ПАК будет увеличиваться с увеличением тока РАИП.

Расчет показывает, что несмотря на то, что решение v1 незначительно уступает решению v1 с гибридной системой электропитания (менее 0,5 месяца), решения v3 и v2 показывают рост времени автономной работы на 4 и 6 месяцев соответственно. Исходя из этого можно сделать вывод, что использование гибридной системы электропитания на основе РАИП позволило повысить срок автономной работы представленных архитектур v1, v3 и v2 на 8, 15 и 20% соответственно.

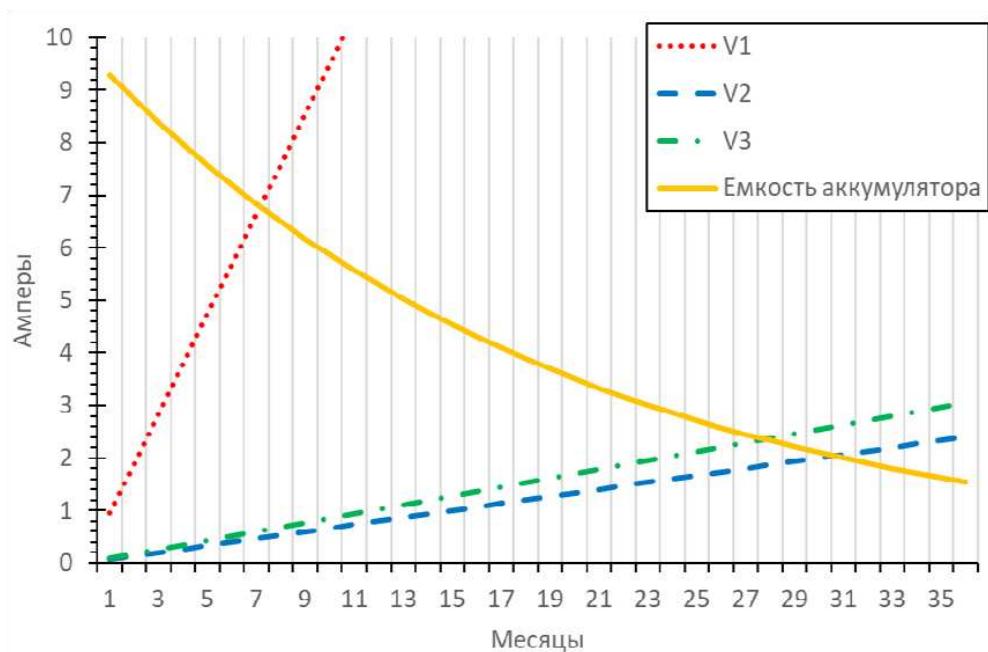


Рис. 2. Данные экспериментальных расчетов до применения гибридной схемы электропитания [1]

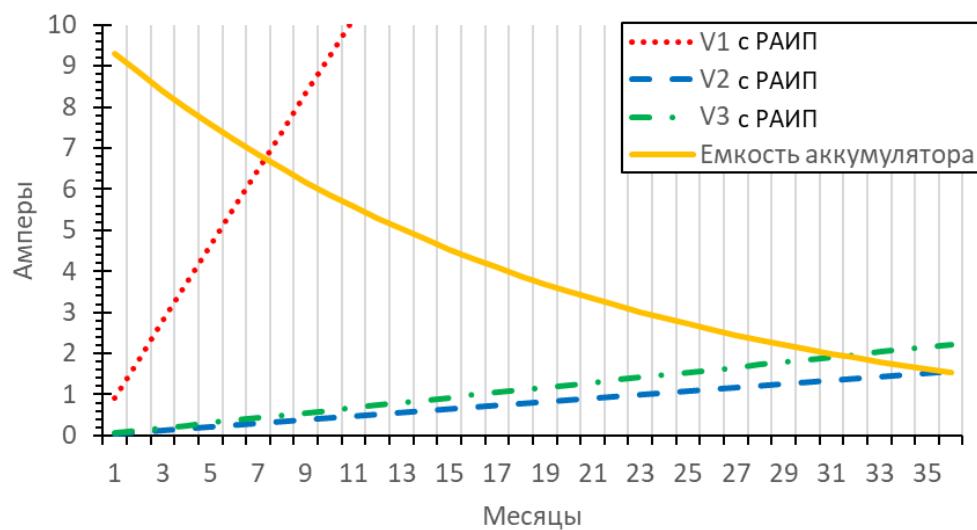


Рис. 3. Данные экспериментальных расчетов с гибридной схемой электропитания

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом на основе проведенного анализа существующих и перспективных источников питания и актуальных проблем был представлен вариант повышения времени работы системы электропитания для устройств в автономном режиме с целью повышения их времени автономной работы, проведен сравнительный анализ времени автономной работы различных архитектур с гибридной. В результате выявлено, что оптимальным решением будет использование комбинированной системы электропитания.

Несмотря на дороговизну РАИП авторы надеются на дальнейшее удешевление данной технологии и верят в перспективность применения предложенного в статье подхода к созданию автономных ПАК, таких как IoT или кибер-физические системы.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают глубокую благодарность оргкомитету международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», которые на протяжении последних 30 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. Толстых Н.Н.

ЛИТЕРАТУРА

1. Энергоэффективная архитектура автономного программно-аппаратного комплекса мониторинга инфраструктуры умного города на основе развернутых беспроводных сетей / М. А. Банкетов, И. А. Сафонов// Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции. С. 211-216. 2023 г. EDN FCAZVW
2. Аккумуляторные батареи носимых электронных устройств / Ситников А. В., Масленникова С.И./ Radioengineering. 2017. № 05. С. 52-72.
DOI: 10.24108/rdeng.0517.0000113
3. Микромощные источники питания на службе микроробототехники / В. Г. Сидоров, Т. В. Ткачева, М. А. Шкловец, А. В. Ушаков. Решетневские чтения. 2016 С. 292-294.
4. Перспективы применения комбинированного накопителя электроэнергии космического применения / А. И. Тишков, Ю. В. Коноплев, А. А. Юев и др. // Сибирский аэрокосмический журнал. 2022. Т. 23, № 1. С. 105-115.
DOI: 10.31772/2712-8970-2022-23-1-105-115.

REFERENCES

1. Energy efficient autonomous software and hardware complex for monitoring smart city infrastructure on the basis of deployed wireless networks / M. A. Banketov, I. A. Safonov // RLNC*2023, pp. 211-216. EDN FCAZVW
2. Rechargeable batteries of wearable electronic devices / Sitnikov A.V., Maslennikova S.I. // Radio engineering. 2017. No. 05. pp. 52-72. DOI: 10.24108/rdeng.0517.0000113
3. MICRO-POWERFUL POWER SUPPLIES IN THE SERVICE OF MICRO-ROBOTICS / V. G. Sidorov, T. V. Tkacheva, M. A. Shklovets, A.V. Ushakov. Reshetnev readings. 2016 pp. 292-294.
4. Prospects for the use of a combined electric power storage device for space applications / A. I. Tishkov, Yu. V. Konoplev, A. A. Yuev, etc. // Siberian Aerospace Journal. 2022. Vol. 23, No. 1. pp. 105-115. Doi: 10.31772/2712-8970-2022-23-1-105-115.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

Д. Н. Рахманин¹, А. В. Гречишкін¹, И. А. Арзамасцев¹, А. А. Берлев¹, С. В. Перова^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

² Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлен автоматизированный измерительный комплекс, использующий дистанционное управление средствами измерения. Программа управления написана на языке Python. Обеспечивается измерение и визуализация передаточных характеристик тестируемого устройства, продуктов интермодуляции 3-го порядка. Реализованы два метода измерения точки пересечения интермодуляции 3-го порядка по выходу - двухсигнальный и односигнальный, а также расчет коэффициента усиления и точки компрессии.

Ключевые слова: автоматизация измерений, интермодуляционные искажения, однодецибеловая точка компрессии, точка пересечения интермодуляции 3-го порядка по выходу, усилители, нелинейные искажения, Python.

SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX FOR MEASURING THE MAIN CHARACTERISTICS OF AMPLIFIERS

D. N. Rakhmanin¹, A. V. Grechishkin¹, I. A. Arzamascev¹, A. A. Berlev¹, S. V. Perova^{1,2}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents an automated measuring complex that uses remote control of measuring instruments. The control program is written in Python; it provides measurement and visualization of the transfer characteristics of the device under test, 3rd order intermodulation products. Two methods are implemented for measuring the third-order intercept point - two-signal and single-signal, as well as calculating the gain and compression point.

Keywords: measurement automation, intermodulation distortion, one-dB compression point, 3rd order output intermodulation intercept point, amplifiers, nonlinear distortion, Python.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке и серийном производстве радиоприемных трактов очень важно измерять и контролировать на соответствие заданным различные характеристики (чувствительность, динамический диапазон по интермодуляции 3-го порядка, частотная зависимость коэффициента передачи и т.п.) этих устройств. Сильное влияние на данные характеристики оказывают такие нелинейные элементы, как усилители.

Измерения тестируемых устройств, проводимые вручную, в большинстве случаев достаточно трудоемки. Также не стоит исключать человеческий фактор при оценке адекватности и точности полученного результата, особенно при выполнении большого количества однотипных измерений. Возможность удаленного управления в современных средствах измерения позволяет автоматизировать проводимые ими сбор и анализ данных для быстрой обработки и визуализации интересующих характеристик. Автоматизация процесса измерений позволяет исключить указанные выше факторы и

реализовать обработку полученных данных и визуализацию интересующих характеристик.

В данной работе описывается программно-аппаратный комплекс для измерения основных характеристик усилителей [1], входящих в состав линейного тракта приема.

2. ОПИСАНИЕ КОМПЛЕКСА И ПРОГРАММЫ УПРАВЛЕНИЯ

Схема установки изображена на рисунке 1. На схеме приняты следующие условные обозначения: ПК - компьютер, с которого подаются команды на управляемые устройствами; SWITCH – сетевой коммутатор; ETH – сетевой Ethernet-кабель; G1 и G2 - генераторы сигналов Rohde&Schwarz SMB 100A; SPECTRUM ANALYZER - анализатор спектра Rohde&Schwarz FSW26; ATT – 10 дБ аттенюатор; СУММ – радиочастотный сумматор мощности; ФНЧ – фильтр нижних частот; DUT – тестируемое устройство (усилитель).

Управление установкой осуществляется с ПК через интерфейс локальной сети. Подключение приборов Rohde&Schwarz к локальной сети осуществляется с помощью сетевого Ethernet-кабеля и сетевого коммутатора. Прибору присваивается IP-адрес, и он может взаимодействовать с компьютером и другими узлами в одной сети. Передача данных на сетевом уровне осуществляется посредством протокола TCP/IP.

Для исключения влияния выходных сигналов генераторов G1 и G2 друг на друга на выходах генераторов включены аттенюаторы с ослаблением 10 дБ. Это нужно в том числе для того, чтобы система автоматического регулирования уровня выходного сигнала одного генератора не реагировала на выходной сигнал другого, так как это может повлиять на результат измерений. Затем на выходе радиочастотного сумматора СУММ устанавливается фильтр нижних частот ФНЧ для подавления гармоник частоты выходного сигнала генераторов, которые также могут повлиять на результат измерений [2].

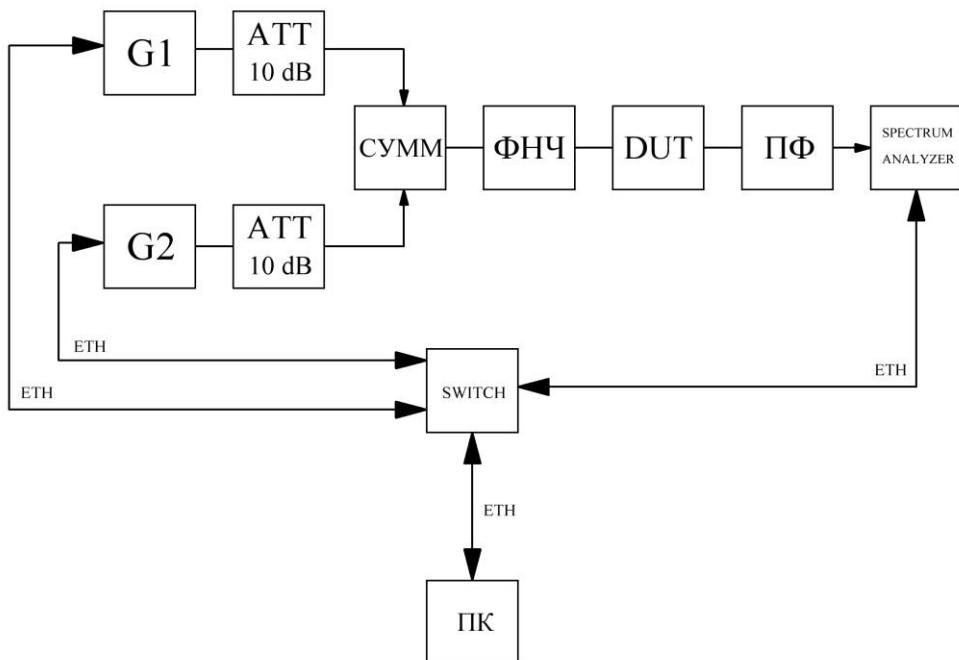


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки.

Управляющая программа написана на языке Python с использованием библиотек графического интерфейса PyQt5, NumPy [3] - для обработки данных и выполнения вычислений, Scikit-learn - для создания и обучения линейной регрессионной модели, которая используется для аппроксимации данных и предсказания значений, Matplotlib

[4] для визуализации данных в форме графиков, библиотеки коммуникации с инструментарием Rohde&Schwarz – RsInstrument [5], позволяющей использовать SCPI-команды для управления и основанной на pyvisa, которая в свою очередь является оберткой драйвера интерфейса VISA для Windows, что позволяет провести простое масштабирование программы управления под измерительные устройства других производителей. Графический интерфейс программы показан на рисунке 2.

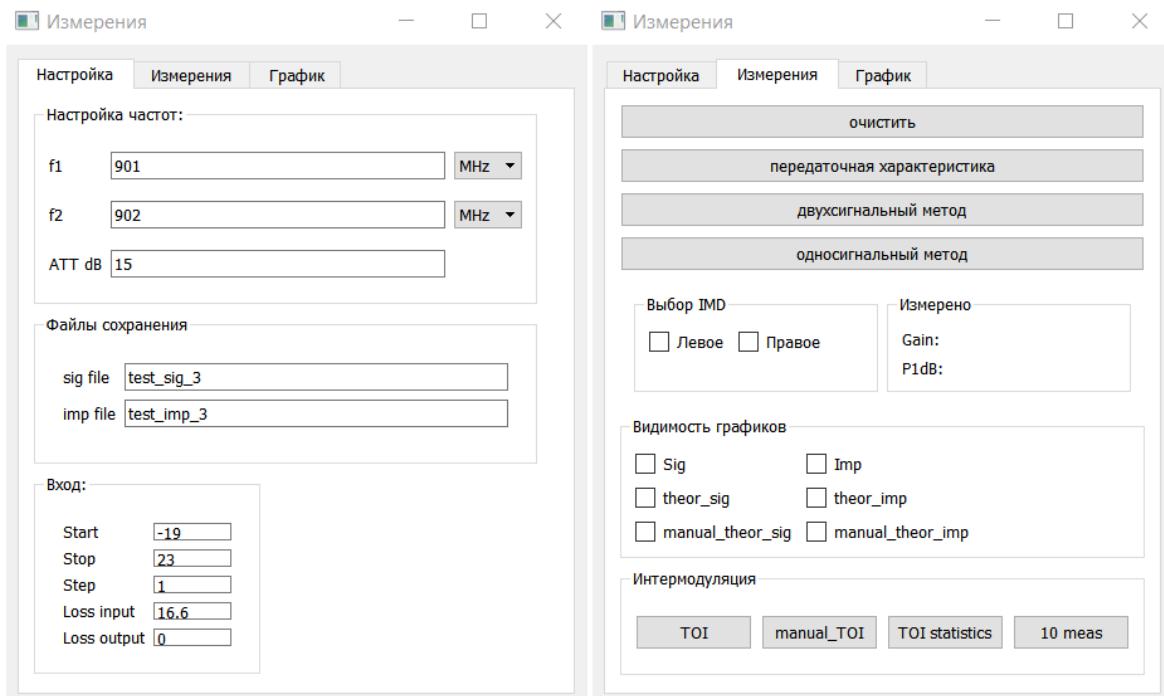


Рис. 2. Рабочее окно программы управления комплексом.

Для демонстрации функционала программно-аппаратного комплекса в качестве DUT был использован РЧ-усилитель SPF5043Z производства фирмы Qorvo.

Через графический интерфейс задается диапазон и шаг изменения уровня на генераторах в дБм (start, stop, step), частоты сигналов на выходах генераторов в МГц (f1, f2), потери в тракте на входе и выходе измеряемого устройства в дБм (loss input, loss output).

В режиме единичного измерения в цикле происходит настройка генераторов на заданную частоту и уровень выходного сигнала. Затем подается команда в SPECTRUM ANALYZER на маркерное измерение интересующего нас выходного сигнала, в результате выполнения которой получаем значение его уровня.

Использование режима непрерывного измерения при дистанционном управлении не желательно, так как результаты, такие как данные трассировки или маркерные измерения, корректны только после завершения синхронизации однократного измерения. Поэтому на анализатор спектра посыпается команда INIT:IMM - запуск нового единичного измерения и сброс предыдущих результатов, что включает в себя INIT:CONT OFF - установку режима единичной развертки и INIT;*WAI - сбор данных трассировки. Синхронизация и получение корректного результата обеспечивается командой *WAI.

Измерения были проведены на установке по схеме на рисунке 1 с частотами f1 и f2, равными 901 МГц и 902 МГц, и параметрами, описанными далее.

Установка входного аттенюатора анализатора спектра в 15 дБ производится командой INP:ATT 15dB. Такое ослабление является оптимальным, так как, с одной стороны позволяет не перегружать входные цепи анализатора, что в свою очередь гарантирует, что мы измеряем продукт интермодуляции усилителя, а не анализатора, с

другой – обеспечивает наибольший возможный динамический диапазон измерений, так как дальнейшее увеличение аттенюатора приведет к росту уровня шума [6].

Подбор параметров SPAN и RBW осуществляется из соображений точность/скорость, то есть чем больше полоса анализируемых частот (SPAN) и меньше разрешение по частоте (RBW), тем меньше скорость измерения и больше точность анализа. В данной работе при измерениях были выбраны следующие параметры, устанавливаемы командами FREQ:SPAN 100 kHz, для полосы анализа, и BAND 1 kHz, для разрешения по частоте. Также используется режим усреднения, задаваемый командой DISP:TRAC:MODE AVER, количество усредняемых измерений определяется командой AVER:COUN 20. Чем больше количество усреднений, тем меньше разброс результатов измерений и больше время измерений.

3. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ И ТОЧКИ КОМПРЕССИИ P1dB

В режиме измерения передаточной характеристики используется один генератор с настройкой частоты выходного сигнала в $f_1 = 901$ МГц. Программа запускает процесс измерения и расчета коэффициента усиления и однодецибелевой точки компрессии (P1dB) по выходу с выводом результатов в вкладку «Измерения». Он заключается в прохождении основного цикла, где уровень измерительного сигнала увеличивается на каждой итерации в соответствии с заданным шагом и диапазоном в настройках рабочего окна, и для каждого уровня измеряется мощность выходного сигнала. После этого по полученным данным строится график зависимости выходной мощности от входной (передаточная характеристика) совместно с экстраполированной теоретической прямой идеального усилителя. Эта прямая в дальнейшем используется при определении точки пересечения инtermодуляции 3-го порядка по выходу. Результат работы комплекса представлен на рисунке 3.

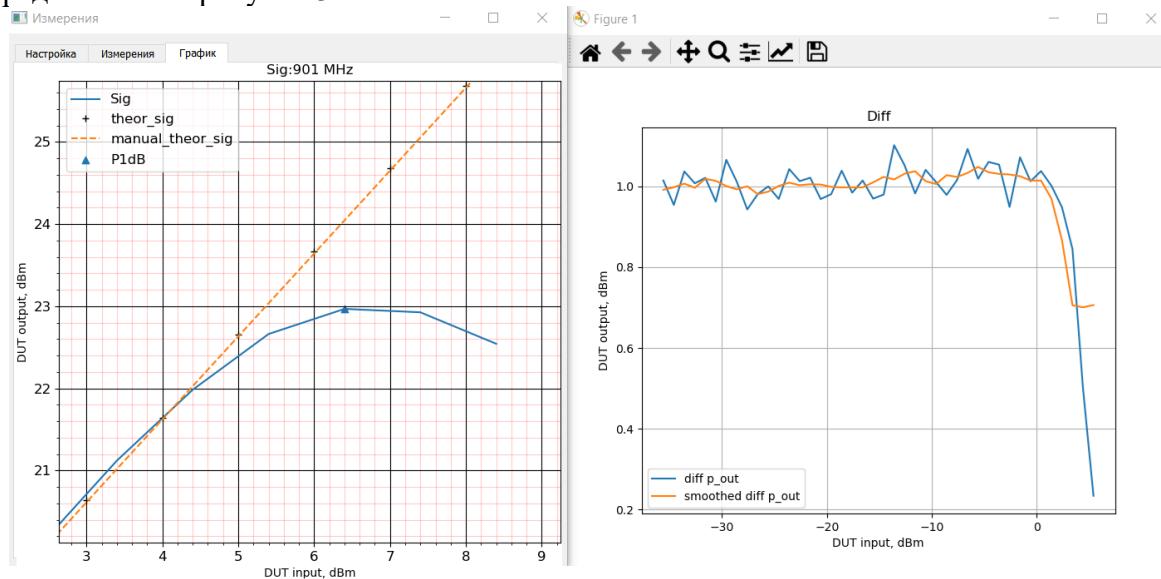


Рис. 3. График передаточной характеристики (слева) и ее производной (справа).

Время выполнения автоматизированных измерений передаточной характеристики и точки компрессии 1 дБ, включающее подключение и настройку приборов R&S, расчёт и построение производных, построение графика передаточной характеристики, расчёт и построение экстраполяции, запись в файлы измеренных и рассчитанных значений составляет 3.973 секунды.

4. ДВУХСИГНАЛЬНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ОИРЗ

Для оценки нелинейности устройства важно измерение выходной мощности интермодуляционных искажений 3-го порядка (IM3) и точки пересечения 3-го порядка по выходу (TOI, OIP3). Высокое значение OIP3 указывает на то, что устройство может работать на высоких уровнях входных сигналов без значительного увеличения искажений, что в итоге позволяет реализовать более высокий динамический диапазон по интермодуляции.

В двухсигнальном методе измерения OIP3 частоты подаваемых с генераторов измерительных сигналов были установлены $f_1 = 901$ МГц и $f_2 = 902$ МГц. Измерение уровня продукта интермодуляции 3-го порядка производилось на частоте $2*f_1-f_2 = 900$ МГц. Для этих частот в техническом описании усилителя представлены типовые значения измеряемых параметров и характеристик, что позволяет сравнить их с измеренными. Общий алгоритм работы программы управления представлен на рисунке 4.

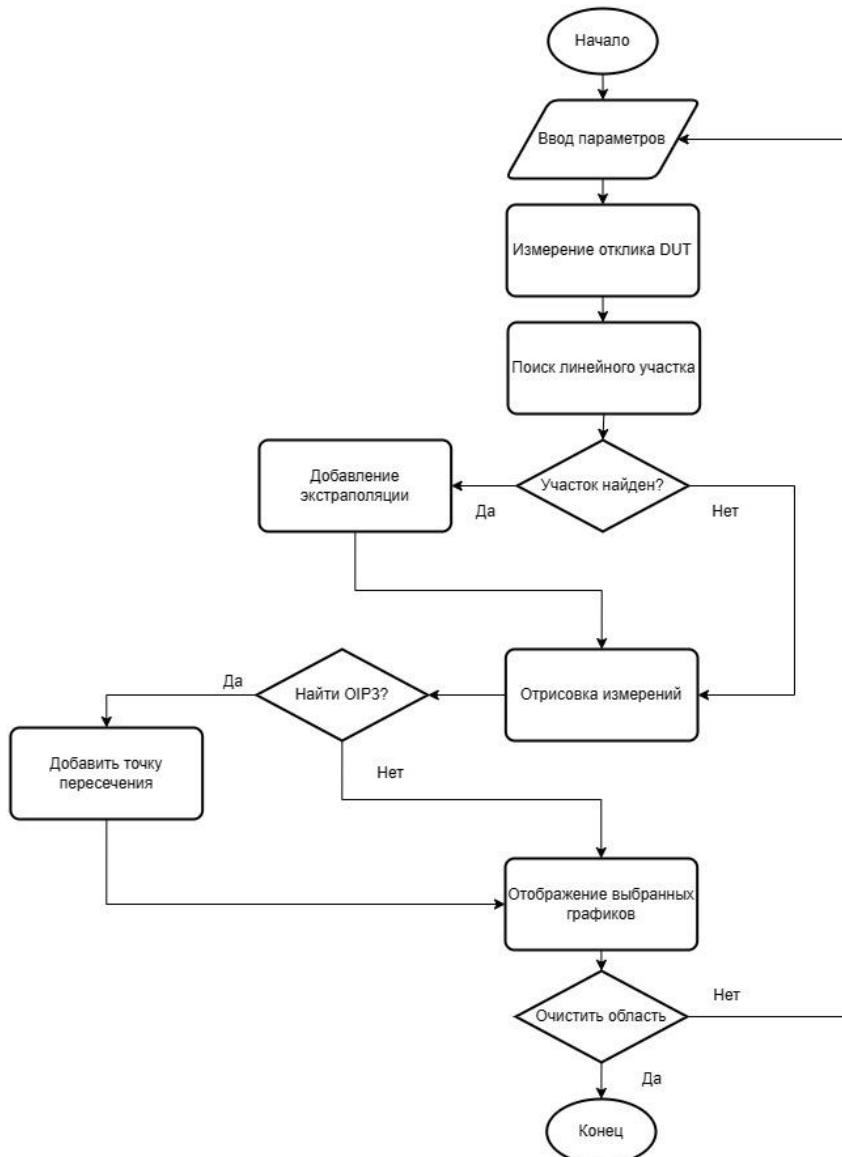


Рис. 4. Блок-схема алгоритма измерения и визуализации результатов.

Вычисление точки пересечения 3-го порядка выполняется двумя способами. Первый основан на экстраполяции линейных участков передаточной характеристики усилителя и отклика по интермодуляции 3-го порядка с последующим вычислением

координат их пересечения. Второй способ связан с геометрическим расчетом (1), приведенном во многих материалах, например, [6]:

$$OIP3 = \frac{\Delta}{2} + P_s, \quad (1)$$

где Δ - разница между выходными уровнями интермодуляции 3-го порядка и измерительного сигнала рабочей частоты сигнала P_s в дБм.

Для экстраполяции выполняется поиск границ линейного участка, где уровень продукта интермодуляции 3-го порядка увеличивается в соответствии с сигналом с выхода генераторов в соотношении 1:3 [6]. По производной от проведенных измерений вычисляется скользящее среднее и ищется начало и конец интервала, где значение производной колеблется в окрестности 3, по которому выделяются значения параметров экстраполирующей функции для дальнейшего построения графиков. Затем вычисляется среднее значение на выделенном участке производной и строится аппроксимирующая прямая.

В разработанной программе также применялась экстраполяция измеренных данных с использованием линейной регрессионной модели (LinearRegression) библиотеки Scikit-learn [7].

В результате измерений получены графики, представленные на рисунках 5 и 6.

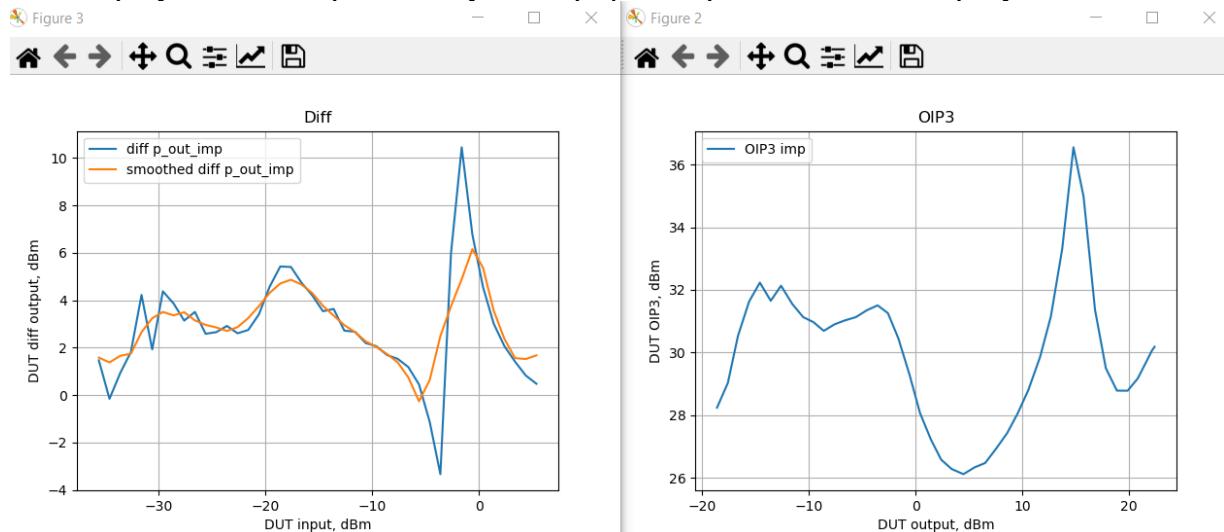


Рис. 5. Производная передаточной функции IM3 (слева) и рассчитанная OIP3(справа).

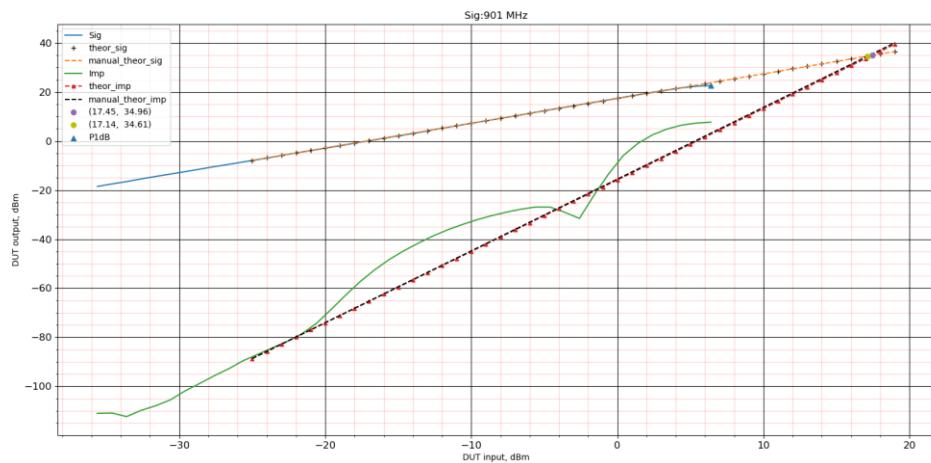


Рис. 6. Визуализация измерений двухсигнальным методом.

На графике представлены обозначения: Sig – передаточная характеристика измеряемого усилителя, Imp – отклик по интермодуляции 3-го порядка, theor_sig/imp – экстраполяция с применением LinearRegression, manual_theor_sig/imp – экстраполяция по точкам линейного отрезка, далее указаны координаты TOI.

Сравнение результатов измерений ОИРЗ по (1) при использовании двухсигнального метода с данными из технического описания усилителя представлено на рисунке 7.

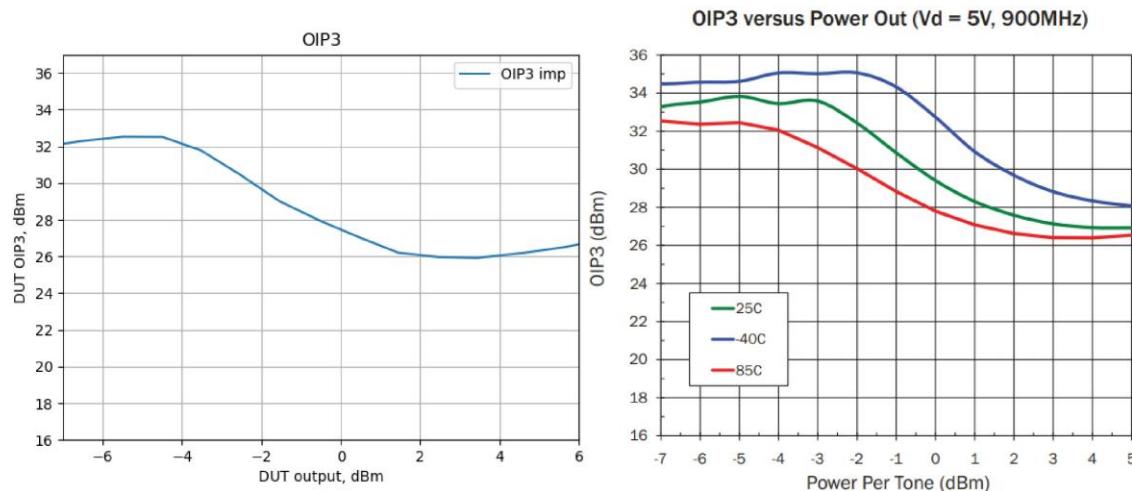


Рис. 7. Сравнение результата измерений двухсигнальным методом ОИРЗ (слева) с техническим описанием (справа).

Время выполнения автоматизированных измерений двухсигнальным методом, включающих подключение и настройку приборов, расчёт и построение производных, построение графика выходной мощности ИМ3, расчет ОИРЗ, расчёт и построение экстраполяции, запись в файлы измеренных и рассчитанных значений, составляет 9.880 секунд.

5. Односигнальный метод измерения ОИРЗ

Расчет ОИРЗ способом экстраполяции данных, полученных двухсигнальным методом, показывал разброс значений при повторных измерениях порядка 3-5 дБ.

В рамках имеющихся технических ресурсов можно также провести измерения отклика усилителя по третьей гармонике основного сигнала, которая тоже является продуктом нелинейных искажений 3-го порядка. Это позволит сравнить поведение третьей гармоники и продукта интермодуляции 3-го порядка, измеренного двухсигнальным методом, и, возможно, получить более стабильные результаты расчета ОИРЗ.

При прежних параметрах настройки анализатора спектра, как и в двухсигнальном методе, маркер измерения устанавливается на частоту $3*f_1 = 2.703$ ГГц и, учитывая тот же диапазон, шаг изменения уровня на генераторе и потери в тракте, установленные ранее, проводятся измерения по общему алгоритму. Но в данном случае используется один генератор со схемы установки на рисунке 1, а также добавляется на выход усилителя полосовой фильтр (ПФ), настроенный на частоту третьей гармоники, который подавляет прочие побочные составляющие помимо интересующей частоты настройки. В результате этого к ранее учтенным потерям в тракте добавляются потери, обусловленные использованием ПФ.

На рисунках 8 и 9 представлены результаты измерений односигнальным методом.

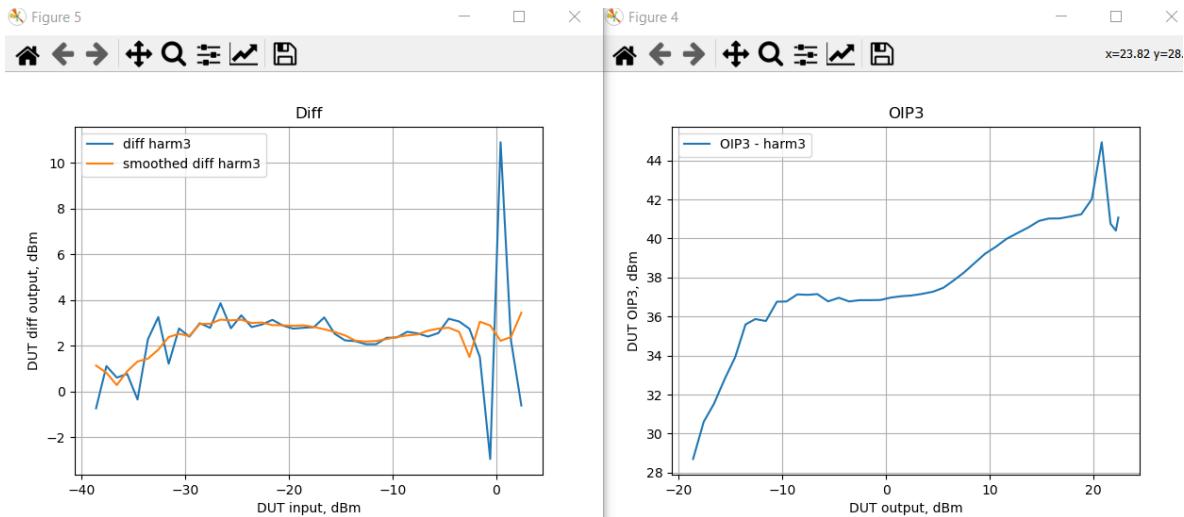


Рис. 8. Производная отклика гармоники 3-го порядка (слева) и рассчитанная OIP3(справа).

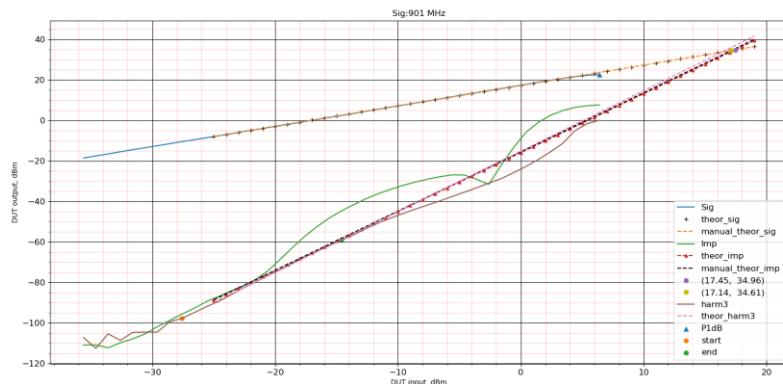


Рис. 9. Визуализация измерений двухсигнальным и односигнальным методами.

На графике представлены обозначения: Sig – передаточная характеристика измеряемого усилителя, Imp – отклик по интермодуляции 3-го порядка, harm3 – отклик 3-й гармоники измерительного сигнала, theor_sig/imp – экстраполяция с применением LinearRegression, manual_theor_sig/imp и theor_harm3 – экстраполяция по точкам линейного отрезка, далее указаны координаты TOI.

Точки start и end на рисунке 9 демонстрируют интервал стабильного наклона функции, определенный по производной передаточной характеристики 3-й гармоники.

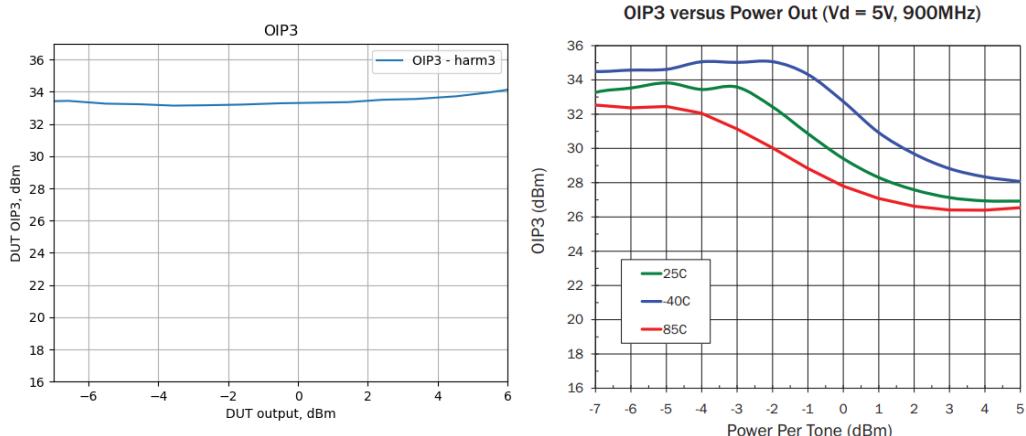


Рис. 10. Сравнение результата измерений односигнальным методом OIP3 (слева) с техническим описанием (справа).

Время выполнения вышеописанного процесса измерений односигнальным методом по общему алгоритму составило 8.211 секунд.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе применения разработанного программно-аппаратного комплекса для измерения основных характеристик усилителей были достигнуты: улучшение в эффективности измерений и точности результатов, уменьшение трудоемкости и исключение человеческого фактора. Представленный программно-аппаратный комплекс позволяет быстро получать данные в широком диапазоне частот и уровней интересующих сигналов. Время измерения и визуализации передаточной характеристики составило 3.973 секунды, двухсигнальный метод измерения OIP3 - 9.880 секунд, односигнальный метод измерения OIP3 - 8.211 секунд. Гибкость программы управления, написанной на языке Python с использованием библиотек для взаимодействия с измерительным оборудованием, обеспечивает возможность расширения комплекса для работы со средствами измерения различных производителей.

Результаты измерений коэффициента усиления и P1dB соответствовали диапазону допустимых значений из технического описания. Визуализация измерений основных характеристик и отклика по интермодуляционнымискажениям 3-го порядка DUT наглядно демонстрирует нелинейность тестируемого устройства. Использование нескольких способов измерения OIP3 позволило более подробно исследовать данную характеристику устройства, сравнивая полученные результаты.

Расчет точки пересечения OIP3 методом экстраполяции как прямым определением наклона линейной функции идеального усилителя, так и с использованием линейной регрессионной модели давали разброс конечных результатов порядка 1-3 дБм. Расчет OIP3 по (1) давал более стабильный результат, который был сравним с данным в техническом описании. Также, форма измеренных двухсигнальным методом графиков отклика по интермодуляции 3-го порядка отличается от ожидаемой [1]. Односигнальный метод дал более близкую к теоретической форму. Планируется продолжить исследования с использованием более селективных полосовых (кварцевый, ПАВ и т.п.) фильтров, провести измерения с другими усилителями, исследовать влияние эффекта памяти в усилителях [8].

В целом, разработанный программно-аппаратный комплекс представляет собой довольно мощный инструмент для тестирования и контроля характеристик не только усилителей, но и аналоговых трактов радиоприемных устройств в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pozar D.M. Microwave Engineering. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. - 832 p.
2. Minicircuits. Improve Two-Tone Third-Order Intermodulation Testing [Электронный ресурс] // URL: <https://blog.minicircuits.com/improve-two-tone-third-order-intermodulation-testing> (дата обращения: 22.02.2024).
3. Numpy [Электронный ресурс] // URL: <https://numpy.org/> (дата обращения: 22.02.2024).
4. Matplotlib [Электронный ресурс] // URL: <https://matplotlib.org/> (дата обращения: 22.02.2024).
5. RsInstrument Python Documentation [Электронный ресурс] // URL: <https://rsinstrument.readthedocs.io/en/latest/> (дата обращения: 22.02.2024).
6. R&S®FSW User Manual [Электронный ресурс] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuals/user_manual/1173_9411_01/FSW_UserManual_en_53.pdf (дата обращения: 22.02.2024).

7. Scikit-learn 1.4.1 documentation [Электронный ресурс] // URL: https://scikit-learn.org/stable/modules/generated/sklearn.linear_model.LinearRegression.html (дата обращения: 22.02.2024).
8. MemoryEffects [Электронный ресурс] // URL: <https://www.rfinsights.com/wp-content/uploads/2022/09/MemoryEffects.pdf> (дата обращения: 22.02.2024).

REFERENCES

1. Pozar D.M. Microwave Engineering. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. - 832 p.
2. Minicircuits. Improve Two-Tone Third-Order Intermodulation Testing [Electronic resource] // URL: <https://blog.minicircuits.com/improve-two-tone-third-order-intermodulation-testing> (accessed 22.02.2024).
3. Numpy [Electronic resource] // URL: <https://numpy.org/> (accessed 22.02.2024).
4. Matplotlib [Electronic resource] // URL: <https://matplotlib.org/> (accessed 22.02.2024).
5. RsInstrument Python Documentation [Electronic resource] // URL: <https://rsinstrument.readthedocs.io/en/latest/> (accessed 22.02.2024).
6. R&S®FSW User Manual [Electronic resource] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuals/user_manual/1173_9411_01/FSW_UserManual_en_53.pdf (accessed 22.02.2024).
7. Scikit-learn 1.4.1 documentation [Electronic resource] // URL: https://scikit-learn.org/stable/modules/generated/sklearn.linear_model.LinearRegression.html (accessed 22.02.2024).
8. MemoryEffects [Electronic resource] // URL: <https://www.rfinsights.com/wp-content/uploads/2022/09/MemoryEffects.pdf> (accessed 22.02.2024).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ ВЧ/СВЧ ДИАПАЗОНА

А.А. Тюменцева¹, Т. С. Тимошенко¹, Ю. И. Егошин¹

¹Омский научно-исследовательский институт приборостроения (АО «ОНИИП»),
Омск, Россия

Аннотация. В работе приведены основные особенности конструирования высокочастотных LC-фильтров, описаны некоторые из возможных путей решения, возникающих с ростом частоты проблем. Показаны разработанные конструкции и экспериментальные характеристики LC-фильтров в диапазоне частот от 100 МГц до 5 ГГц.

Ключевые слова: СВЧ-фильтры, высокочастотные LC-фильтры, LC-фильтр

THE DESIGN OF DISCRETE HIGH FREQUENCY/MICROWAVE LC-FILTERS

A.A. Tyumentseva¹, T.S. Timoshenko¹, U.I. Egoshin¹

¹Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Abstract The main features of high frequency LC-filters design are given in the paper. Some of possible solutions to the problems that appears with increasing frequency are describe. Developed designs and experimental characteristics of LC-filters on the frequency range from 100 MHz to 5 GHz are shown.

Keywords: microwave filter, high frequency LC-filters, LC-filter.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, к радиочастотным фильтрам, применяемым в устройствах радиолокации, радионавигации и космической техники на сегодняшний день предъявляются достаточно жесткие требования по массогабаритным характеристикам, при одновременном обеспечении высоких электрических параметров в диапазоне частот от десятков МГц до нескольких ГГц. LC-фильтры на сосредоточенных элементах, изготавливаемые по традиционным технологиям, характеризуются диапазоном рабочих частот, как правило, не выше нескольких сотен мегагерц [1, 2]. Создание таких фильтров на более высокие частоты ограничивается физической реализуемостью элементов схемы и, соответственно, существующими на рынке покупными комплектующими изделиями (ПКИ).

2. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ LC-ФИЛЬТРОВ

В ходе работы был проведен анализ ряда существующих конструкций, как отечественных (ООО «Радиокомп», АО «СКТБ РТ»), так и зарубежных производителей (KR Electronics, K&L), который показал, что на сегодняшний день LC-фильтры отечественного производства разрабатываются в диапазоне частот до 1,5 ГГц, тогда как разработки зарубежных производителей достигают 6 ГГц. В данной работе показаны основные особенности при проектировании высокочастотных LC-фильтров.

Очевидно, что с ростом рабочей частоты LC-фильтров номинальные значения входящих в их состав ПКИ уменьшаются и при достижении частоты 1 ГГц не превышают значений нескольких единиц пФ и нГн. Настройка LC-фильтров обычно осуществляется изменением значений конденсаторов подстроечных или подборных. В диапазоне частот

свыше 1 ГГц, где значения конденсаторов уже не превышают значений нескольких единиц пФ, подстроечные конденсаторы даже с минимальным диапазоном перестройки не могут быть применены. В то же время отечественные дискретные конденсаторы, которые используются в качестве подборных имеют минимальную емкость 0,5 пФ, а допуск на отклонение от номинала конденсаторов малой емкости лежит в диапазоне 0,25-0,5 пФ, что соизмеримо с основным номиналом конденсатора. В качестве возможного метода перестройки высокочастотных фильтров авторами предложено использование интегральных подстроечных конденсаторов (ИПК), представляющих собой многослойные планарные структуры, реализующие небольшие емкости (от 0,05 пФ) [3].

Также с ростом рабочей частоты фильтра растет и влияние на его конечную характеристику свойств материала подложек, таких, как диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь и толщина слоя. Поэтому на частотах до 1 ГГц платы LC-фильтров выполнены на различных видах стеклотекстолита, что позволяет применять традиционные подстроечные и подборные конденсаторы. Однако, в более высокочастотном диапазоне, где тангенс угла диэлектрических потерь стеклотекстолита растет, конструкции LC-фильтров принимают вид многослойных керамических плат в виде основания с герметичной крышкой. Такой подход позволяет уменьшить габаритные размеры фильтров за счет отсутствия дополнительного корпусирования.

Еще одним важным моментом при проектировании таких фильтров является необходимость максимально возможного сокращения связей между элементами топологии, которые на частотах в несколько ГГц вносят дополнительные емкости или индуктивности в схему элемента. Поэтому при создании топологии высокочастотных фильтров применяется предварительное электромагнитное моделирование платы и ее корректировка при необходимости, что позволяет учесть топологические емкости и индуктивности в конструкции.

Также немаловажным является обеспечение фильтра качественным заземлением. Заземление в фильтре напрямую влияет на конечную АЧХ фильтра, в том числе на затухание в полосе задерживания. Для обеспечения качественного заземления применяются, как дополнительные заземляющие элементы (скобы, экраны и т.д.), так и дополнительный земляной контур по периметру платы с большим количеством металлизированных столбиков, которые также выполняют и экранирующую роль.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Конструкции разработанных фильтров на диапазон частот от 100 МГц до 5 ГГц приведена на рисунке 1. Представленные два вида конструкций, состоят из фрезерованного алюминиевого герметичного корпуса и платы из стеклотекстолита и многослойных керамических плат в виде основания с герметичной крышкой.



Рис. 1. Конструкции фильтров на диапазон частот от 100 МГц до 5 ГГц

Измеренная АЧХ фильтра на 100 МГц в конструктивном исполнении под поверхностный монтаж приведена на рисунке 2.

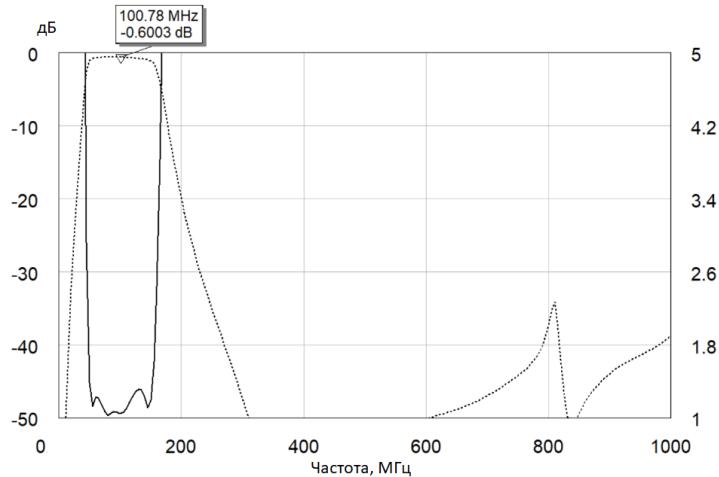
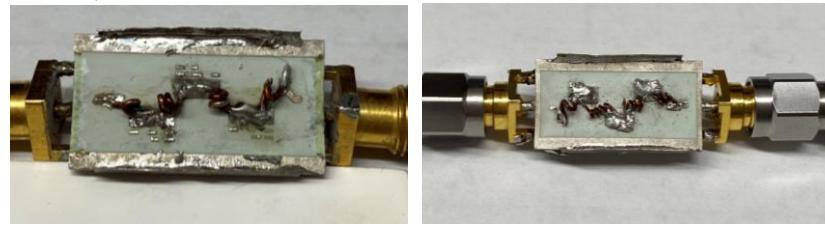


Рис. 2. Измеренная АЧХ LC-фильтра в конструктивном исполнении под поверхностный монтаж

На рисунке 3 приведен LC-фильтр низких частот с частотой среза 4 ГГц. Конструктивно фильтр выполнен на многослойной керамической плате, которая также является основанием, которое после настройки фильтра соединяется с металлической крышкой токопроводящим клеем ТОК-2. Многослойная плата выполнена из отечественной низкотемпературной керамики СКМ-025, на внутренних слоях, которой нанесены ИПК, а на внешних слоях зона подстройки номинала интегральных конденсаторов. Бескаркасные катушки индуктивности выполнены с воздушным зазором проводом ПЭТВ-2-0,45.



а)

б)

Рис. 3. Пример LC-фильтров с ИПК до подстройки (а) и после подстройки (б)

На рисунке 4 приведена АЧХ фильтра на 4 ГГц со всеми итерациями подстройки.

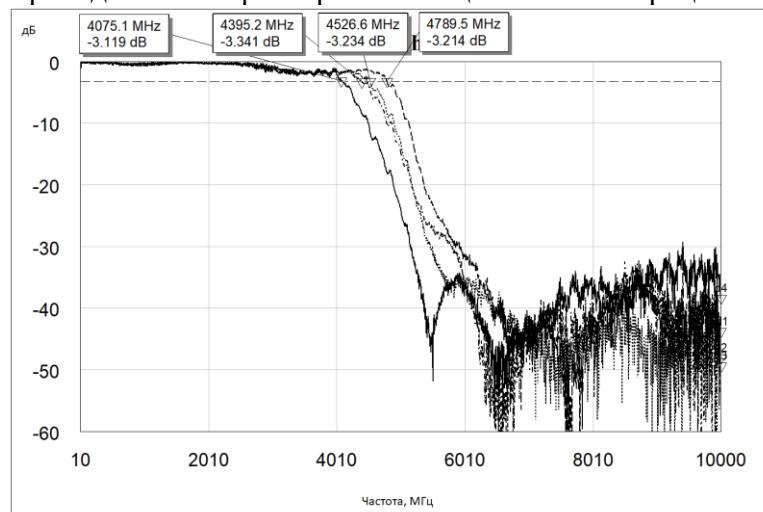


Рис. 4. Изменение АЧХ при подстройке LC-фильтра с ИПК

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе приведены основные особенности проектирования LC-фильтров с ростом частоты, а именно: выбор материала плат с ростом частоты, применение электромагнитного моделирования плат для учета топологических емкостей и индуктивностей, введение дополнительных элементов заземления, а также реализация подстроечных элементов в СВЧ диапазоне. Из анализа экспериментальных результатов разработанных конструкций фильтров можно сделать вывод о возможности применения приведенных рекомендаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров / Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Сов. радио, 1974. – 288 с.
2. Фильтры и пассивные компоненты ВЧ/СВЧ трактов. <http://filin-rf.ru>, 15.12.2017.
3. Егошин Ю. И., Борейко Д. А. Моделирование интегральных плоскопараллельных конденсаторов с различными видами элементов подстройки // Техника радиосвязи. - 2023. - № 3. - С. 74-81.

REFERENCES

1. Hansell G. E. Filter design and evaluation / translation from English under the direction A.E. Znamenskiy. – Moscow.: Soviet radio, 1974. – 288 p.
2. Filters and passive components of RF-microwave paths. <http://filin-rf.ru>, 01.03.2024.
3. Egoshin U. I. Boreyko D.A Simulation of integral plane-parallel capacitors with various tuning elements // Radio communication technology, 2023, No. 3. – Pp. 74-81

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ

Н.Д. Клоков¹, А.С. Костюков¹, А.С. Нетяга¹, О.В. Бойко², Д.В. Мязин²

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, РФ

²Черноморское высшее военно-морское ордена красной звезды училище имени П.С. Нахимова (ЧВВМУ), Севастополь, РФ

Аннотация. В данной статье рассматриваются структура, достоинства и особенности применения приемопередатчика для устройств, которые могут работать в верхних слоях стратосферы. В статье излагаются теоретические характеристики подобных устройств, а также представлена разработка конструкции опытного образца приемопередатчика.

Ключевые слова: приемопередатчик, ресивер, стратосфера, прием и передача информации.

DEVELOPMENT OF A TRANSCEIVER DESIGN FOR RECORDING DATA FROM DEVICES OPERATING IN THE UPPER STRATOSPHERE

N.D. Klokov¹, A.S. Kostyukov¹, A.S. Netyaga¹, O.V. Boyko², D.V. Myazin²

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

²Black Sea Higher Naval Order of the Red Star School named after P.S. Nakhimova (ChVVMU), Sevastopol, RF

Abstract. This article discusses the structure, advantages and features of the use of a transceiver for devices that can operate in the upper layers of the stratosphere. The article outlines the theoretical characteristics of such devices, and also presents the development of the design of a prototype transceiver.

Keywords: transceiver, receiver, stratosphere, reception and transmission of information.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время многими странами, в том числе и Российской Федерацией, проводится освоение космического и воздушного пространства. В связи с этим системы радиоэлектронных коммуникаций развиваются с особым темпом в направлениях, требующих повышения степени контроля и безопасности работы отдельно взятой техники или даже её совокупности, в частности, речь идёт о непрерывной передаче данных.

Для регистрации данных с устройств, работающих в верхних слоях стратосферы, необходимо использовать специализированный передатчик, который обладает определенными техническими характеристиками. Конструкция приемопередатчика для этой цели должна быть легкой и компактной, чтобы обеспечить удобство в установке на аппаратуре, предназначенной для работы на высоте. Также важно, чтобы устройство было устойчиво к воздействию экстремальных условий, характерных для верхних слоев стратосферы, таких как низкие температуры, высокое давление и ультрафиолетовое излучение [1].

Для передачи данных с таких устройств можно использовать специализированные радиосистемы, способные работать на больших высотах и обладающие высокой

эффективностью передачи сигнала. Также возможно применение спутниковой связи для передачи данных с верхних слоев стратосферы. Важно также обеспечить надежное энергоснабжение приемопередатчика, учитывая особенности работы на больших высотах, где доступ к источникам энергии может быть ограничен. Поэтому в конструкцию устройства следует включать элементы для хранения и управления энергией, например, литий-ионные аккумуляторы или солнечные батареи.

2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ

Приемопередатчики могут иметь различные режимы работы в зависимости от их функциональности и целей использования. Некоторые из типичных режимов работы приемопередатчика включают в себя следующие [2]:

1) Передача данных: в этом режиме приемопередатчик осуществляет передачу информации от устройства на базовую станцию или на другие устройства. Для этого используются радиочастотные модули или другие средства связи.

2) Прием данных: в этом режиме приемопередатчик принимает информацию со станции или с других устройств и передает ее на подключенный прибор. Этот режим позволяет получать команды, инструкции или данные для управления устройством.

3) Обмен данными: приемопередатчик может работать в режиме обмена данными, когда одновременно осуществляются передача и прием информации между устройствами. Это может быть полезно для установления двусторонней связи и синхронизации действий.

4) Резервный режим: приемопередатчик может быть настроен на автоматическое переключение в резервный режим работы в случае неполадок или потери связи. В этом режиме устройство может перейти в режим ожидания или запускать аварийные процедуры.

5) Энергосберегающий режим: приемопередатчик может быть оснащен функцией энергосбережения, которая позволяет устройству переходить в спящий режим или снижать потребление энергии в периоды неактивности. Это помогает продлить срок службы батареи и обеспечить более эффективное использование энергии.

6) Самодиагностика: приемопередатчик может включать функцию самодиагностики, позволяющую устройству проверять свое состояние, выявлять неисправности и предупреждать пользователей о возможных проблемах.

Приемопередатчик может регистрировать полученные данные с помощью различных методов и технологий. Вот несколько основных способов, которыми он может осуществлять эту функцию [2]:

1) Цифровая запись: приемопередатчик может быть оснащен специальной памятью или накопителем данных, в которых он сохраняет полученные пакеты данных. Это позволяет вести запись о передаваемых и принимаемых сообщениях, параметрах окружающей среды, результаты измерений и т.д.

2) Передача в реальном времени: приемопередатчик может непосредственно передавать полученные данные в реальном времени на земные станции или другие устройства, которые могут обрабатывать и анализировать эту информацию. Это позволяет оперативно получать обновленные данные и быстро реагировать на изменения.

3) Локальная обработка данных: приемопередатчик может быть оснащен процессором или другими средствами для локальной обработки данных. Он может фильтровать, анализировать и сжимать полученные данные, передавая только необходимую информацию на обработку или сохраняя на устройстве для дальнейшего использования.

4) Использование дополнительных датчиков: приемопередатчик может быть оборудован дополнительными датчиками, которые собирают и регистрируют различные параметры окружающей среды (например, температура, давление, влажность и т.д.), что позволяет получать более полную и точную информацию для дальнейшего анализа.

3. КОМПОНЕНТЫ КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА

Как и любое радиоэлектронное устройство, приемопередатчик состоит из различных элементов и компонентов, обеспечивающих его функциональность. Вот основные элементы, из которых он может состоять [3]:

1. Антенна: используется для приема и передачи радиосигналов между устройствами и базовыми станциями. Таким образом, для обеспечения хорошего качества связи могут быть использованы различные модели антенн, такие как печатные антенны, пассивные антенны, ленточные антенны и др.

2. Радиотехнический модуль: включает в себя радиоприемник и передатчик, а также другие элементы, необходимые для работы с радиосигналами. Часто используются модули на основе современных радиочипов, таких как Nordic Semiconductor nRF24L01, ESP8266, ESP32 и др. Они обеспечивают хорошую связь и эффективность передачи данных.

3. Процессор и программируемая логика: обрабатывает данные, управляет операциями приема и передачи, а также может выполнять программное обеспечение для анализа и обработки информации. Для управления и обработки данных могут быть использованы микроконтроллеры от таких производителей, как Arduino, Raspberry Pi, STM32, ESP32 и другие. Они имеют высокую производительность и обширные возможности программирования.

4. Память: используется для хранения данных, программного обеспечения, настроек и другой информации. В данных целях можно использовать флэш-память от производителей, таких как Samsung, Micron, Western Digital и др. Важно выбирать память с необходимыми объемом и скоростью чтения(записи).

5. Питание: аккумулятор или другой источник энергии, который обеспечивает работу приемопередатчика. Часто в этих целях используются литий-ионные или литий-полимерные аккумуляторы, а также современные зарядные устройства и контроллеры заряда.

6. Датчики: могут включать в себя устройства для измерения температуры, давления, влажности и других параметров окружающей среды. Могут использоваться современные датчики от производителей, такие как Bosch, Sensirion, Maxim Integrated и др. Они обеспечивают высокую точность и надежность измерений.

7. Интерфейсы: различные порты и соединения для подключения к другим устройствам, передачи данных или взаимодействия с внешними компонентами.

8. Корпус и антенный мачт: обеспечивают защиту и установку приемопередатчика на сторонних устройствах.

Эти элементы образуют функциональное целое приемопередатчика, который позволяет эффективно обеспечивать связь, передачу данных и управление устройствами. Кроме того, он может иметь другие дополнительные компоненты в зависимости от конкретных требований и целей использования.

4. РАЗРАБОТКА ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ

Первоначальной целью работы являлась разработка конструкции ресивера УКВ диапазона, позволяющего производить обмен данными с устройствами, работающими в

верхних слоях стратосферы. Так в ходе работы была разработана электрическая принципиальная схема приемопередатчика.

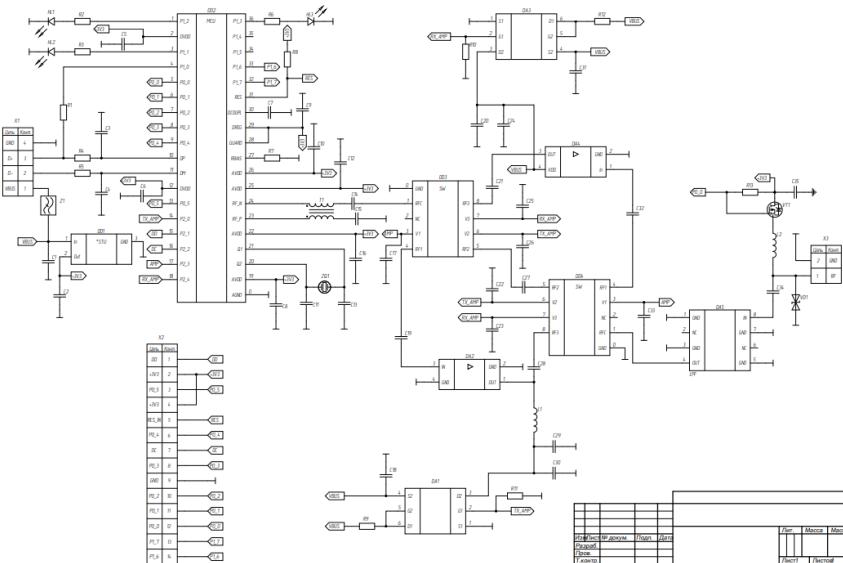


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная приемопередатчика

Разработанный ресивер играет важную роль в сборе и передаче информации о состоянии атмосферы на большие расстояния и может являться неотъемлемой частью метеорологических и научных программ. Разработанный приемопередатчик базируется на технологии программно-определенной радиосистемы, которая позволяет с помощью специального программного обеспечения устанавливать и изменять рабочие радиочастотные параметры, включая диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность, за исключением изменения рабочих параметров, используемых в ходе обычной предварительно определенной работы с предварительными установками радиоустройства, согласно той или иной спецификации или системы.

Разработанный модуль, обладает следующими техническими характеристиками:

- официальные рабочие частоты: 300–348 МГц, 391–464 МГц и 782–928 МГц.
 - неофициальные рабочие частоты: 281–361 МГц, 378–481 МГц и 749–962 МГц.
 - модуляции: ASK, OOK, GFSK, 2-FSK, 4-FSK, MSK
 - скорость передачи данных до 500 кбит/с
 - полноскоростной USB 2.0
 - габаритные размеры: 152x60мм

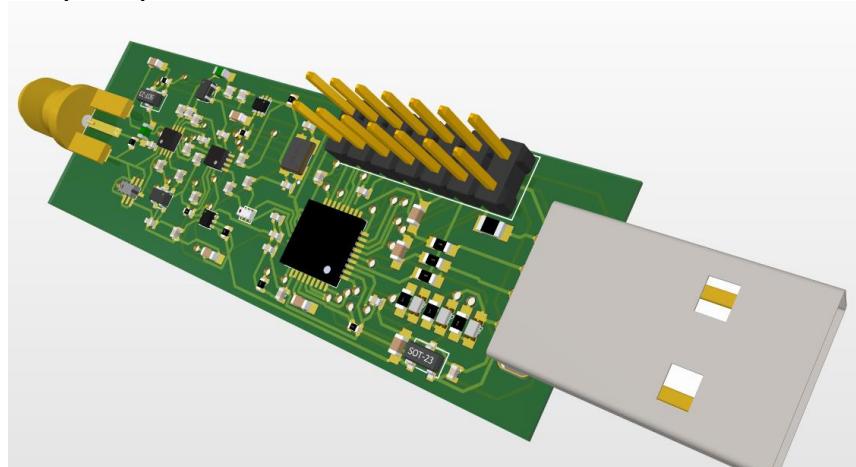


Рис. 2. Внешний вид печатной платы

Разработанное устройство может быть применимо для следующих целей:

1) Сбор данных: такие устройства, как метеозонды, беспилотные аппараты и дроны, могут работать на высоких высотах в стратосфере для сбора различных типов данных, таких как метеорологическая информация, изображения, геолокационные данные и другое. Приемопередатчик позволяет собирать эти данные и передавать их на землю для дальнейшего анализа.

2) Телеметрия: приемопередатчик также используется для передачи телеметрических данных с устройств, находящихся в стратосфере, об их состоянии, рабочих параметрах, положении и другой информации, необходимой для мониторинга и управления такими устройствами.

3) Удаленное управление: в случае беспилотных аппаратов или дронов, работающих на высоких высотах, приемопередатчик позволяет осуществлять удаленное управление и контроль за такими устройствами, пересылая команды и инструкции с земли на борт аппарата.

4) Научные исследования: приемопередатчики для регистрации данных с устройств в стратосфере также используются для проведения научных исследований, исследования атмосферы, климата, погоды и других параметров, позволяя ученым получать ценную информацию о планете.

Таким образом, приемопередатчики для регистрации данных с устройств, работающих в верхних слоях стратосферы, играют важную роль в сборе, передаче и анализе информации с высотных объектов, способствуя различным областям, включая науку, технологию, связь и метеорологию

Учитывая актуальность вопроса регистрации точных данных и отправления их с устройств, описанная разработка может представлять интерес для предприятий производителей спецоборудования, работающего в верхних слоях атмосферы на высоте 25 – 35 км. К подобным устройствам могут относиться аэростаты, метеорологические зонды или беспилотные летательные аппараты. Следует отметить, что разработанным приемопередатчиком уже заинтересовалось воронежское предприятие АО НВП «ПРОТЕК».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенных исследований был произведен обзор ресиверов, которые используются для передачи информации. Были определены особенности данных устройств, в частности определена основная элементная база, из которой могут состоять данные устройства. Изучены отдельные функциональные возможности, а также режимы работы рассматриваемых приборов.

На основе материалов, изученных в ходе проведенного исследования, был разработан прототип приемопередатчика для работы в УКВ диапазоне. Разработанный ресивер предполагается использовать в составе устройств, работающих в верхних слоях атмосферы на высоте 25 -35 км, например данный приемопередатчик, может быть установлен на стратосферном метеорологическом зонде или беспилотном аэростате и использоваться, для обмена потоками данных или управлением устройствами.

В статье приведена электрическая принципиальная схема разработанного прототипа, показана его конструкции, а также приведены основные технические характеристики. В конце статьи представлены примеры использования разработанного ресивера. Разработанный приемопередатчик может быть интересен предприятиям, занимающимся выпуском техники специального назначения, которая предназначена для работы в экстремальных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хидлс Р.А., Эберли М.Д., Ройер Т.С., Варго Дж.А. Обзор методов передачи радиочастотных данных для высотных аэростатов длительного полета // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, Т. 49, № 10. - С. 3639-3650.
2. Го Б., Ю В., Ван Г., Ли Дж., Хан З. Обзор высотных аэростатных систем и их применения // Международный журнал дистанционного зондирования, 2016, Т. 37, № 8. - С. 1745-1768.
3. Чжан К., Фан П., Донг Ю., Чжонг В. Высотные системы связи на воздушном шаре: обзор // ISPRS по фотограмметрии и дистанционному зондированию, 2021, Т.51, № 11. – С. 2561 – 2566.
4. ADS-B for Dummies-1090ES v04. https://www.sigidwiki.com/images/1/15/ADS-B_for_Dummies.pdf. 03.03.2023.
5. Режим S системы вторичной радиолокации. <https://helpiks.org/3-95226.html>. 04.03.2023.
6. Бойко О.В., Журавлев Д.В., Сафонов И.А. Исследование возможности построения системы мониторинга 2G-5G сетей на основе коммерческой SDR платформы // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIVМеждународной научно-технической конференции, 2018, Том 5. – С. 37-44.

REFERENCES

1. Hidles R.A., Eberly M.D., Royer T.S., Vargo J.A. Review of radio frequency data transmission methods for long-flight high-altitude balloons // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, Vol. 49, No. 10. - pp. 3639-3650.
2. Guo B., Yu W., Wang G., Li J., Han Z. Review of high-altitude balloon systems and their applications // International Journal of Remote Sensing, 2016, Vol. 37, No. 8. - P. 1745-1768 .
3. Zhang K., Fan P., Dong Y., Zhong W. High-altitude balloon communication systems: a review // ISPRS on Photogrammetry and Remote Sensing, 2021, Vol. 51, No. 11. – P. 2561 – 2566.
4. ADS-B for Dummies-1090ES v04. https://www.sigidwiki.com/images/1/15/ADS-B_for_Dummies.pdf. 03.03.2023.
5. Mode S of the secondary radar system. <https://helpiks.org/3-95226.html>. 03/04/2023
6. Boiko O.V., Zhuravlev D.V., Safonov I.A. Study of the possibility of building a monitoring system for 2G-5G networks based on a commercial SDR platform // Radar, navigation, communication: Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference, 2018, Volume 5. - P. 37-44.

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ УСКОРЕННОГО РЕЖИМА СИНТЕЗАТОРА С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ

А. В. Леньшин¹, Н. М. Тихомиров², Е. В. Шаталов³, В. Н. Тихомиров²

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

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

³ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен методический подход к расчету характеристик переходных процессов в синтезаторе частот с кольцом фазовой автоподстройки, использующем частотно-фазовый детектор с зарядовой накачкой при дробно-переменном делении частоты. Методический подход базируется на использовании решателей систем дифференциальных уравнений пакета MATLAB для кольца фазовой автоподстройки частоты с переключаемыми параметрами зарядовой накачки и фильтра низких частот на входе генератора, управляемого напряжением.

Ключевые слова: синтезатор частот, кольцо фазовой автоподстройки частоты, переходной процесс, режим скольжения, управляемый генератор, частотно-фазовый детектор, зарядовая накачка, дробный делитель частоты, дельта-сигма модулятор.

CALCULATION OF TRANSIENT CHARACTERISTICS ACCELERATED MODE SYNTHESIZER WITH PLL RING WITH PARAMETER SWITCHING

A. Lenshin¹, N. Tikhomirov², E. Shatalov³, V. Tikhomirov²

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Constellation», Voronezh, Russia

³Voronezh State Forestry Engineering University named after G. Morozov, Voronezh, Russia

Abstract. A methodological approach is proposed to calculate the characteristics of transients in a frequency synthesizer with a phase-locked ring using a frequency-phase detector with charge pumping with fractional-variable frequency division. The methodological approach is based on the use of solvers of differential equation systems of the MATLAB package for a phase-locked frequency ring with variable charge pump parameters and a low-pass filter at the input of a voltage-controlled generator.

Keywords: frequency synthesizer, phase-locked loop ring, transient process, sliding mode, controlled oscillator, frequency-phase detector, charge pumping, fractional frequency divider, delta-sigma modulator, state space method, oscillation index.

1. ВВЕДЕНИЕ

Синтезаторы частот (СЧ_{PLL}) на базе кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) активно используются в качестве возбудителей радиопередающих устройств и гетеродинов радиоприемных устройств [1, 2]. В СЧ_{PLL} с широкими диапазонами перестройки рабочей частоты выходного сигнала в начале переходного процесса (ПП) существует режим скольжения. Для режима скольжения характерным является то, что разность фаз сигналов на входе частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой (ЧФД_{зн}), применяемого в кольце ФАПЧ, больше величины 2π . Использование дробных делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в цепи обратной

связи кольца ФАПЧ нередко приводит к значительному увеличению существования режима скольжения [3–5]. Продолжительность режима скольжения часто становится недопустимо высока в суммарной длительности ПП [6, 7].

Для уменьшения данного негативного явления, а также уменьшения общего времени ПП при перестройке частоты производителями интегральных микросхем (ИМС) СЧ_{PLL} рекомендуется ряд режимов, связанных с коммутацией некоторых элементов как входящих в эти ИМС, так и находящихся вне. Для этого при ускоренном режиме перестройки предлагается увеличение выходного тока зарядовой накачки ЧФДзн, поступающего на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в цепи обратной связи кольца ФАПЧ, а также уменьшение постоянных времени в ФНЧ (режим быстрого входа в синхронизм «FastLock» в ИМС ADF4159, CMX979, LMX22485, LMX2571, MAX2870, MAX2871, MAX2880, LMX2485, LMX2571, STW81200).

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работе [8] с помощью программ, разработанных с помощью пакета MATLAB, подробно исследуются ПП в кольце ФАПЧ с указанными выше режимами ускорения установки частоты и фазы методом нахождения корней трансцендентных уравнений для периодов импульсов с выхода ДДПКД [2]. Недостатком этого метода является эмпирическое задание интервалов времени, в котором находится период времени импульсов ДДПКД. При многообразии видов работы ЧФДзн (число их равно пяти) [9] этот момент может приводить к затруднениям при исследовании ПП при значительных отклонениях координат кольца ФАПЧ от положения равновесия.

Целью настоящей работы является разработка достаточно точного метода исследования ПП в режиме скольжения с использованием решателей дифференциальных уравнений пакета MATLAB [10]. При незначительных отклонениях координат кольца ФАПЧ от положения равновесия при расчетах длительности ПП предлагается использовать теорию линейных импульсных систем. Теоретические результаты иллюстрируются на кольце ФАПЧ третьего порядка.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рисунке 1 приведена структурная схема кольца ФАПЧ третьего порядка ($\Phi_0(t)$, $\Phi_y(t)$ – фазы опорного сигнала и управляемого генератора (УГ)). К элементам ФАПЧ относятся: интегральные частотно-импульсный модулятор 1 (ИЧИМ1) [9] и ИЧИМ2, ФНЧ, ЧФДзн и таймер.

ИЧИМ1 состоит из управляемого генератора (УГ) (сумматор, на который подается сигнал с начальной частотой ω_H и выходной сигнал с частотой $S_{yG}e_\Phi(t)$ (S_{yG} – крутизна характеристики управления УГ, $e_\Phi(t)$ – управляющее напряжение с выхода ФНЧ), интегратора с передаточной функцией $1/s$ и релейного элемента с порогом $2\pi N$ (N – коэффициент деления ДДПКД). ИЧИМ2 состоит из интегратора с передаточной функцией $1/s$, на который подается опорный сигнал с частотой ω_0 и релейного элемента с порогом 2π . Интеграторы ИЧИМ1 и ИЧИМ2 интегрируют частоты $\omega_H + S_{yG}e_\Phi(t)$ и ω_0 УГ и опорного сигнала соответственно. Когда в некоторые моменты времени t_k уровни сигналов на выходах интеграторов достигают порогов $2\pi N$ или 2π , то на выходах соответствующих ИЧИМ появляются сигналы в виде коротких импульсов $V(t_k)=1$ или $Q(t_k)=1$. При появлении коротких импульсов $V(t_k)=1$ или $Q(t_k)=1$ интеграторы сбрасываются в состояние равное нулю и процесс

интегрирования начинается с нуля. Эти импульсы подаются на соответствующие входы ЧФД_{ЗН} и состояния его изменяются. Если сигналы $V(t_k) = 0$ и $Q(t_k) = 0$, то состояния ЧФД_{ЗН} не изменяются. ФНЧ состоит из элементов C_1 , C_2 , R_1 , R_2 и ключа (КЛ), который замкнут на время ускоренной работы кольца ФАПЧ t_2 и разомкнут при $t > t_2$.

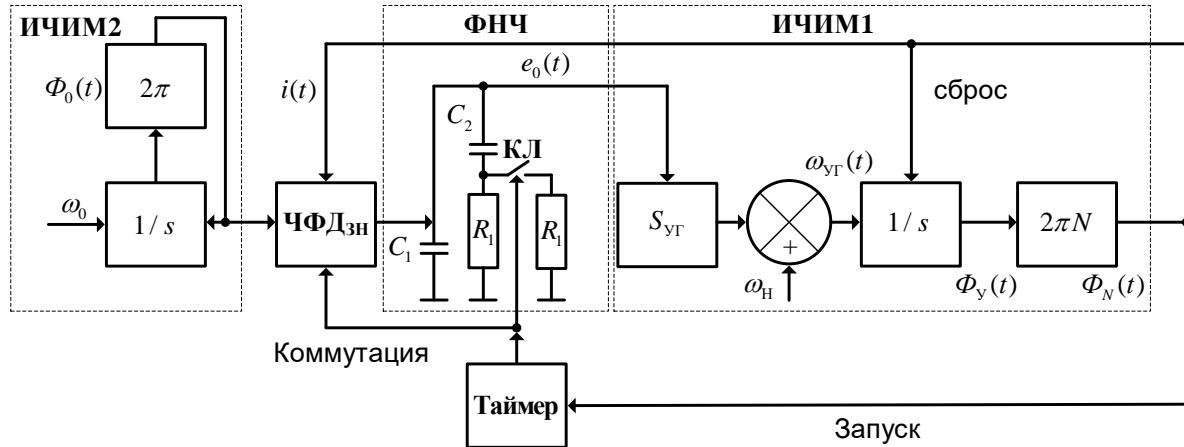


Рис. 1. Схема СЧ_{PLL} с переключаемыми током накачки ЧФД_{ЗН} и элементами ФНЧ

Сделаем предположение, что сигналы с ЧФД_{ЗН} имеют три уровня, а логика работы ЧФД_{ЗН} соответствует описанию его работы в соответствии с таблицей 1. Сигналы на выходе ЧФД_{ЗН} для наиболее сложного случая представлены на рисунке 2.

Таблица 1.

$V(t_k)$	1	1	1	1	0	0	0	1	0
$Q(t_k)$	0	0	0	0	1	1	0	1	1
$E(t_k) = i(t_k)/i_{\partial M1}$	0	1	-1	1	1	-1	-	-	0
$E(t_{k+1}) = i(t_{k+1})/i_{\partial M1}$	-1	0	-1	0	1	0	$E(t_k)$	0	1

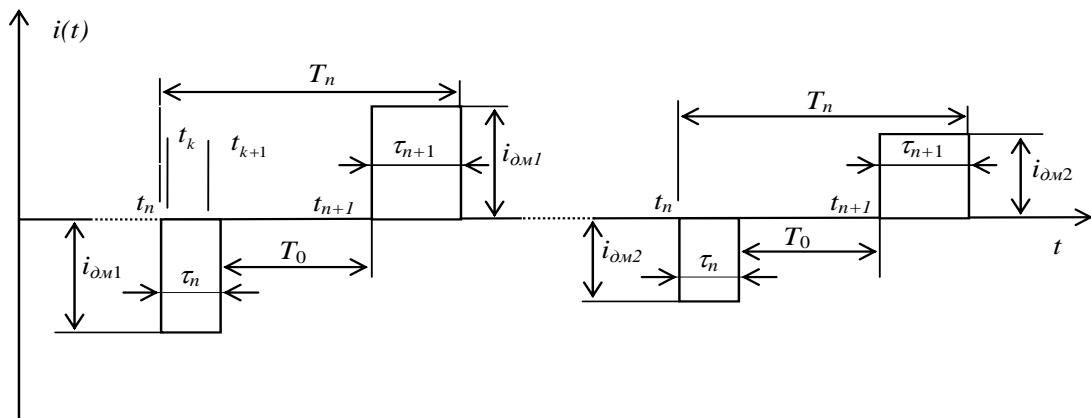


Рис. 2. Сигналы тока зарядовой накачки на выходе ЧФД_{ЗН}

На рис. 2 обозначены: $i_{\partial M1}$ – амплитуды импульсов с ЧФД_{ЗН}; T_0 – период опорного сигнала; T_n – интервал между соседними импульсами с ДДПКД до момента

коммутации; i_{ω_2} – амплитуды импульсов с ЧФД_{ЗН} после момента коммутации, τ_n , τ_{n+1} – длительности импульсов тока с выхода ЧФД_{ЗН}. В моменты времени t_n и $t_{n+1} + \tau_{n+1}$ сигналы ИЧИМ1 равны $V(t_n) = 1$ и $V(t_{n+1} + \tau_{n+1}) = 1$, а $Q(t_n) = 0$ и $Q(t_{n+1} + \tau_{n+1}) = 0$, а также $V(t_n + \tau_n) = 0$ и $V(t_{n+1}) = 0$, $Q(t_n + \tau_n) = 1$ и $Q(t_{n+1}) = 1$ происходит изменение состояний ЧФД_{ЗН}. В таблице 1 также обозначены $E(t_k) = i(t_k) / i_{\omega_1}$ – нормированные импульсы тока на выходе ЧФД_{ЗН}. Таймер – устройство, задающее интервал времени ускорения t_2 , запускаемое импульсами с ИЧИМ1 и управляющее частотой опорного сигнала уровнем импульсов с ЧФД_{ЗН} и замыканием (размыканием) ключа Кл. На интервале времени $t \leq t_2$ уровень импульсов с ЧФД_{ЗН} равен i_{ω_1} , Кл замкнут. На интервале времени $t > t_2$ уровень импульсов с ЧФД_{ЗН} равен i_{ω_2} , Кл разомкнут.

Представим начальную частоту сигнала УГ (когда напряжение с выхода ФНЧ $e_\Phi(t) = 0$) в виде $\omega_H = N\omega_0 + S_{yT}U(t)$. Напряжение $U(t)$ в течение всего ПП представим в виде $U(t) = -U_M 1(t) + U_\Pi 1(t - t_2)$, U_M – определяет диапазон перестройки кольца ФАПЧ $\Delta f_{yT} = f_{yT_B} - f_{yT_N} = S_{yT} \cdot U_M$ (где f_{yT_B} – верхняя частота настройки УГ; f_{yT_N} – нижняя частота настройки УГ); U_Π – величина помехи коммутации, появляющейся, момент времени размыкания ключа Кл t_2 .

На рисунке 3 приведены графики переходных процессов в кольце ФАПЧ 3-го порядка (рис. 1) с параметрами: $S_{yT} = 15$ МГц/В; $\Delta f_{yT} = 114,5$ МГц; $i_{\omega_1} = 0,313$ мА на интервале времени от 0 до t_2 ; базовая частота кольца ФАПЧ $\omega_{B1} = \sqrt{i_{\omega_1} S_{yT} / (C_1 + C_2) N} = 1381$ рад/с; период опорного сигнала $T_0 = 1 \cdot 10^{-5}$ с; $N = 22100$; $R_2 = R_2 / 3$, ключ Кл замкнут.

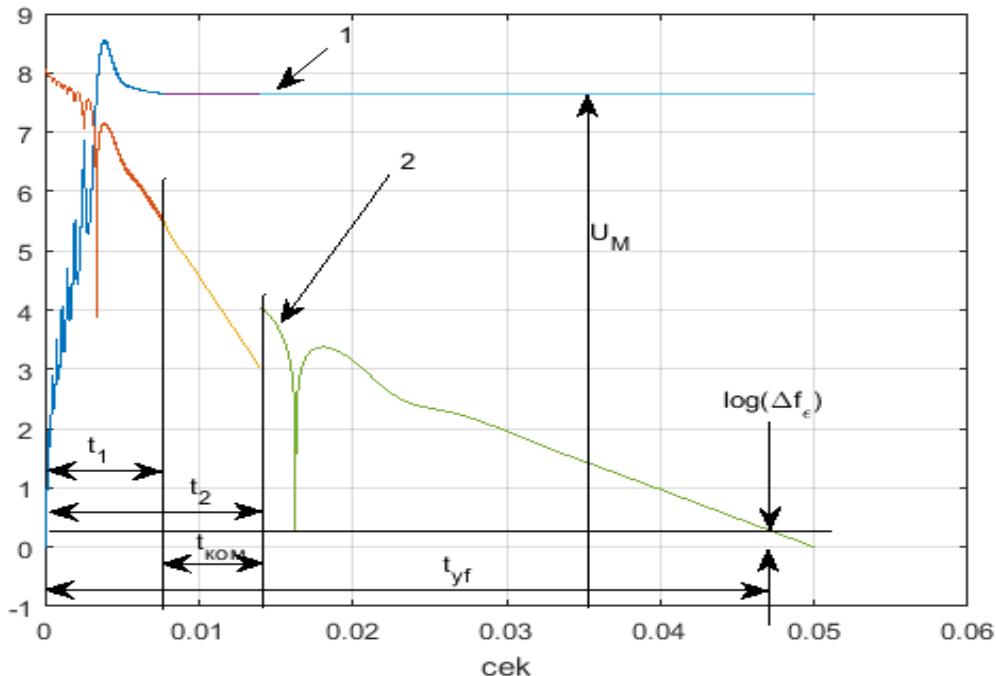


Рис. 3. Переходные процессы в СЧ_{PLL} с переключаемыми током накачки ЧФД_{ЗН}

На интервале времени от t_2 до t_{yf} автоподстройки по частоте с точностью Δf_e : $\omega_{B2} = \sqrt{i_{om1}S_{y\Gamma}/(C_1+C_2)N} = \omega_{B1}/4$ рад/с; $T_0 = 1 \cdot 10^{-5}$ с; $N = 22100$ и ключ Кл разомкнут. Параметры кольца ФАПЧ синтезированы с применением показателя колебательности $M = 1,3$ [1].

Для кольца ФАПЧ (рис. 1) выражения для параметрического синтеза с применением показателя колебательности M следующие:

$$T_{11} = R_1 \parallel R_2 C_2 = \sqrt{M/(M-1)} / \omega_{B1}, \quad T_{21} = R_1 \parallel R_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2) = \sqrt{M(M-1)} / (M+1) \omega_{B1},$$

$$T_{12} = R_1 C_2 = \sqrt{M/(M-1)} / \omega_{B2}, \quad T_{22} = R_1 C_1 C_2 / (C_1 + C_2) = \sqrt{M(M-1)} / (M+1) \omega_{B2},$$

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Приведем соотношения для элементов ФНЧ 2-го порядка: $C_1 + C_2 = i_{om2}S_{y\Gamma} / \omega_{B2}^2 N$, $C_1 = (C_1 + C_2)T_{22} / T_{12}$, $C_2 = (C_1 + C_2) - C_1$, $R_1 = T_{12} / C_2$.

В момент времени t_2 в составе $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения $U_\Pi(t) = U_\Pi 1(t-t_2)$, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_\Pi = 10$ кГц.

На рис. 3 приведены кривые: 1 – $e_\Phi(t)$ – напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ); 2 – $\log |[e_\Phi(t)+U(t)]S_{y\Gamma}|$ – отклонение частоты УГ от номинала в логарифмическом масштабе. Из анализа зависимостей рис. 3 следует, что весь промежуток времени ПП можно разделить на три интервала: первый от 0 до t_1 – захват (нелинейный режим скольжения в кольце ФАПЧ) и переход к линейному режиму; второй интервал от t_1 до t_2 – линейный ускоренный режим автоподстройки и третий от t_2 до t_{yf} – линейный замедленный режим автоподстройки. На втором и третьем интервалах при $t = t_2$ осуществляется переключение элементов ФНЧ и тока зарядовой накачки ЧФДзН и поэтому на этих интервалах времени кольцо ФАПЧ можно считать кусочно-линейной импульсной системой.

Рассмотрим более подробно первый интервал от 0 до t_1 . Из анализа рис. 2 следует, что если на интервале времени от t_k до t_{k+1} не появляются импульсы $V(t_k) = 1$ или $Q(t_k) = 1$, то кольцо ФАПЧ (рис. 1) можно считать непрерывной системой автоподстройки и которую можно описать с помощью системы линейных дифференциальных уравнений. Предельные значения t_k и t_{k+1} равны $t_k = t_n + \tau$, $t_{k+1} = t_n + \tau_n - \tau$, $t_k = t_n + \tau_n + \tau$, $t_{k+1} = t_{n+1} - \tau$, $t_k = t_{n+1} + \tau$, $t_{k+1} = t_{n+1} + \tau_n - \tau$, где $\tau \rightarrow 0$. В предельные моменты времени t_k и t_{k+1} можно записать

$$\begin{cases} \Phi_y(t_{k-}) = 2\pi N, \\ \Phi_y(t_{k+}) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $t_{k-} = t_k - \tau$, $t_{k+} = t_k + \tau$, $\tau \rightarrow 0$.

Следовательно, кольцо ФАПЧ как линейную динамическую систему внутри участков от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$ можно описать с помощью линейных дифференциальных уравнений с учетом скачков ее координат $\Phi_y(t)$ и $\Phi_0(t)$ в моменты времени t_k или t_{k+1} на $2\pi N$ и 2π на соответственно (1). Поведение $\Phi_y(t)$, $\Phi_0(t)$ и других координат (стоянний) кольца ФАПЧ внутри участков времени от t_k до t_{k+1} найдем путем использования метода пространств состояний. В качестве состояний

примем напряжения на конденсаторах ФНЧ (рис. 1) C_1 и C_2 , $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ соответственно, а также фазы $\Phi_y(t)$ и $\Phi_0(t)$. В качестве выходного сигнала используем отклонение частоты УГ от номинала $f_{y\Gamma}(t) = S_{y\Gamma}[e_\Phi(t) + U(t)]$ и фазу УГ $\Phi_y(t)$.

Тогда линейное векторное дифференциальное уравнение, описывающее кольцо ФАПЧ (рис. 1) на участках времени от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$, принимает вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{AX}(t) + \mathbf{BU}(t), \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{CX}(t) + \mathbf{DU}(t), \end{cases} \quad (2)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния кольца ФАПЧ; \mathbf{A} – матрица кольца ФАПЧ; \mathbf{B} – вектор управления; $\mathbf{U} = 1$; $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода (для рис. 1 $\mathbf{Y}(t) = [\Phi_y(t); f_{y\Gamma}(t)]$); \mathbf{C} – матрица выхода; \mathbf{D} – матрица компенсации.

Для кольца ФАПЧ 3-го порядка (рис. 1) $\mathbf{X}(t) = [U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_y(t); \Phi_0(t)]$, матрицы $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ имеют вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2 C_2 & 1/R_1 \| R_2 C_2 & 0 & 0 \\ 1/R_1 \| R_2 C_1 & -1/R_1 \| R_2 C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{y\Gamma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ E(t_k) i_{dm1} / C_1 \\ \omega_0 N - 2\pi S_{y\Gamma} U_M \\ \omega_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & S_{y\Gamma} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -U_M S_{y\Gamma} \end{bmatrix}.$$

На отрезках времени от t_k до t_{k+1} начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_{k+})$ равен $\mathbf{X}(t_k) = [U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); 0; 0]$, $\mathbf{X}(t_k) = [U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); \Phi_y(t); 0]$ или $\mathbf{X}(t_k) = [U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); 0; \Phi_0(t)]$.

Вектор состояния $\mathbf{X}(t_{k+1-})$ равен $\mathbf{X}(t_{k+1-}) = [U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); \Phi_y(t); 2\pi]$, $\mathbf{X}(t_{k+1-}) = [U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); 2\pi N; \Phi_0(t)]$ или $\mathbf{X}(t_{k+1-}) = [U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); \Phi_y; 2\pi]$.

Для решения поставленных задач будем использовать систему MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox системы MATLAB представление модели системы автоматического регулирования, которой является ФАПЧ (рис. 1) в виде четверки матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний [12]. Особенностью использования пакета MATLAB при решении дифференциального уравнения (2) для нахождения моментов времени t_{k+1} является необходимость задания дополнительного параметра $options = odeset('Events', @fun)$, где fun – имя функции, в которой задаются условия окончания интегрирования (2) ($\Phi_y(t_{k+1-}) = 2\pi N$ или $\Phi_0(t_{k+1-}) = 2\pi$).

Итогом интегрирования (2) на отрезке времени от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$ является нахождение вектора состояния $\mathbf{X}(t_{k+1-})$, который определяется выражение

$$\mathbf{X}(t_{k+1-}) = [U_{C2}(t_{k+1-}); U_{C1}(t_{k+1-}); \Phi_y(t_{k+1-}); 2\pi] \text{ или}$$

$$\mathbf{X}(t_{k+1-}) = [U_{C2}(t_{k+1-}); U_{C1}(t_{k+1-}); 2\pi N; \Phi_0(t_{k+1-})]. \quad (3)$$

Вектор $\mathbf{X}(t_{k+1})$ используется в дальнейшем на отрезке времени интегрирования $t > t_{k+1}$ в качестве начального вектора состояния и значения t , используемого для нахождения общего (суммарного) времени ПП.

Решение (2) по предложенному алгоритму продолжится до времени $t = t_1$, когда состояния кольца ФАПЧ не будут соответствовать линейному режиму, который можно записать в виде $|[U_{C2}(t_1); U_{C1}(t_1); \Phi_y(t_1); \Phi_0(t_1)] - \mathbf{X}_{\text{уст}}| \leq \text{eps}$, где $\mathbf{X}_{\text{уст}}$ – значение установившегося вектора состояний, значение вектора ошибки eps определяется эмпирически.

Рассмотрим линейный режим работы кольца ФАПЧ синтезатора при $t > t_1$ с коммутацией ее параметров при $t = t_2$. На рисунке 4 изображена блок-схема линейной импульсной модели ФАПЧ с ЧФДзН для малых отклонений разности фаз опорного сигнала и сигнала с ДДПКД (ИЭ1, ИЭ2 – импульсные элементы (ИЭ), отражающие процессы квантования по времени с периодом T_0 на входе и цепи обратной связи кольца ФАПЧ). Внешние сигналы, действующие на кольцо ФАПЧ, – это $\Phi_0(t)$ – фаза опорного сигнала и $U(t) = U_M 1(t) + U_\Pi 1(t - t_2)$ – напряжение перестройки частоты УГ.

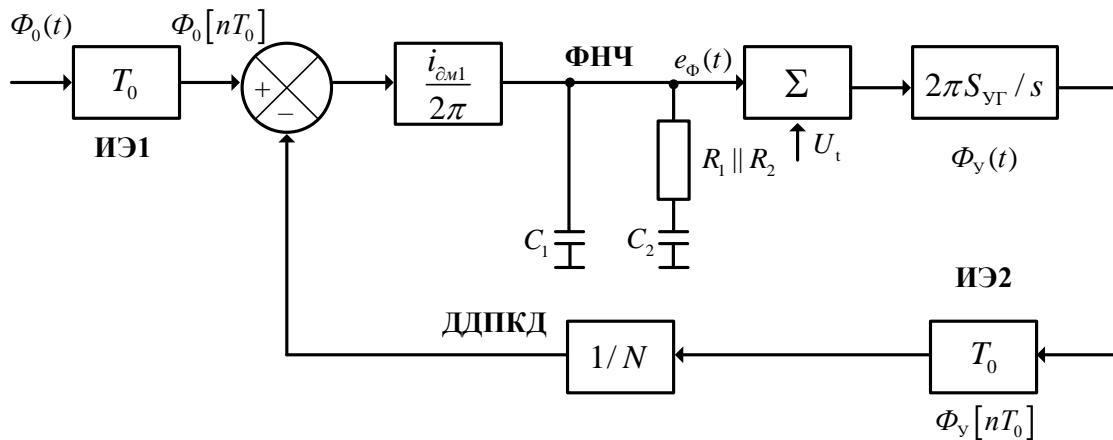


Рис. 4. Блок-схема импульсно-непрерывной модели СЧПЛЛ

Воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах ФНЧ (рис. 4) $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ на конденсаторах C_1 и C_2 , а также фазу УГ $\Phi_y(t)$, в качестве выходных параметров: $\Delta f_{\text{УГ}}$ и $\Phi_y(t)$. Дифференциальное уравнение, описывающее непрерывную часть системы ФАПЧ, имеет вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A1}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B1}\mathbf{U1}(t), \\ \mathbf{Y1}(t) = \mathbf{C1}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D1}\mathbf{U1}(t), \end{cases} \quad (4)$$

где \mathbf{X} – вектор состояния непрерывной части кольца ФАПЧ; $\mathbf{A1}$ – матрица непрерывной части кольца ФАПЧ; $\mathbf{B1}$ – матрица вектора управления; $\mathbf{U1}(t) = [\Phi_0(t) - \Phi_y(t)/N]T_0 \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t-nT_0); U(t)]$, $\delta(t)$ – функция Дирака; T_0 – период дискретизации, $U(t) = -U_M 1(t) + U_\Pi 1(t - t_2)$, $\mathbf{Y1}(t)$ – вектор выхода; $\mathbf{C1}$ – матрица

выхода; \mathbf{D} – матрица компенсации. Для системы ФАПЧ 3-го порядка $\mathbf{X} = [U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_y(t)]$,

$$\mathbf{B1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ i_{\text{oml}} / (2\pi C_1) & 0 \\ 0 & 2\pi S_{y\Gamma} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & S_{y\Gamma} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{y\Gamma} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A1} = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2 C_2 & 1/R_1 \| R_2 C_2 & 0 \\ 1/R_1 \| R_2 C_1 & -1/R_1 \| R_2 C_1 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{y\Gamma} & 0 \end{bmatrix}.$$

Известно, что решение (4) можно записать в виде [11, 13]

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{F}(t - t_0) \mathbf{X}(t_0) + \int_{t_0}^t \mathbf{F}(t - \tau) \mathbf{B} \mathbf{U1}(\tau) d\tau, \quad (5)$$

где $\mathbf{F}(t) = e^{\mathbf{A1}t}$ – фундаментальная матрица.

Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции ($\delta(t)$ -функции) [11, 13], решение (4), (5) представим в виде рекуррентного соотношения для интервала времени от nT_0 до $(n+1)T_0$

$$\mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{X}[nT_0] + \mathbf{F}(T_0) \mathbf{B11} \{ \Phi_o[nT_0] - [\Phi_y[nT_0]]/N \} T_0 - T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B12} \mathbf{U}_M, \quad (6)$$

где $\mathbf{X}[nT_0]$ – состояние кольца ФАПЧ в момент времени nT_0 ; $\mathbf{B12}$ – первый и второй столбец матрицы $\mathbf{B1}$; $\Phi_o[nT_0], \Phi_y[nT_0]$ – значения $\Phi_o(t), \Phi_y(t)$ при $t = nT_0$.

Запишем (6) после преобразований в более удобном для вычисления виде

$$\mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A2} \mathbf{X}[nT_0] + \mathbf{F}(T_0) \mathbf{B11} \{ \Phi_o[nT_0]/N \} T_0 - T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B12} \mathbf{U}_M, \quad (7)$$

где $\mathbf{A2}$ является единичной диагональной матрицей размером $k \times k$, для ФНЧ (рис. 1)

$$\mathbf{A2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -i_{\text{oml}} T_0 / (2\pi N C_1) \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{A2}$ определяет величину скачка вектора состояния в момент времени nT_0 .

В случае $\Phi_o[nT_0] = 0$ можно записать

$$\mathbf{X}_{\text{yct}} + \Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A2} \{ \mathbf{X}_{\text{yct}} + \Delta \mathbf{X}[nT_0] \} - T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B12} \mathbf{U}_M,$$

$$\Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A2} \Delta \mathbf{X}[nT_0] - T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B12} \mathbf{U}_M + \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A2} \mathbf{X}_{\text{yct}} - \mathbf{X}_{\text{yct}},$$

где \mathbf{X}_{yct} – значение уставившегося вектора состояния и определяемого из условия $\mathbf{X}_{\text{yct}} + \Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0]$ при $\lim_{n \rightarrow \infty} \{ \Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0], \Delta \mathbf{X}[nT_0] \} = 0$, для схемы на рис. 4 имеем $\mathbf{X}_{\text{yct}} = [U_M; U_M; 0]$. Так как $\lim_{n \rightarrow \infty} \{ \Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0], \Delta \mathbf{X}[nT_0] \} = 0$, то

$$\mathbf{X}_{\text{yct}} = -T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B2} \mathbf{U}_M + \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A2} \mathbf{X}_{\text{yct}},$$

$$T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}^{1^j} T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B} \mathbf{1} \mathbf{2} \mathbf{U}_M = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2} \mathbf{X}_{YCT} - \mathbf{X}_{YCT} = [\mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2} - \mathbf{I}] \mathbf{X}_{YCT},$$

где \mathbf{I} – единичная диагональная матрица; для ФНЧ 2-го порядка

$$\mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2} \mathbf{X}_{YCT} = \begin{bmatrix} U_M \\ U_M \\ \beta \end{bmatrix}, \text{ где } \beta \text{ – некоторое число. В этом случае}$$

$$T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}^{1^j} T_0^j}{(j+1)!} \mathbf{B} \mathbf{1} \mathbf{2} \mathbf{U}_M = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Это выражение позволяет не вычислять бесконечный ряд в (7), а воспользоваться

$$\text{формулой (8). Для ФНЧ 2-го порядка получим } \mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2} \mathbf{X}[nT_0] - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta \end{bmatrix}, \text{ для}$$

отклонений $\Delta \mathbf{X}[nT_0]$ от стационарного значения \mathbf{X}_{YCT} справедливо выражение

$$\Delta \mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2} \Delta \mathbf{X}[nT_0]. \quad (9)$$

С использованием (9) запишем разностные уравнения кольца ФАПЧ для времени $t < t_2$ и $t > t_2$ в стандартном виде и при условии $\Phi_0[nT_0] = 0$

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{X}_1[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_{\partial 1} \Delta \mathbf{X}_1[nT_0] + \mathbf{B}_{\partial 1} \mathbf{U}[nT_0], \\ \mathbf{Y}_1[nT_0] = \mathbf{C}_{\partial 1} \Delta \mathbf{X}_1[nT_0] + \mathbf{D}_{\partial 1} \mathbf{U}[nT_0], \\ \Delta \mathbf{X}_2[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_{\partial 2} \Delta \mathbf{X}_2[nT_0] + \mathbf{B}_{\partial 2} \mathbf{U}[nT_0], \\ \mathbf{Y}_2[nT_0] = \mathbf{C}_{\partial 2} \Delta \mathbf{X}_2[nT_0] + \mathbf{D}_{\partial 2} \mathbf{U}[nT_0], \end{cases} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_{\partial 1} = \mathbf{F}(T_0) \mathbf{A} \mathbf{2}, \quad \mathbf{C}_{\partial 1} = \mathbf{C}_{\partial 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & S_{y_\Gamma} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{\partial 1} = \mathbf{D}_{\partial 2} = 0, \quad \mathbf{U}[nT_0] = 0, \quad \mathbf{Y}_1[nT_0], \quad \mathbf{Y}_2[nT_0]$$

– вектора выхода.

Начальное значение вектора $\Delta \mathbf{X}_1[1T_0]$ в рекуррентном уравнении (10) для времени t_1 определяется из выражения (3) как $\Delta \mathbf{X}_1[1T_0] = \mathbf{X}(t_{k+1-}) - \mathbf{X}_{YCT}$; для времени t_2 определяется из выражения (10) как $\Delta \mathbf{X}_2[1T_0] = \Delta \mathbf{X}_1(t_{\text{ком}}) + \mathbf{X}_{YCT2}$, где $\mathbf{X}_{YCT2} = [U_n; U_n; 0]$.

Для решения линейных векторных разностных уравнений (10) удобно использовать модальную каноническую модель динамической системы, в которой переходная матрица имеет диагональную форму. Для формирования такой канонической SS-модели используем функцию eig в системе MATLAB: $[\mathbf{P}, \mathbf{A}_d] = \text{eig}(\mathbf{A}_\partial)$, где \mathbf{A}_d – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы \mathbf{A}_∂ , \mathbf{P} – матрица правых собственных векторов \mathbf{A}_∂ .

Используем матрицу \mathbf{P} для преобразования вектора состояний $\Delta \mathbf{X}[nT_0]$ к вектору $\Delta \mathbf{X}_C[nT_0]$. Новый вектор состояния $\Delta \mathbf{X}_C[nT_0]$ связан с исходным вектором соотношением $\Delta \mathbf{X}_C[nT_0] = \mathbf{P}^{-1} \Delta \mathbf{X}[nT_0]$ и система уравнений (10) принимает вид

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{X}_C[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{X}_C[nT_0] + \mathbf{B}_d \mathbf{U}[nT_0], \\ \mathbf{Y}[nT_0] = \mathbf{C}_d \Delta \mathbf{X}_C[nT_0] + \mathbf{D} \mathbf{U}[nT_0], \end{cases} \quad (11)$$

где \mathbf{P}^{-1} – обратная матрица к \mathbf{P} ; $\mathbf{A}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_o\mathbf{P}$; $\mathbf{B}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_o$; $\mathbf{C}_D = \mathbf{C}_o\mathbf{P}$. На интервале $t > t_1$ и $t > t_2$ имеется две матрицы \mathbf{A}_o , то имеется и две матрицы преобразований \mathbf{P}_1 и \mathbf{P}_2 , а также пары матриц: $\mathbf{B}_{D1}, \mathbf{B}_{D2}$ и $\mathbf{C}_{D1}, \mathbf{C}_{D2}$. Решение (11) для случая $\mathbf{B}_{o1} = \mathbf{B}_{o2} = 0$, $\mathbf{D}_{o1} = \mathbf{D}_{o2} = 0$, $\mathbf{U}[nT_0] = 0$ можно записать в виде

$$\Delta \mathbf{X}_C[nT_0] = \mathbf{A}_D^n \Delta \mathbf{X}_C[T_0], \quad (12)$$

где $\mathbf{A}_D^n = diag[\alpha_1^n, \alpha_2^n, \alpha_3^n]$ – переходная диагональная матрица; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – собственные значения матрицы \mathbf{A}_o ; $\Delta \mathbf{X}_C[T_0]$ – начальное значение вектора отклонения состояния от стационарного значения в моменты времени $t = t_1$ или $t = t_2$.

На интервале времени $t > t_2$ выражение (12) после преобразований имеет вид

$$\Delta \mathbf{X}_{C2}[nT_0] = \mathbf{A}_{D2}^n \mathbf{P}_2^{-1} \{ \mathbf{P}_1 \Delta \mathbf{X}_{C1}(t_{kom}) + \mathbf{X}_{UST2} \}, \quad (13)$$

где $\Delta \mathbf{X}_{C1}(t_{kom}) = \mathbf{A}_{D1}^{t_{kom}/T_0} \mathbf{P}_1^{-1} \Delta \mathbf{X}(t_1)$; $\mathbf{A}_{D2}^n = diag[\alpha_{21}^n, \alpha_{22}^n, \alpha_{23}^n]$ – переходная диагональная матрица.

Отклонение частоты и фазы УГ от номинального значения описываются выражения вида

$$\begin{cases} \Delta f_{y2}[nT_0] = \mathbf{C}_{D2f} \Delta \mathbf{X}_{C2}[nT_0], \\ \Phi_{y2}[nT_0] = \mathbf{C}_{D2fi} \Delta \mathbf{X}_{C2}[nT_0], \end{cases}, \quad (14)$$

где $\mathbf{C}_{D2f}, \mathbf{C}_{D2fi}$ – первая и вторая строки матрицы \mathbf{C}_{D2} .

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены аналитические выражения, с помощью которых в среде MATLAB разработана программа расчета длительности ПП при перестройке СЧ_{PLL} по частоте и фазе с учетом рассмотренного способа ускорения протекания ПП. Иллюстрацией работы данной программы по расчету характеристик ПП по частоте при начальном расстройке и помехе коммутации, возникающей при переключении элементов ФНЧ и токов зарядовой накачки ЧФДзн, являются зависимости (графики), представленные на рис. 3. Предложенная методика расчета ПП в кольце ФАПЧ третьего порядка легко может быть распространена на кольца ФАПЧ более высоких порядков с использованием необходимых матриц, полученных аналогично предложенному выше методическому подходу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
2. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
3. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в синтезаторах с коммутацией элементов в системе фазовой автоподстройки частоты // Радиотехника. – 2013. – № 12. – С. 104–111.
4. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Переходные процессы в синтезаторах частот с частотно-фазовым детектором с квадратичной характеристикой // Теория и техника радиосвязи. – 2016. – № 4. – С. 81–86.
5. Борисов В.И., Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Методика расчета переходных процессов в системе фазовой автоподстройки

- синтезатора частот с коммутируемым фильтром нижних частот // Теория и техника радиосвязи. – 2017. – №1. – С. 50–60.
6. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в астатической импульсной системе ФАПЧ с коммутируемыми параметрами ФНЧ и зарядовой накачки // Теория и техника радиосвязи. – 2017. – № 4. – С. 72–83.
 7. Леньшин А.В., Голубинский А.Н., Матуразов М.В., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в синтезаторах с быстрой настройкой частоты // Радиолокация, навигация, связь: сб. трудов XXV Международной научно-технической конференции. Том 5. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2019. – С. 413–421.
 8. Романов С. К., Тихомиров Н.М., Марков И.А., Рахманин Д.Н. Дискретная модель синтезатора частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 4. – С. 102–109.
 9. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
 10. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MATLAB 7: программирование, численные методы. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 752 с.
 11. Стрейц В. Метод пространств состояний в теории дискретных линейных систем управления / Под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука, 1985. – 296 с.
 12. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Control System Toolbox. – М.: Диалог-МИФИ, 1999. – 287 с.
 13. Автоматизированное проектирование систем автоматического управления / Я.Я. Алексанкин, А.Э. Бржозовский, В.А. Жданов и др.; Под ред. В.В. Соловникова. – М.: Машиностроение, 1990. – 332 с.

REFERENCES

1. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with automatic tuning. – M.: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
2. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
3. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N. Transients in synthesizers with switching elements in a phase-locked frequency system // Radio engineering. – 2013. – No. 12. – Pp. 104–111.
4. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M. Transients in frequency synthesizers with a frequency-phase detector with a quadratic characteristic // Theory and technology of radio communication. – 2016. – No. 4. – Pp. 81–86.
5. Borisov V.I., Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N. Methodology for calculating transients in a phase-locked frequency synthesizer with a switched low-pass filter // Theory and technology of radio communication. – 2017. – No. 1. – Pp. 50–60.
6. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N. Transients in an astatic pulsed PLL system with switched parameters of the LPF and charge pumping // Theory and technology of radio communication. – 2017. – No. 4. – Pp. 72–83.
7. Lenshin A.V., Golubinsky A.N., Maturazov M.V., Tikhomirov V.N. Transients in synthesizers with fast frequency tuning // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference. Volume 5. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: Publishing House of VSU, 2019. – Pp. 413–421.

8. Romanov S. K., Tikhomirov N.M., Markov I.A., Rakhmanin D.N. A discrete model of a frequency synthesizer with a switched bandwidth // Theory and technology of radio communication. – 2014. – No. 4. – Pp. 102–109.
9. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a pulse-phase automatic frequency tuning system. – M.: Radio and Communications, 1989. – 232 p.
10. Ketkov Yu.L., Ketkov A.Yu., Shultz M.M. MATLAB 7: programming, numerical methods. – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2005. – 752 p.
11. Streits V. The method of state spaces in the theory of discrete linear control systems / Edited by Ya.Z. Tsypkin. – M.: Nauka, 1985. – 296 p.
12. Medvedev V.S., Potemkin V.G. Control System Toolbox. – M.: Dialog-MIPI, 1999. – 287 p.
13. Automated design of automatic control systems / Ya.Ya. Aleksankin, A.E. Brzhozovsky, V.A. Zhdanov, etc.; Edited by V.V. Solodovnikov. – M.: Mashinostroenie, 1990. – 332 p.

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ

А. В. Луканов¹, И. А. Зиборов¹, Т.Ф. Чausова¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Представлены результаты синтезирования узкополосного согласующего устройства, которое обеспечивает одновременное согласование на двух частотах с разницей не менее 10%.

Ключевые слова: антенно-согласующее устройство, КПЕ, КСВ, КПД, емкость, синтез.

SYNTHESIS OF MATCHING CIRCUITS FOR SIMULTANEOUS OPERATION OF TWO TRANSCEIVERS ON ONE ANTENNA

A. V. Lukanov¹, I. A. Ziborov¹, T.F. Chausova¹

¹JSC «CONCERN «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The results of synthesizing a narrowband matching device unit are presented, which provides simultaneous matching at two frequencies with a difference of at least 10%.

Keywords: antenna matching device, KPI, SWR, efficiency, capacitance, synthesis.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача радиопередающего устройства в составе комплекса связи - обеспечить передачу в антенну максимальной мощности. Для этого необходимо обеспечить равенство сопротивления антенны сопротивлению усилителя мощности.

Входные сопротивления антенн зависят от частоты, окружающей обстановки, подстилающей поверхности. КСВ реальных антенн может достигать значений в сотни единиц.

В состав радиопередающих устройств для согласования сопротивлений включается антенно-согласующее устройство. Для построения антенно-согласующих цепей используются различные методы узкополосного и широкополосного согласования.

В системах связи, в которых используется одна антenna для работы двух радиостанций, с разнесением по частотам, возникают требования не только к качеству согласования, но и к обеспечению должной связки между радиостанциями.

Принцип работы антенно-согласующего устройства основан на изменении номиналов реактивных элементов (индуктивностей и ёмкостей, длинных линий). Изменение реактивного сопротивления согласующего контура может выполняться с помощью дискретно-набираемых элементов, коммутируемых p-i-n-диодами или реле. При этом величины реактивных элементов соотносятся как

$$\alpha_n = \Delta\alpha 2^{n-1}, n = 1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

где m – число элементов в составе дискретного элемента,

$\Delta\alpha$ – минимальное значение элемента.

Другим вариантом изменения значения реактивных элементов является применение конденсаторов перестраиваемой ёмкости (КПЕ) и вариометров [1].

2. СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Рассмотрим вариант построения узкополосного согласующего устройства, обеспечивающего одновременное согласование на двух частотах с разницей не менее 10% с помощью КПЕ. Выполним анализ структуры высокочастотного контура в системе Advanced Designed System. Входные сопротивления антенны представлены в таблице 1.

Таблица 1. Входные сопротивления антенны

Номер точки	Частота, МГц	R, Ом	X, Ом	C1 (C3), пФ	C2 (C4), пФ
1	30	30	-55	52,05	4,8
2	33	39	-26,2	43,5	3,3
3	35	45	-7	38,95	2,7
4	51	400	50	18	1,7
5	72	29,2	-146	8,79	1,19
6	75	25	-125	8,27	0,9
7	80	22	-87	7,37	0,68

Для исключения влияния двух радиостанций друг на друга согласующие цепи должны иметь в своем составе два параллельных контура. Рассмотрим для примера цепь, представленную на рисунке 1. Значения индуктивностей являются постоянными, согласование обеспечивается изменением номиналов ёмкостей. Их значения приведены в таблице 1.

Определим развязку при работе двух контуров на общую antennу (рисунок 2), а также оценим требуемую разрешающую способность ёмкости C1 и C2 при работе контуров на частотах 30-35 и 75-80 МГц.

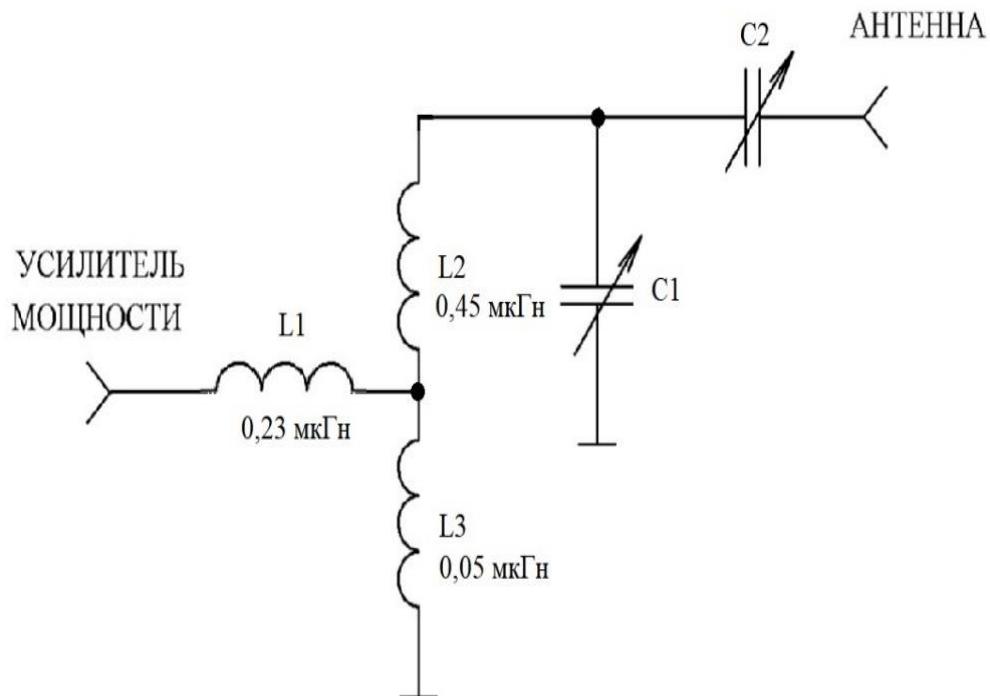


Рис. 1. Согласующий контур.

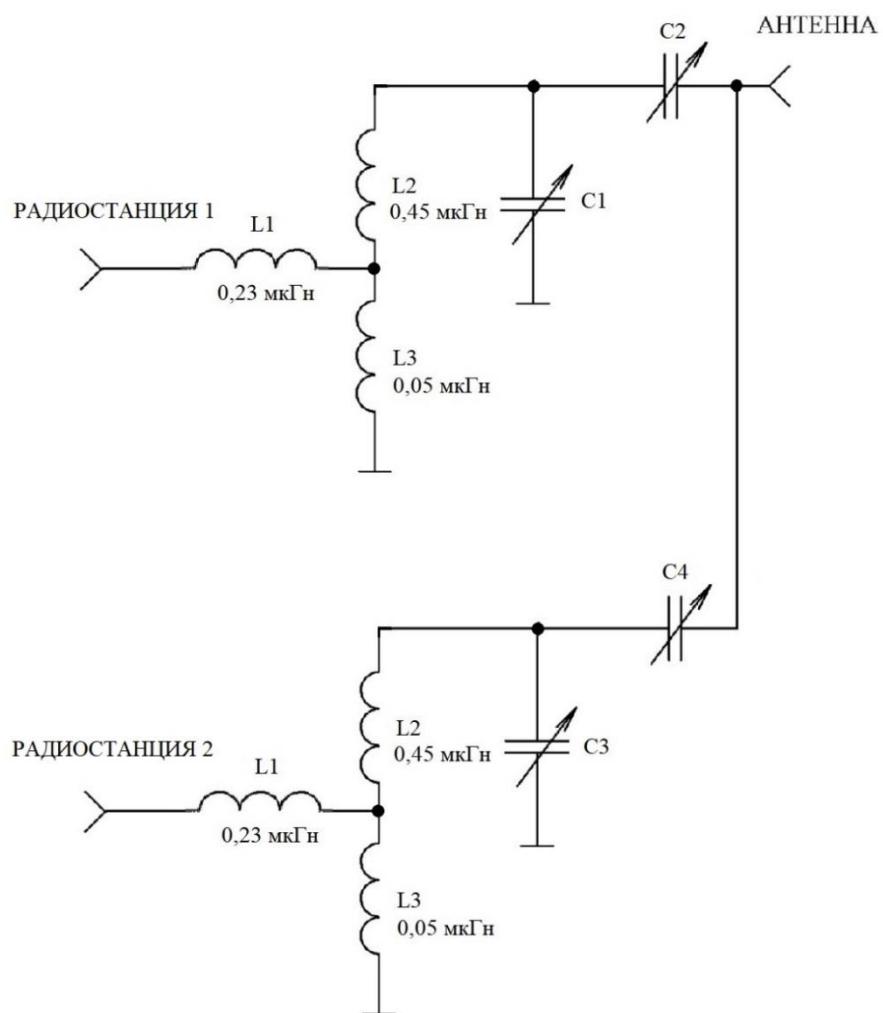


Рис. 2. Схема соединения двух контуров при работе на одну antennу.

m9
freq=30.00MHz
dB(U_30)=41.688

m10
freq=33.00MHz
dB(U_30)=7.635

m11
freq=30.00MHz
dB(U_35)=6.426

m12
freq=33.00MHz
dB(U_35)=43.267

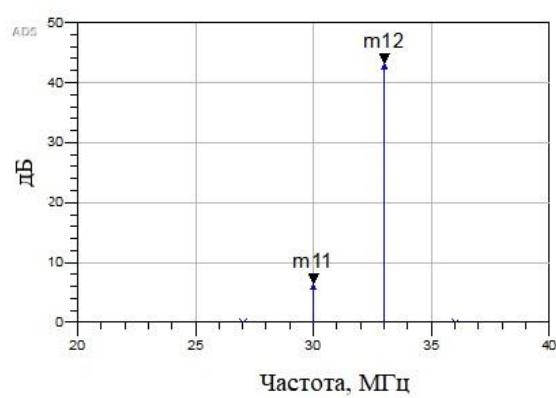
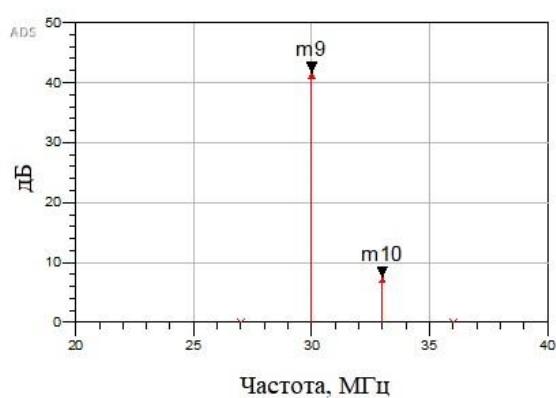


Рис. 3. Развязка между согласующими контурами на частотах 30 и 35 МГц.

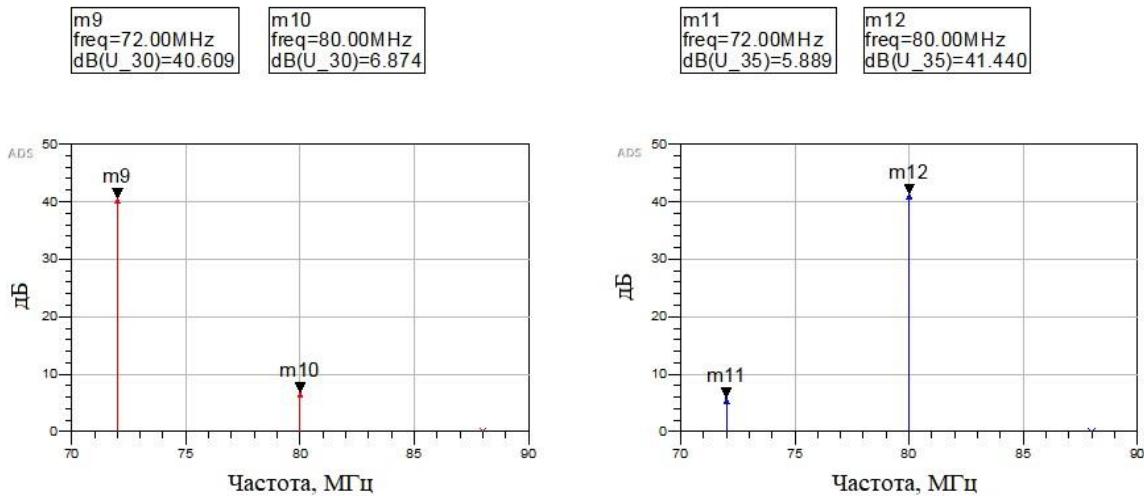


Рис. 4. Развязка между согласующими контурами на частотах 75 и 80 МГц.

Как видно из рисунков 3 и 4 развязка между контурами составляет не менее 34,5 дБ.

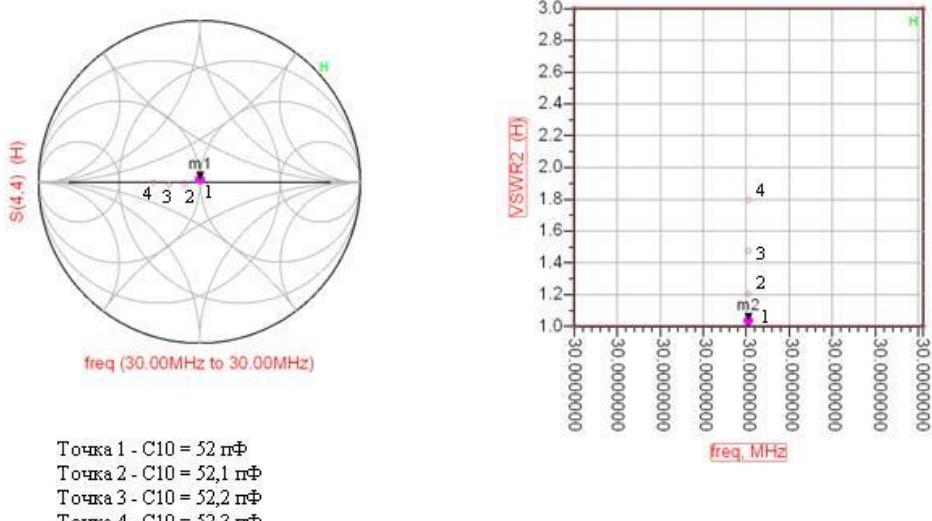


Рис. 5. Зависимость КСВ от изменения емкости.

Согласно рисунку 5, изменение емкости с шагом 0,1 пФ влечет за собой отклонение КСВ не менее, чем на 0,2.

Для расширения возможностей согласования схемы рассмотрим возможность представления индуктивного органа в виде дискретного набора, коммутируемого реле. В таком случае можно сказать, что в исследуемой схеме изменение индуктивности на 1 нГн на частоте 80 МГц приведёт к изменению КСВ на величину 0,2-0,3 (рисунок 6).

Из расчета номиналов элементов согласующей схемы видно, что в диапазоне 50-80 МГц емкость последовательного органа составляет менее 2 пФ. Принимая это во внимание, использование в качестве коммутационных элементов реле, имеющих типовые значения паразитной емкости 1,5-2 пФ, невозможно, поскольку не будет обеспечена заданная точность настройки. Также разрешаемая способность не позволяет использовать дискретные органы для настройки, поскольку незначительное изменение емкости и индуктивности приводит к существенному изменению КСВ. Включение в согласующий контур коммутационных элементов неизбежно влечет за собой ухудшение добротности и, как следствие, уменьшение точности и возможности настройки.

Напряжения в ветвях схемы, составляющие не менее 1400 В, не позволяют использовать для коммутации pin-диоды.

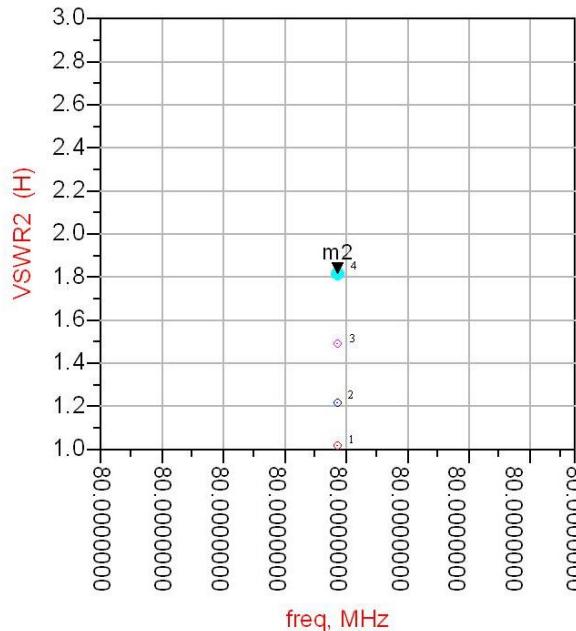


Рис. 6. Зависимость КСВ от изменения индуктивности.

Реальные катушки индуктивности в диапазоне частот 30-80 МГц имеют добротность близкую к 150-200, что недостаточно для обеспечения приемлемого КПД.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты представленные выше демонстрируют возможность разработки двухчастотного согласующего устройства, которое удовлетворяет параметрам КСВ согласования и связь между двумя согласующими контурами. При этом было отмечено, что наиболее подходящим элементом настройки является конденсатор переменной емкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Основы построения устройств согласования антенн. Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К. – ВАС, 1980, с.1-240

REFERENCES

1. Basics of building antenna matching devices. Babkov V.Yu., Muravyov Yu.K. – VAS, 1980, p.1-240

СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

И. А. Зиборов¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Представлен способ обучения алгоритма вычислительного типа, позволяющий сократить время настройки.

Ключевые слова: антенно-согласующее устройство, машинное обучение, КСВ.

METHOD FOR TRAINING A COMPUTATIONAL ALGORITHM FOR AN AUTOMATED ANTENNA-MATCHING DEVICE

I. A. Ziborov¹

¹JSC «CONCERN «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. A method for training a computational type algorithm is presented, which allows reducing setup time.

Keywords: antenna matching device, machine learning, SWR.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для перестраиваемых автоматизированных антенно-согласующих устройств (ААСУ), согласующий контур которых состоит из переменных органов, представленных в виде набора дискретных двоичных реактивных элементов, алгоритм настройки может быть реализован тремя различными способами.[1]

- 1) Алгоритм перебора.
- 2) Поисковый алгоритм.
- 3) Вычислительный алгоритм.

Алгоритм перебора применяется в ААСУ с малым количеством перестраиваемых элементов. Процесс настройки заключается в переключении перестраиваемых реактивных элементов согласующего контура во всевозможных комбинациях и контроль КСВ с помощью датчика. За счет малого количества комбинаций согласующего контура процесс настройки занимает приемлемое время. Основной недостаток ААСУ с данным типом алгоритма, это ограниченное количество антенн, которые могут быть согласованы. Для расширения номенклатуры согласуемых антенн необходимо увеличить количество элементов контура, однако это приведет к увеличению, в разы, времени настройки алгоритма перебора. Блок схема алгоритма перебора представлен на рисунке 1.

Сущность алгоритма настройки поискового типа заключается в том, что в процессе поиска, путем целенаправленной перестройки реактивных элементов согласующей цепи, ААСУ достигается выполнение того или иного критерия качества согласования, контролируемых при помощи специальных датчиков рассогласования. [2,3] При использовании, так называемого поискового алгоритма, изменение переменного параметра органа, производится минимальными приращениями, в пределах самого младшего реактивного элемента. При таком способе настройки длительность процесса оказывается весьма продолжительной. Для сокращения времени процесса настройки, изменение переменного параметра органа можно начинать с максимально возможного двоичного значения параметра, при этом каждый из двоичных

реактивных элементов органа включается единожды.[2] Пример работы поискового алгоритма представлен на рисунке 2.

Вычислительный алгоритм автоматической настройки, основывается на данных, полученных от датчика комплексного сопротивления. Результаты измерения обрабатываются микропроцессором и определяется оптимальная конфигурация перестраиваемых органов согласующего контура. После установки конфигурации, происходит проверка и уточнение. В процессе расчета конфигурации согласующего контура, алгоритм использует заранее полученные модели его элементов. Модели позволяют уменьшить количество шагов подстройки (проверки и уточнения). Максимальное количество шагов подстройки алгоритма вычислительного типа для получения оптимального КСВ равно 30-ти. При этом максимальное время настройки меньше одной секунды [3]. Функциональная схема, представлена на рисунке 3.

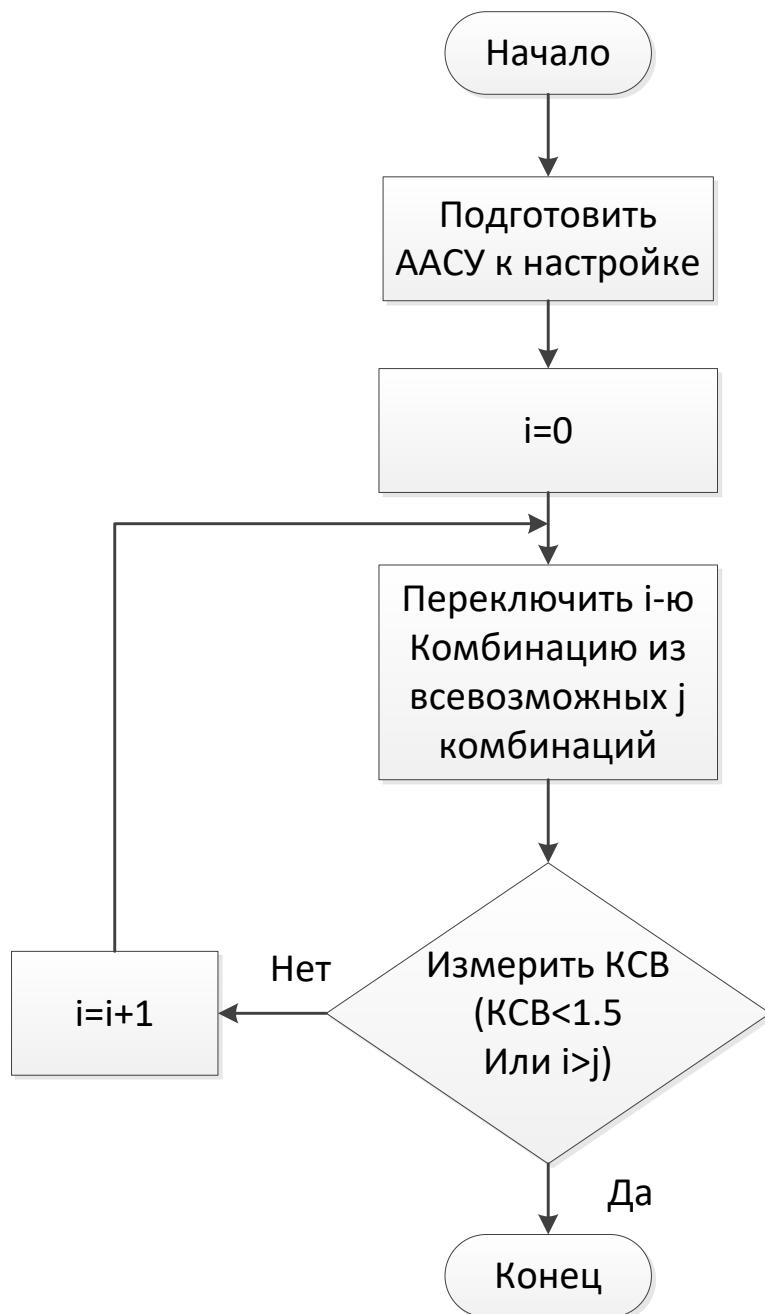


Рис. 1. Блок схема алгоритма перебора ААСУ.

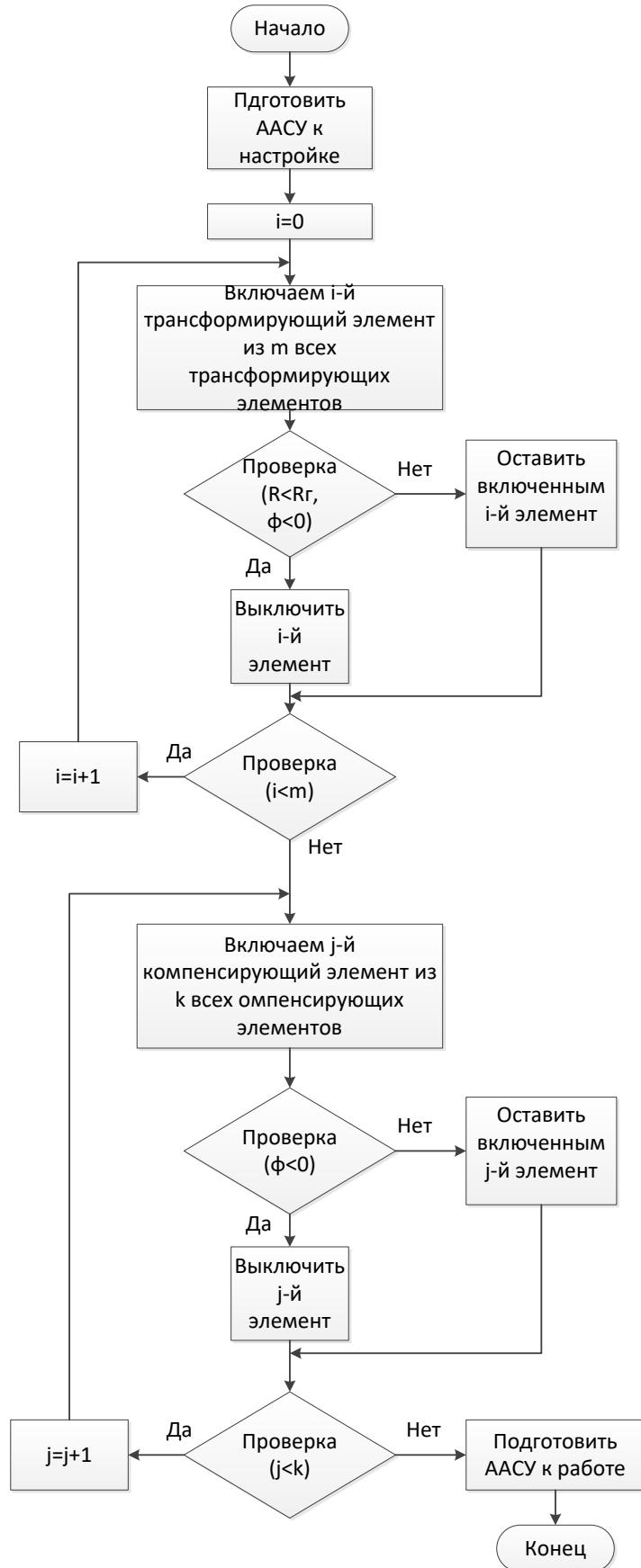


Рис. 2. Блок схема поискового алгоритма ААСУ.

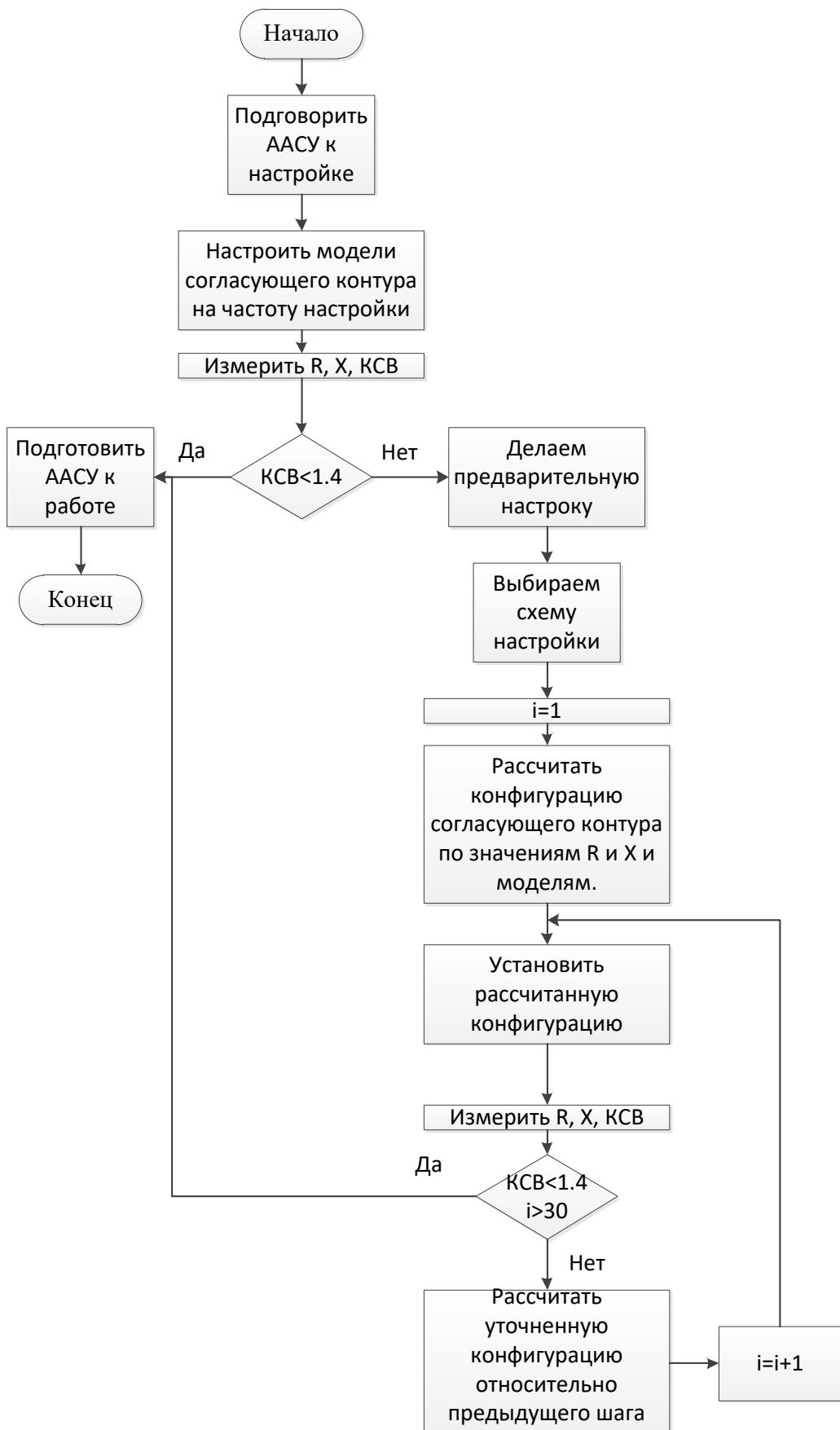


Рис. 3. Блок схема вычислительного алгоритма ААСУ.

2. МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ В ААСУ

Для автоматической настройки блоков ААСУ используется наиболее перспективный, в настоящее время, алгоритм вычислительного типа. В процессе работы вычислительного алгоритма ААСУ каждая новая настройка не использует предыдущие данные. Поэтому процесс настройки всегда начинается с “нулевого состояния” – состояния, когда все перестраиваемые реактивные элементы согласующего контура выключены. Использование предыдущих настроек позволило бы уменьшить время настройки и количество ошибок при выполнение алгоритма.

Данную проблему возможно решить используя машинное обучение в рамках вычислительного алгоритма автоматической настройки антенно-согласующего устройства.

Машинное обучение – это раздел искусственного интеллекта, который изучает методы и алгоритм, позволяющие системе автоматически обучаться на основе данных и делать предсказания или принимать решения без явного программного задания. [4]

Для машинного обучения характерно выделение типа задачи и метода ее решения. После выбора метод определяется алгоритм для реализации. Выделим типы задач машинного обучения которые могут возникать в процессе работы алгоритма вычислительного типа ААСУ:

Задача кластеризации – разделение результатов работы вычислительного алгоритма настройки ААСУ на известный эквивалент, по классификациям, например, КСВ в начале настройки.

Задача выявления аномалий – разделение аномальных настроек ААСУ не поддающихся процессу вычисления или имеющих значительное отклонение от рассчитанного значения. Аномалии встречаются редко и могут не присутствовать в обучающих настройках.

Задача регрессии – составление прогноза результатов настройки (комплексного сопротивления, КСВ), основываясь на некоторой выборке ранее известных данных, которые имеют различные признаки.

Выделяют два метода машинного обучения – это метод обучения с учителем и без учителя. В алгоритме вычислительного типа целесообразно применять сразу два метода.

Предположим, произведена предварительная настройка антенно-согласующее устройство на эквивалент антенны с n-шагом по частоте. Результаты полученные в процессе настройки ААСУ: данные комплексного сопротивления в начале настройки, в конце настройки, КСВ настройки, состоянии настроенного согласующего контура, и промежуточные состояния получаемые в процессе работы алгоритма. Нам необходимо создать модель, предсказывающую состояние согласующего контура по известным параметрам. В данном случае учителем выступает сам вычислительный алгоритм, который настраивает эквивалент антенны и получает результат настройки.

Рассмотрим случай, встречающийся в процессе эксплуатации ААСУ. На реальном объекте, параметры антенны могут не совпадать с параметрами обучающего эквивалента. Поэтому ААСУ необходимо выполнять задачу кластеризации и добавления результатов каждой новой настройки алгоритма. Еще одна возможная ситуация, это появление аномальных настроек из-за влияния паразитных параметров согласующего контура, не учтенных в модели. Это пример машинного обучения без учителя, возникающий в процессе эксплуатации ААСУ.

Рассмотрим способ применения машинного обучения, в рамках вычислительного алгоритма, представленный на рисунке 4.

Как видно из схемы, процесс обучения можно разделить на два этапа. Первый этап подготовительный, происходит в момент регулировки ААСУ на рабочем месте. К ААСУ подключается известный эквивалент антенны, на который вычислительный

алгоритм производит настройку. Входные и выходные данные, полученные в результате настройки, подвергаются кластеризации, после чего записываются во внутреннее хранилище ААСУ. В результате процесса настройки на эквивалент получается структурированный массив данных, имеющих разные признаки.

Второй этап обучения, происходит в процессе работы ААСУ на объекте на неизвестную нагрузку. В начале настройки ААСУ производится решение задачи регрессии с помощью данных полученных на первом этапе. В случае если задача регрессии не получилось решить, алгоритмом вычислительного типа производится стандартная настройка из “нулевого состояния”, после которой результат добавляется к массиву данных. Если задача регрессии решена частично, и полученное состояние согласующего контура находится близко к настройке, то процесс настройки вычислительным алгоритмом запускается не с “нулевого состояния”, а с состояния полученного в процессе решения задачи регрессии. После чего результат работы алгоритма тоже заносится в массив данных.

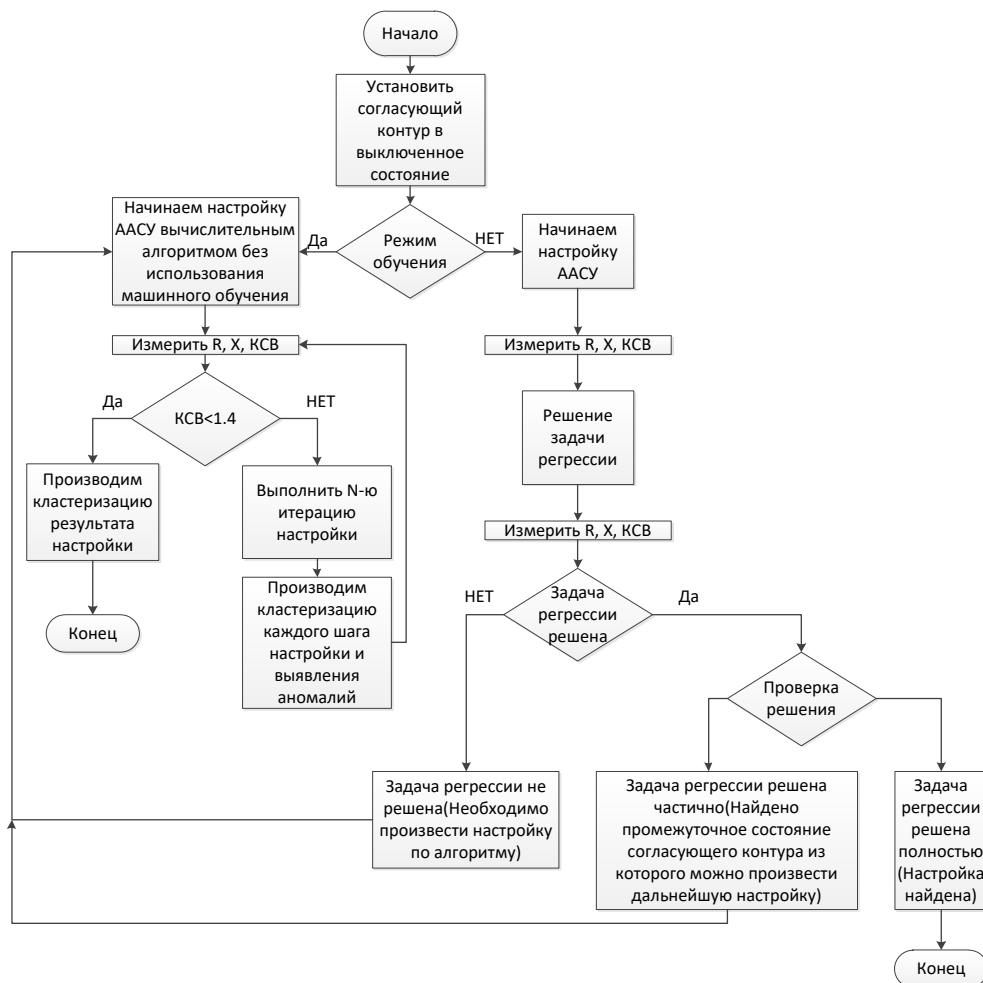


Рис. 4. Блок схема способа обучения алгоритма вычислительного типа ААСУ.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Все выше изложенное показывает, что применение машинного обучения в вычислительном алгоритме автоматической настройки ААСУ возможно, и приведет к увеличению скорости настройки. При этом скорость настройки будет уменьшаться с увеличением времени работы ААСУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Основы построения устройств согласования антенн. Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К. – ВАС, 1980.
2. Основы проектирования передающих устройств систем радиосвязи. Пособие по курсовому и дипломному проектированию. Под ред. В.Ю. Бабкова. ВАС, 1984.
3. В.А. Ширин, Ю.Я. Яковенко Метод расчета номинальных значений разрядов дискретно-перестраиваемого органа антенного согласующего устройства. // Научно-технический сборник «Техника средств связи», серия – техника радиосвязи, 1977, выпуск 4, С 116.
4. Бринк Х., Ричардс Д., Феверолф М. Машинное обучение. Санкт-Петербург: Питер, 2017. – 336 с. //

REFERENCES

1. Basics of building antenna matching devices. Babkov V.Yu., Muravyov Yu.K. – YOU, 1980.
2. Fundamentals of designing transmitting devices of radio communication systems. A guide to coursework and diploma design. Ed. V.Yu. Babkova. VAS, 1984.
3. V.A. Shirin, Yu.Ya. Yakovenko Method for calculating the nominal values of the digits of a discretely tunable element of an antenna matching device. // Scientific and technical collection “Communication technology”, series – radio communication technology, 1977, issue 4, P 116.
4. Brink H., Richards D., Feverolf M. Machine learning. St. Petersburg: Peter, 2017. – 336 p.

СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

В.В. Кизилов, И.А. Ковтун

Военная академия Ракетных войск стратегического назначения
им. Петра Великого (ВА РВСН), Балашиха, Россия

Аннотация. Предлагается методика, которая позволяет оптимизировать характеристики первичной сети радиосвязи, учитывая условия ее функционирования. В статье подробно описывается структура методики, ее основные этапы и принципы работы. В целом, статья представляет интерес для специалистов в области радиосвязи и телекоммуникаций, а также для всех, кто интересуется оптимизацией характеристик сетей радиосвязи.

Ключевые слова: методика, радиосвязь, имитационное моделирование, первичная сеть радиосвязи.

THE STRUCTURE OF THE METHODOLOGY FOR OPTIMIZING THE CHARACTERISTICS OF THE PRIMARY RADIO COMMUNICATION NETWORK AND THE CONDITIONS OF ITS OPERATION

V.V. Kizilov, I.A. Kovtun

Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (VA RVSN),
Balashikha, Russia

Abstract. A technique is proposed that allows optimizing the characteristics of the primary radio communication network, taking into account the conditions of its operation. The article describes in detail the structure of the methodology, its main stages and principles of operation. In general, the article is of interest to specialists in the field of radio communications and telecommunications, as well as to anyone interested in optimizing the characteristics of the primary radio network.

Keywords: methodology, radio communication, simulation modeling, primary radio communication network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задачи оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения условиям ее функционирования, основывается на разработанных в [1, 2, 4] моделях линии радиосвязи соединения на полевых позициях (ПП) и реализуется в виде методики оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения условиям ее функционирования, обеспечивающих повышение качества связи.

Постановка задачи звучит следующим образом: разработка методики М оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения - S, которая с учетом потребностей управления, определяющих множество входных параметров X, а также соответствующих им показателей качества управления, определяемых множеством выходных параметров Y, множеством собственных режимов и параметров Z, множеством условий ее функционирования в ПР в интересах выполнения рп боевых задач E, обеспечивает максимум числа управляемых объектов.

$S = \{X, Y, Z, E, Q\}$ - первичная сеть соединения - объект исследования.

Условия функционирования первичной сети радиосвязи соединения могут включать в себя различные факторы, такие как климатические условия, географические условия, наличие помех, наличие препятствий, наличие пользователей, регуляторные и технические требования. Первичная сеть радиосвязи должна функционировать в различных географических условиях, включая горные районы, пустыни, лесные массивы и городские районы. Кроме того, она должна функционировать в условиях наличия помех, таких как преднамеренные и непреднамеренные помехи и в условиях радиотехнической разведки (РТР). Наконец, первичная сеть радиосвязи должна функционировать в соответствии с техническими требованиями, такими как требования к скорости передачи данных, качеству связи и другим параметрам.

2. СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Назначение методики:

Методика предназначена для оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения под конкретные условия ее функционирования, с учетом выбранных критериев и определения на этой основе соответствующего порядка и применения разнородных линий связи с учетом обеспечения радиомаскировки и защиты от влияния помех.

Структура методики оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения условиям ее функционирования представлена на рисунке 1.

Методика состоит из следующих структурных элементов:

Исходные данные для оптимизации складываются из двух составляющих:

- Показатели и критерии – к ним относятся надсистемные показатели, обусловленные потребностями управления такие как: $N_{\text{нью}}$ – необходимое число управляемых объектов, $\lambda_{\text{упр}}$ – интенсивность управления, τ_c – длительность сообщения, v_c – скорость передачи сообщения.

- Ограничения и допущения.

Так же в ограничения вводятся условия функционирования:

$R_{\text{пп}}$ – радиус полевой позиции, $C_{\text{кр}}$ – коэффициент сомкнутости крон на ПП, $L_{\text{пп}} = \{\varepsilon, \sigma\}$ – параметры лесного массива на ПП.

Комплексная модель линии радиосвязи [1, 2, 4] позволяет сформировать внутренние параметры первичной сети радиосвязи в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех, воздействия РТР, при необходимой интенсивности управления, а также определить основные параметры показателя требуемой разведывательной защищенности первичной сети радиосвязи. К ним относятся режимы работы по мощности, режимы работы по частоте, так же оценивается параметры источников помех: $N_{\text{п}}$ – число источников помех на ПП; $P_{\text{п}}$ – максимальная мощность источника помех в ПР; $\Delta F_{\text{п}}$ – ширина полосы помехи, кГц;

На третьем этапе осуществляется имитационное моделирование концентрации «соседних» УКВ радиоэлектронных станций (РЭС) и обосновываются критерии эффективности частотных режимов такие как: $K_{\text{кфк}}$ – коэффициент качественного функционирования, $N_{\text{ош}}$ – критерий адаптации по ошибке, ΔT_A – критерий адаптации по времени. Так же имитируется структура первичной сети радиосвязи, в результате определяются такие параметры как: $D_{\text{св}}$ – дальность связи, $P_{\text{рпу}}$ – чувствительность приемных устройств, ΔF – ширина спектра сигнала.

После имитационного моделирования формируется рациональный состав первичной системы связи для текущих условий функционирования: учитываются

различные аспекты работы сети (качество связи, скорость передачи данных) определяются тип радиосвязи, необходимое число передающих и приемных устройств у каждого абонента.

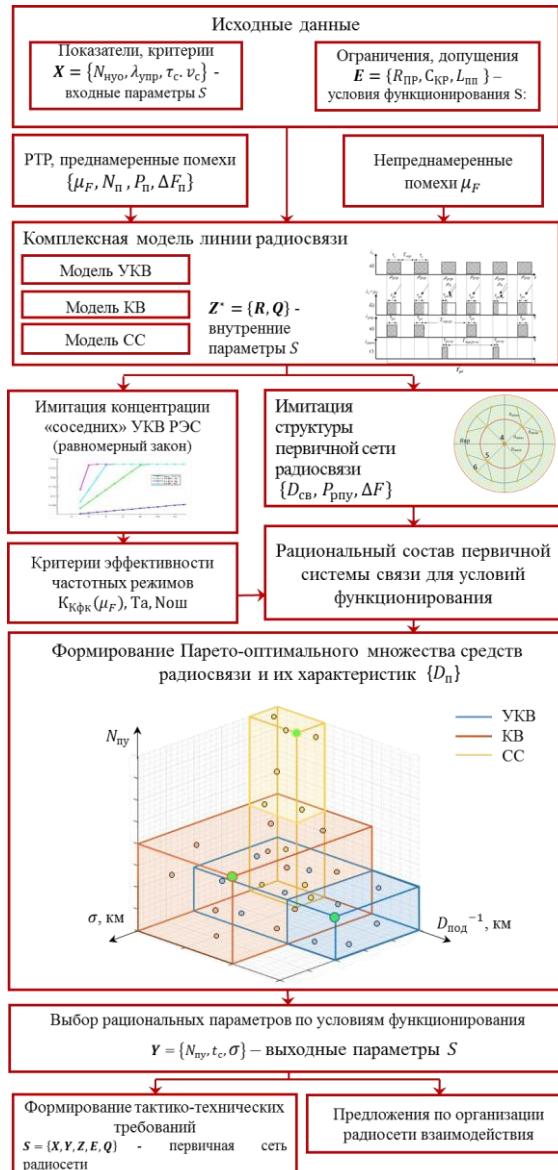


Рис. 1. Структура методики оптимизации характеристик первичной сети радиосвязи соединения условиям ее функционирования.

Блок формирования множества Парето показывает Парето-оптимальные решения многокритериальной задачи [3]. Множество строится по трем показателям: помехоустойчивость (определяется дальностью подавления РЭС), разведывательная защищенность (определяется как СКО определения координат РЭС) и число управляемых объектов. После формирования множества Парето, происходит выбор оптимального решения из этого множества. Каждая точка на множестве имеет функциональную окраску и характеризуется различными внутренними параметрами S . Оптимальное решение выбирается на основе заданных критериев оптимизации, что обеспечивает наилучшее функционирование первичной сети радиосвязи в заданных условиях.

Выходными данными являются тактико-технические требования к разрабатываемой первичной радиосети и предложения по организации радиосети

взаимодействия, выстраивающиеся из имеющейся структуры первичной радиосети соединения.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таком образом, предложенный подход позволит оценить и выбрать оптимальные характеристики первичной сети радиосвязи, учитывая условия ее функционирования и потребностей управления, а так же позволит сформировать тактико-технические требования для перспективных радиоэлектронных средств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кизилов В.В. Комплексная модель линии радиосвязи ракетного полка дивизии ПГРК на полевой позиции Тр. XLII Всерос. (Межведомственной) НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем» / Фил. Воен. акад. РВСН им. Петра Великого (г. Серпухов Моск. обл.). – Серпухов, 2023. – Ч. 5. (инв. № Н/7082, 195 с.).
2. Ковтун И.А., Харламов А.Ю. Математическая модель обеспечения разведзацищенности системы связи // Научно-технический сборник Известия ВА РВСН 2016, ч.2, № 265. – Балашиха, 2016.
3. Подиновский В.В., Ногин В.Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач: Монография / В.В. Подиновский, В.Д. Ногин. - М.: Наука, 1982. - 256 с.: ил. - (Экономико-математическая библиотека). - 1.50. - Текст.
4. Титаренко В.Н. Методика оптимальной трансформации разнородной первичной сети радиосвязи ракетной дивизии ПГРК в условиях помех и РТР. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук г. Воен. акад. РВСН им. Петра Великого (Балашиха, Моск. Обл.) инв. № Н/139549

REFERENCES

1. Kizilov V.V. Complex model of the radio communication line of the missile regiment of the PGRK division at the field position of Tr. XLII Vsros. (Interdepartmental) NTC "Problems of efficiency and safety of functioning of complex technical and information systems" / Phil. Military. acad. RVSN named after him. Peter the Great (Serpukhov, Moscow region). – Serpukhov, 2023. – Part 5. (inv. no. N/7082, 195 p.).
2. Kovtun I.A., Kharlamov A.Yu. Mathematical model of ensuring intelligence security of the communication system // Scientific and technical collection of Izvestia VA RVSN 2016, part 2, No. 265. – Balashikha, 2016
3. Podinovsky V.V., Nogin V.D. Pareto-optimal solutions to multicriteria problems: Monograph / V.V. Podinovsky, V.D. Nogin. - M.: Nauka, 1982. - 256 p.: ill. - (Economic and Mathematical Library). - 1.50. - Text.
4. Titarenko V.N. Methodology optimal transformation of the heterogeneous primary radio communication network of the PGRK missile division in the conditions of interference and RTR. Dissertation

УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА

А. В. Леньшин¹, Н. М. Тихомиров², С. А. Попов¹, В. Н. Тихомиров²

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

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Получены уравнения состояния с помощью пакета MATLAB для математического моделирования фильтра нижних частот (ФНЧ) кольца фазовой автоподстройки синтезатора с делителем частоты счетчикового типа и частотно-фазовым детектором с зарядовой накачкой. Приведены результаты моделирования, которые позволяют анализировать режимы ускорения переходных процессов в синтезаторе частот при переключении элементов ФНЧ на входе управляемого генератора.

Ключевые слова: синтезатор частот, фазовая автоподстройка, частотно-фазовый детектор, зарядовая накачка, делитель частоты, управляемый генератор.

ACCELERATION OF THE TRANSIENT PROCESS IN THE FREQUENCY SYNTHESIZER WITH A PLL RING WITH SWITCHABLE CONSTANTS LOOP FILTER TIME

A. Lenshin¹, N. Tikhomirov², S. Popov¹, V. Tikhomirov²

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Constellation», Voronezh, Russia

Abstract. The equations of state were obtained using the MATLAB package for the mathematical modeling of a low-pass filter (LPF) of a phase-locked synthesizer ring with a counter-type frequency divider and a frequency-phase detector with charge pumping. The simulation results are presented, which make it possible to analyze the modes of acceleration of transients in a frequency synthesizer when switching low-frequency elements at the input of a controlled generator.

Keywords: frequency synthesizer, phase auto-tuning, frequency-phase detector, charge pump, frequency divider, controlled oscillator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Синтезатор частот (СЧ) в составе радиопередающих подсистем систем связи и передачи данных обеспечивает генерацию сетки высокостабильных частот, необходимую для поддержки многочастотного режима работы. В качестве гетеродинов в радиоприемных подсистемах также используются СЧ, имеющие целый ряд преимуществ: широкий диапазон перестройки выходных частот; возможность установки любой частоты с высокой точностью; малые массогабаритные показатели; возможность перестройки выходной частоты и др. [1, 2].

Для повышения быстродействия в ряде интегральных микросхем (ИМС) СЧ на основе импульсных колец фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением целочисленных и дробных делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД/ДДПКД) счетчикового типа производителями ИМС предлагается режим ускоренной перестройки (режим FastLock) на нужную частоту с расширенной полосой

пропускания кольца с последующим сужением полосы пропускания в состоянии синхронизма. Этот режим зачастую позволяет разрешить противоречия между требованиями малого времени переходного процесса перестройки СЧПЛЛ с одной частоты на другую частоту и улучшением фильтрации шумов импульсного частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой (ЧФДзН) в выходном сигнале [3, 4]. Указанный режим FastLock актуален для СЧПЛЛ с большими значениями коэффициента деления ДПКД/ДДПКД, когда доля шумов ЧФДзН и делителей частоты в составе выходного сигнала больше доли шумов, присущих подстраиваемому кольцом ФАПЧ управляемому генератору (УГ).

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работе [5] с помощью пакета MATLAB исследуются переходные процессы (ПП) в кольце ФАПЧ с режимами ускорения установки частоты и фазы для импульсов с выхода ДДПКД. Недостатком этого метода является эмпирическое задание интервалов времени, в котором находится период времени импульсов ДДПКД. При многообразии видов работы ЧФДзН [6] это может приводить к затруднениям при исследовании ПП при значительных отклонениях координат кольца ФАПЧ от положения равновесия.

В работе [7] исследуются ПП в СЧПЛЛ с режимами ускорения времени установки частоты и фазы при адаптивной компенсации помех дробности. Исследованиям ПП в синтезаторе с переключаемыми трактами приведения посвящена работа [8], переходные процессы при адаптивной компенсации помех дробности в синтезаторах с дельта-сигма модуляторами рассмотрены в [9]. В работе [10] были найдены уравнений состояния системы ФАПЧ с режимом FastLock с введением некоторых ограничений на модель используемых в кольце фильтров нижних частот (ФНЧ) и позволяющих определить длительность ПП при смене частот СЧПЛЛ.

Целью настоящей работы является нахождение уравнений состояния кольца ФАПЧ с переключаемой полосой пропускания, свободной от ограничений [10], для расчетов времени переходного процесса в СЧПЛЛ.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рисунке 1 приведена структурная схема исследуемого СЧПЛЛ. С выхода ЧФДзН ток $i_{\Delta}(t)$ поступает на вход ФНЧ с передаточной функцией $G(s)$.

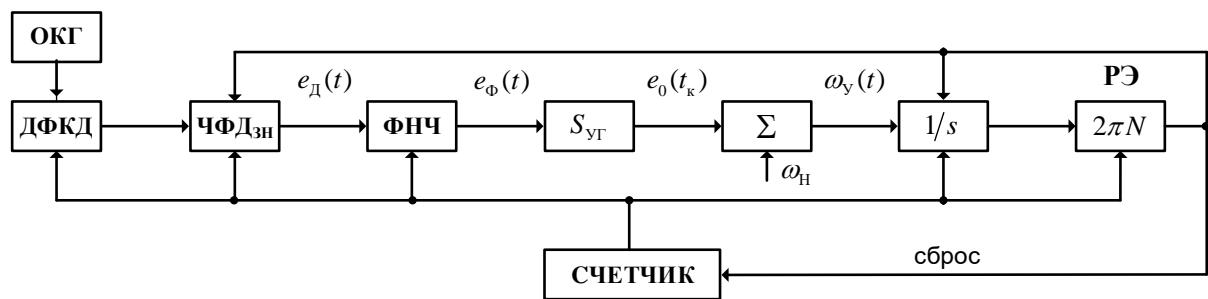


Рис. 1. Структурная схема исследуемого СЧПЛЛ

Напряжение с выхода ФНЧ $e_{\Phi}(t)$ подается на устройство, которое с помощью усилительного звена с коэффициентом передачи $S_{\text{УГ}}$ [(рад/с)/В] и суммирующего, на который подается начальная частота УГ ω_H , интегрирующего со сбросом и релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$ звеньев моделирует генератор УГ и делитель частоты

ДПКД/ДДПКД с коэффициентом деления N_n . Сброс в нуль интегрирующего звена осуществляется в моменты времени срабатывания РЭ t_n ($n=1,2,3\dots$ – номера импульсов $e_C(t_n)$ приходящих на ЧФДзН с выхода делителя частоты ДПКД/ДДПКД. К этим традиционным элементам СЧ_{PLL} [1, 3] добавлен счетчик, который управляет режимом FastLock – подсчитывает число импульсов $e_C(t_n)$ с момента поступления сигнала на перестройку СЧ_{PLL} на другую рабочую частоту.

Когда программируемое число k достигает заданного значения со счетчика поступает команда на ДФКД сигнала опорного кварцевого генератора (ОКГ) и на РЭ. По этой команде изменяются коэффициенты деления ДФКД и ДПКД/ДДПКД (в современных ИМС коэффициенты деления могут изменяться в 4 раза и более). При этом подается команда на ключи в ФНЧ, которая переключает его структуру, и команда на ЧФДзН, изменяющая амплитуду тока зарядовой накачки $i_D(t)$. Типы режимов FastLock подробно рассматриваются в документации на ИМС (datasheet).

Рассмотрим наиболее общий случай, когда изменяются коэффициенты деления частоты делителей ДФКД и ДПКД/ДДПКД, а также амплитуда тока зарядовой накачки ЧФДзН. Вид сигнала $i_D(t)$ зависит от режима работы ЧФДзН [6]. Для ЧФДзН наиболее общий вид $i_D(t)$ показан на рисунке 2 и соответствует одному из вариантов режимов FastLock.

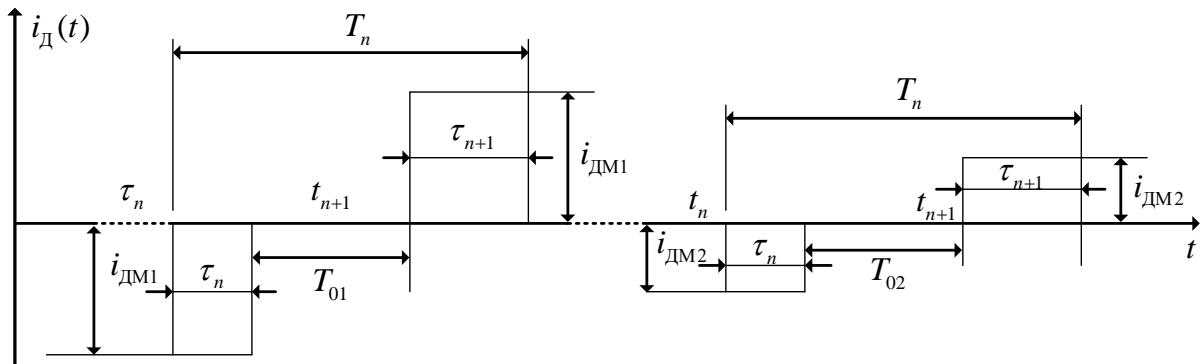


Рис. 2. Сигналы тока на выходе ЧФДзН

На рис. 2 обозначено: T_{01} , T_{02} – периоды опорного сигнала до и после t_k – времени поступления команды со счетчика на переключение режима FastLock, соответственно; i_{DM1} , i_{DM2} – амплитуды тока $i_D(t)$ до и после t_k соответственно. Полагая τ_n , τ_{n+1} – длительности импульсов управления равными нулю или T_n , можно получить пять режимов работы ЧФДзН [6].

На рисунке 3 приведена схема ФНЧ 3-го порядка с изменяемыми во времени параметрами при помощи ключей Кл1 и Кл2, коммутирующих элементы схемы. На рис. 3 обозначено: БК – буферный каскад с коэффициентом передачи, равным единице. Режим работы такого ФНЧ 3-го порядка в составе СЧ_{PLL} характеризуется двумя интервалами времени: на первом интервале в переходном режиме захвата $t < t_k$ ключи Кл1 и Кл2 замкнуты (резистор R_{11} подключен к R_{12} , резистор R_{31} подключен к R_{32}), на втором интервале в установившемся режиме синхронизма $t > t_k$ ключи Кл1 и Кл2 разомкнуты (резистор R_{11} отключен от R_{12} , а резистор R_{31} отключен от R_{32}).

Ток зарядовой накачки $i_{\Delta}(t)$ ЧФД_{ЗН} на первом интервале в период переходного процесса $t < t_{\kappa}$ имеет амплитуду $i_{\Delta M_1}$, на втором интервале $t > t_{\kappa}$ в режиме синхронизма $i_{\Delta}(t)$ имеет амплитуду $i_{\Delta M_2}$, при этом $k_1 = i_{\Delta M_1} / i_{\Delta M_2} > 1$. СЧ_{PLL} с таким ФНЧ (рис. 3) обладает повышенным быстродействием на первом интервале времени и повышенной фильтрующей способностью к помехам с выхода ЧФД_{ЗН} на втором интервале времени.

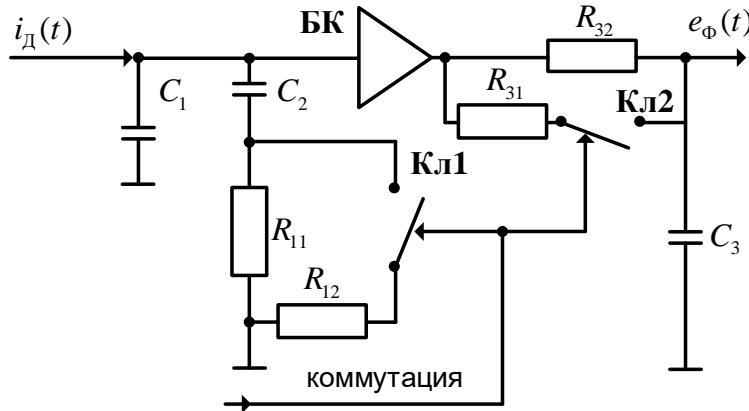


Рис. 3. ФНЧ 3-го порядка с изменямыми во времени параметрами

Передаточные функции ФНЧ 3-го порядка (рис. 3) можно представить в виде:
для $t < t_{\kappa}$

$$G_1(s) = \frac{i_{\Delta}(s)}{U_{C3}(s)} = \frac{T_{11}s + 1}{s(C_1 + C_2)(T_{21}s + 1)(T_{31}s + 1)}, \quad (1)$$

для $t > t_{\kappa}$

$$G_2(s) = \frac{i_{\Delta}(s)}{U_{C3}(s)} = \frac{T_{12}s + 1}{s(C_1 + C_2)(T_{22}s + 1)(T_{32}s + 1)}, \quad (2)$$

где $T_{11} = R_{12} \| R_{11} C_2$, $T_{21} = R_{12} \| R_{11} C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$, $T_{31} = R_{31} \| R_{32} C_3$, $R_{12} \| R_{11} = \frac{R_{12} R_{11}}{R_{12} + R_{11}}$,

$$R_{31} \| R_{32} = \frac{R_{31} R_{32}}{R_{31} + R_{32}}, \quad T_{12} = R_{12} C_2, \quad T_{22} = R_{12} C_1 C_2 / (C_1 + C_2), \quad T_{32} = R_{32} C_3.$$

Терминология, принятая в теории систем автоматического управления, позволяет отнести ФНЧ с изменямыми во времени параметрами и коммутируемыми элементами к непрерывным линейным нестационарным системам, а в нашем случае – к кусочно-стационарным [11].

Получим уравнения состояний исследуемого кольца ФАПЧ для анализа ПП в СЧ_{PLL} с применением некоторых функций пакета прикладных программ Control System Toolbox, входящих в систему MATLAB [12].

Воспользуемся методом пространств состояний [11]. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах ФНЧ (рис. 3) C_1 , C_2 , C_3 – $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ и $U_{C3}(t)$ соответственно). В качестве выходного сигнала ФНЧ используется $U_{C3}(t)$. В соответствии с рис. 3 дифференциальное уравнение, описывающее ФНЧ, имеет вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU}, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{DU}, \end{cases} \quad (3)$$

где $\mathbf{X} = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C3}(t)]$ – вектор состояния ФНЧ (имеет размер m);

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1(t)C_1 & 1/R_1(t)C_1 & 0 \\ 1/T_1(t) & -1/T_1(t) & 0 \\ 1/T_3(t) & 0 & -1/T_3(t) \end{bmatrix}, \quad R_1(t) = R_{12} \text{ для } t > t_k \text{ и } R_1(t) = R_{12} \| R_{11} \text{ для } t < t_k; \quad T_1(t) = T_{11} \text{ для } t > t_k \text{ и } T_1(t) = T_{12} \text{ для } t < t_k; \quad T_3(t) = T_{32} \text{ для } t > t_k \text{ и } T_3(t) = T_{31} \text{ для } t < t_k; \quad \mathbf{B} = [1/C_1; 0; 0]$$

– матрица управления; $\mathbf{U} = i_D(t)$ – вектор управления; \mathbf{D} – матрица компенсации.

Здесь представлен вариант вида дифференциального уравнения для случая, когда \mathbf{B} не изменяется во времени, а амплитуда $i_D(t)$ изменяется от $i_{DM1}(t)$ до $i_{DM2}(t)$, при этом возможен вариант, когда \mathbf{B} изменяется во времени, а амплитуда $i_D(t)$ не изменяется; $\mathbf{Y} = U_{C3}(t)$ – вектор выхода; $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]$ – матрица выхода; $\mathbf{D} = 0$ – матрица компенсации; значение начального вектора состояния $\mathbf{X}(0)$ равно $\mathbf{X}(0) = [0; 0; 0;]$. В пакете прикладных программ Control System Toolbox системы MATLAB представление модели в виде четверки матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний.

Для нахождения решений системы дифференциальных уравнений решении (1) будем использовать преобразование eig в системе MATLAB для формирования модальной канонической SS-модели: $[\mathbf{P}, \mathbf{A}_D] = \text{eig}(\mathbf{A})$ (\mathbf{A}_D – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы \mathbf{A} ; \mathbf{P} – матрица правых собственных векторов \mathbf{A}). С учетом соотношения $\mathbf{X}_C = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}$ система уравнений (3) трансформируется к следующему виду

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_C = \mathbf{A}_D \mathbf{X}_C + \mathbf{B}_D \mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_D \mathbf{X}_C + \mathbf{D} \mathbf{U}, \end{cases} \quad (4)$$

где \mathbf{P}^{-1} – обратная матрица к \mathbf{P} ; $\mathbf{A}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}$; $\mathbf{B}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}$; $\mathbf{C}_D = \mathbf{C}\mathbf{P}$.

На интервалах времени $t \leq t_k$ и $t > t_k$ получаем две матрицы \mathbf{A}_1 и \mathbf{A}_2 соответственно имеем две матрицы преобразований \mathbf{P}_1 и \mathbf{P}_2 , а также пары матриц \mathbf{B}_{D1} , \mathbf{B}_{D2} и \mathbf{C}_{D1} , \mathbf{C}_{D2} . Решение 1-го уравнения в (4) на интервале времени от t_n до t_{n+1} запишем в виде

$$\mathbf{X}_{Cl}[n+1] = \Phi_1(T_n) \mathbf{X}_{Cl}[n] + \mathbf{V}_1[n], \quad (5)$$

где $\mathbf{X}_{Cl}[n] = \mathbf{X}_{Cl}(T_n)$; $\Phi_1(T_n)$ – переходная матрица диагонального вида

$\Phi_1(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_{11}t), \exp(\alpha_{12}t), \dots, \exp(\alpha_{1m}t)]$, где $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{1m}$ – собственные значения матрицы \mathbf{A}_1 ; $\mathbf{V}_1[n] = \int_0^{T_n} \Phi_1(T_n - \tau) \mathbf{B}_{D1} i_D(t) d\tau$ – вектор-столбец размером m .

Для случая $i_{\Delta}(t)$, иллюстрированного рис. 2, можно записать

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_1[n] = & i_{\text{ДМ1}} [B_{\text{Д11}} \{ \exp(\alpha_{11}\tau_{n+1}) + \exp[\alpha_{11}(T_n - \tau_n)] - \exp(\alpha_{11}T_n) - 1 \} / \alpha_{11}; \dots; \\ & B_{\text{Д1m}} \{ \exp(\alpha_{1m}\tau_{n+1}) + \exp[\alpha_{1m}(T_n - \tau_n)] - \exp(\alpha_{1m}T_n) - 1 \} / \alpha_{1m}]. \end{aligned} \quad (6)$$

Период следования импульсов можно определить с помощью уравнения

$$\int_0^{T_n} \omega_y(\tau_n + t_n) \cdot 1(T_n - \tau) d\tau = 2\pi N_1, \quad T_n = t_{n+1} - t_n, \quad (7)$$

где $\omega_y(t)$ – частота УГ; $1(t)$ – единичная ступенчатая функция.

Определим $\omega_y(t)$ на интервале времени от t_n до t_{n+1}

$$\omega_y(t) = \omega_{\text{H1}} + S_{\text{УГ}} \mathbf{C}_{\text{Д1}} \left[\mathbf{\Phi}_1(t) \mathbf{X}_{\text{Cl}}[n] + \int_0^{T_n} \mathbf{\Phi}_1(T_n - \tau) \mathbf{B}_{\text{Д1}} i_{\Delta}(\tau) d\tau \right]. \quad (8)$$

Для астатического по фазе кольца ФАПЧ уравнение для определения T_n имеет вид

$$\begin{aligned} S_{\text{УГ}} \{ C_{\text{Д11}} X_{\text{Cl}} T_n + \sum_{i=2}^m C_{\text{Д1i}} X_{\text{Ci}} [\exp(\alpha_{ii}T_n) - 1] / \alpha_{ii} + i_{\text{ДМ1}} C_{\text{Д11}} B_{\text{Д11}} [(\tau_n^2 + \tau_{n+1}^2) / 2 - T_n \tau_n] + \\ + i_{\text{ДМ1}} \sum_{i=2}^m C_{\text{Д1i}} B_{\text{Д1i}} [\exp(\alpha_{ii}\tau_{n+1}) + \exp(\alpha_{ii}(T_n - \tau_n)) - \exp(\alpha_{ii}T_n) - 1 / \alpha_{ii} + \tau_n - \tau_{n+1} / \alpha_{ii}] + \\ + \omega_{\text{H1}} T_n - 2\pi N = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

Выражение (9) представляет собой трансцендентное уравнение относительно параметра T_n , одним из возможных способов решения которого является использование итерационных процедур.

Выражения (6) и (9) представляют собой математическую модель СЧ_{PLL} в виде системы нелинейных разностных уравнений и подразумевают использование на временном интервале $t = 0 - t_k$ матриц \mathbf{A}_2 , $\mathbf{B}_{\text{Д2}}$, $\mathbf{C}_{\text{Д2}}$ и $\omega_{\text{H}} = \omega_{\text{H1}}$, $N = N_1$, а на временном интервале времени $t = t_k - \infty$ матриц \mathbf{A}_2 , $\mathbf{B}_{\text{Д2}}$, $\mathbf{C}_{\text{Д2}}$ и $\omega_{\text{H}} = \omega_{\text{H2}}$, $N = N_2$. Переход от состояний $\mathbf{X}_{\text{Cl}}[n]$ к $\mathbf{X}_{\text{C2}}[n]$ осуществляется с помощью выражения $\mathbf{X}_{\text{C2}}[n] = \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{X}_{\text{Cl}}[n]$.

Задачу определения характеристик ПП в дискретной модели СЧ_{PLL} можно упростить, если принять, что на интервале времени $t = t_k - \infty$ отклонения вектора состояний от своего стационарного состояния достаточно малыми. При таком допущении можно рассчитать длительность ПП в СЧ_{PLL} по линейной импульсной модели, которую получаем из (6) и (9), полагая $\tau_n < T_{02}$, $\tau_{n+1} < T_{02}$, $\alpha_{11} = \alpha_{21} = 0$. В конечном итоге линейная импульсная модель СЧ_{PLL} описывается выражением

$$\left\{ \begin{array}{l} dX_{C21}[n+1] = dX_{C21}[n] + i_{DM2} B_{D21} \tau_n, \\ \dots \\ dX_{C2m}[n+1] = [dX_{C2m}[n] + i_{DM2} B_{D2m} \tau_n] \exp(\alpha_{2m} T_{02}), \\ \tau_{n+1} = \tau_n [1 - i_{DM2} (T_{02}^2 / N_2) C_{D21} B_{D21} - i_{DM2} (T_{02} / N_2) \sum_{i=2}^m C_{D2i} B_{D2i} (\exp \alpha_{2i} T_{02} - 1) / \alpha_{2i} - \\ - S_{yG} (T_{02}^2 / N_2) C_{D21} dX_{C21}[n] - (T_{02} / N_2) \sum_{i=2}^n C_{D2i} dX_{C2i} (\exp \alpha_{2i} T_{02} - 1) / \alpha_{2i}], \end{array} \right. \quad (10)$$

где $\mathbf{dX}_{C2}[n] = \mathbf{X}_{C2}[n] - \mathbf{X}_{CT_C}$ – отклонение вектора $\mathbf{X}_{C2}[n]$ от своего стационарного значения \mathbf{X}_{CT_C} , для ФНЧ (рис. 3) $\mathbf{X}_{CT_C} = \frac{1}{S_{yG}} \left[\frac{N_2}{T_{02}} - \frac{\omega_{H2}}{2\pi} \right] \mathbf{P}_2^{-1} * [1; 1; 1]$.

С использованием выражений (6), (9) и (10) в среде MATLAB разработана программа *ifarpn*. Входными параметрами программы являются i_{DM1} , i_{DM2} , T_{01} , T_{02} , S_{yG} , \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , N_1 , N_2 , $tfin$, t_k , ω_{H1} , ω_{H2} (N_1 , N_2 – коэффициент деления ДПКД/ДДПКД до t_k и после соответственно, $tfin$ – заданное время ПП). Данная программа включает пять модулей в соответствии с пятью типами движений в ЧФДзН с тремя устойчивыми состояниями [6]. Каждый модуль *ifarpn* содержит процедуру *Matlab fzero* для поиска корня трансцендентного уравнения $f(T_n)$ (9). После нахождения T_n определяются длительности импульсов управления τ_{n+1} и с помощью (6) находится вектор состояния $\mathbf{X}_{Cl}[n+1]$. Выходными параметрами программы *ifarpn* являются массивы значений τ_{n+1} , $U_{C3}(t_n)$.

Проанализируем возможность использования программы *ifarpn* для расчета длительности ПП в СЧ_{PLL} с ФНЧ (рис. 3). СЧ_{PLL} характеризуется рабочим диапазоном частот выходного сигнала 100...120 МГц с шагом сетки частот 25 кГц, крутизной характеристики управления УГ $S_{yG} = 2,0$ МГц/В. Передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ можно записать в виде

$$G_{PLL}(s) = \frac{i_{DM}}{2\pi} \frac{S_{yG}}{N_n s} G(s), \quad (11)$$

где $G(s)$ равно $G_1(s)$ или $G_2(s)$. Для определения $G(s)$ сделаем допущение, что в режиме синхронизма $t > t_k$ частота среза $G_{PLL}(s)$ равна 0,5 кГц. Показатель колебательности M передаточной функции замкнутого кольца ФАПЧ $G_3(s) = \frac{G_{PLL}(s)}{1 + G_{PLL}(s)}$ равен 1,3.

Результаты моделирования ПП с использованием программы *ifarpn* иллюстрируются рисунком 4 для трех вариантов построения (реализации) СЧ_{PLL}:

- 1) до $t_k = 0,0015$ с частота среза ФАПЧ равна 4*0.5 кГц, $i_{DM1} = 5$ мА, $i_{DM2} = 5/16$ мА, $T_{01} = T_{02} = 1/25000$ с;

2) до $t_k = 0,0015$ с частота среза ФАПЧ равна $4*0.5$ кГц, $i_{DM1} = 5/4$ мА, $i_{DM2} = 5/16$ мА, $T_{01} = T_{02} = 1/100000$ с;

3) в кольце ФАПЧ нет коммутации, частота среза ФАПЧ равна 0,5 кГц, $i_{DM1} = i_{DM2} = 5$ мА, $T_{01} = T_{02} = 1/25000$ с.

В 1 и 2 вариантах во время переключения на кольцо ФАПЧ воздействует помеха коммутации [3] в виде $\omega_{H1} - \omega_{H2} = 2\pi * 75 * 1(t - t_k)$ рад/с ($1(t)$ – единичная функция).

На рис. 4 обозначено: непрерывными линиями – графики изменения управляемого напряжения $U_{C3}(t)$ на входе УГ [В]; штриховыми линиями – графики зависимости $\log U_{C3}(t) S_{УГ}/2\pi$, отражающие поведение отклонения частоты УГ в герцах от установившегося значения во времени в логарифмическом масштабе. Из анализа кривых на рис. 4 следует, что для вариантов реализации 1 и 2 при $t < t_k$ СЧPLL быстро настраивается на частоту 120 МГц, а затем со скоростью в 4 раза медленнее.

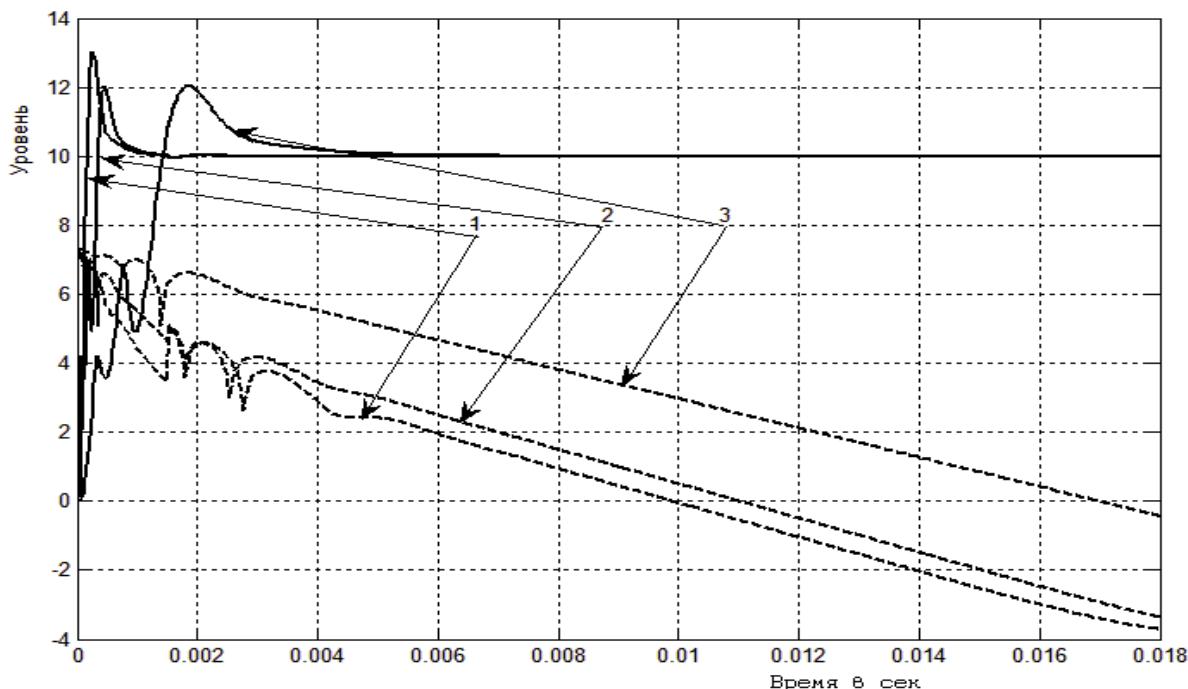


Рис. 4. Переходные процессы по отклонению от номинального значения частоты и управляемого напряжения УГ в СЧPLL

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для исследуемого построения СЧPLL выигрыш по быстродействию из-за переключения полосы пропускания кольца ФАПЧ может достигать до двух раз. Второй вариант построения СЧPLL не имеет выигрыша по быстродействию по отношению к первому из-за увеличения времени нахождения СЧ в режиме скольжения. Вопрос оптимального выбора момента переключения коммутируемых ключей с точки зрения повышения быстродействия СЧPLL был рассмотрен ранее. Разработанная методика расчета переходных процессов в СЧPLL с использованием системы MATLAB позволяет оценивать влияние переключаемых элементов ФНЧ 3-го порядка на время перестройки. Альтернативой предлагаемой методике может служить анализ СЧPLL с коммутируемыми элементами в подсистеме Simulink системы MATLAB.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ченакин А.В., Горевой А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. – М.: Горячая линия–Телеком, 2021. – 280 с.
2. Keliu Shu. CMOS PLL Synthesizers: Analysis and Design. – Boston: Springer, 2005. – 215 p.
3. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 46–56.
5. Романов С. К., Тихомиров Н.М., Марков И.А., Рахманин Д.Н. Дискретная модель синтезатора частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 4. – С. 102–109.
6. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
7. Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров Н.М. Переходные процессы в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты при адаптивной компенсации помех дробности // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». – 2013. – № 1 (90). – С. 24–39.
8. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Гречишkin A.B., Тихомиров В.Н. Длительность переходных процессов в синтезаторе с переключаемыми трактами приведения // Материалы XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Том 3. – Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2013. – С. 1195–1209.
9. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Переходные процессы при адаптивной компенсации помех дробности в синтезаторах с делта-сигма модуляторами // Материалы XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Том 3. – Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2013. – С. 1210–1224.
10. Романов С.К., Рахманин Д.Н. Моделирование переходных процессов в синтезаторах частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи. – 2001. – Выпуск 2. – С. 103–109.
11. Попов Е.П., Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – Спб.: Профессия, 2015. – 747 с.
12. Дьяконов В.П. MATLAB. Полный самоучитель. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 768 с.

REFERENCES

1. Chenakin A.V., Gorevoy A.V. Practical construction of microwave frequency synthesizers. – M.: Hotline–Telecom, 2021. – 280 p.
2. Keliu Shu. CMOS PLL Synthesizers: Analysis and Design. – Boston: Springer, 2005. – 215 p.
3. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Features of the development of broadband digital shapers of powerful FM signals // Theory and technology of radio communications. – 2023. – No. 3. – Pp. 46–56.

5. Romanov S. K., Tikhomirov N.M., Markov I.A., Rakhmanin D.N. A discrete model of a frequency synthesizer with a switched bandwidth // Theory and technology of radio communication. – 2014. – No. 4. – Pp. 102–109.
6. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a pulse-phase automatic frequency tuning system. – M.: Radio and Communications, 1989. – 232 p.
7. Lenshin A.V., Romanov S.K., Tikhomirov N.M. Transients in synthesizers with phase-locked frequency with adaptive fractional noise compensation // Bulletin of the Bauman Moscow State Technical University. The series «Instrumentation». – 2013. – № 1 (90). – Pp. 24–39.
8. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Grechishkin A.V., Tikhomirov V.N. Duration of transients in a synthesizer with switchable reduction paths // Materials of the XIX International Scientific and Technical Conference «Radar, navigation, communications». Volume 3. – Voronezh: JSC «Concern Constellation», 2013. – Pp. 1195–1209.
9. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N. Transients in adaptive compensation of fractional interference in synthesizers with delta-sigma modulators // Proceedings of the XIX International Scientific and Technical Conference «Radar, navigation, communication». Volume 3. – Voronezh: JSC «Concern Constellation», 2013. – Pp. 1210–1224.
10. Romanov S.K., Rakhmanin D.N. Modeling of transients in frequency synthesizers with switched bandwidth // Theory and technology of radio communication. – 2001. – Issue 2. – Pp. 103–109.
11. Popov E.P., Besekersky V.A. Theory of automatic control systems. – 4-th edition, revised. and additional. – St. Petersburg: Profession, 2015. – 747 p.
12. Dyakonov V.P. MATLAB. A complete tutorial. – M.: DMK Press, 2012. – 768 p.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДОНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK

А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов, В. В. Алексеев

Тамбовский Государственный Технический Университет (ТГТУ), Тамбов, РФ

Аннотация. В статье выполнен анализ популярных систем управления событиями информационной безопасности (СУСИБ) с поддержкой соотнесения угроз информационной безопасности с базой знаний (матрицей) о тактиках и техниках злоумышленников MITRE ATT&CK. Рассмотрены механизмы взаимодействия СУСИБ с матрицей MITRE ATT&CK.

Ключевые слова: информационная безопасность; система управления событиями информационной безопасности; MITRE ATT&CK.

ANALYSIS OF SECURITY INFORMATION AND EVENT MANAGEMENT SYSTEMS CAPABILITIES FOR DETECTING MALICIOUS ACTIVITY IN ACCORDANCE WITH THE MITRE ATT&CK FRAMEWORK

A. D. Anisimov, A. A. Bryukhanov, V. V. Alekseev

Tambov State Technical University (TSTU), Tambov, Russia

Abstract. The article provides an analysis of popular Security Information and Event Management (SIEM) systems with support for correlating information security threats with the MITRE ATT&CK framework, a knowledge base of tactics and techniques used by malicious actors. The mechanisms of interaction between SIEM systems and the MITRE ATT&CK framework are examined.

Keywords: information security, security information and event management system, MITRE ATT&CK.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы управления событиями информационной безопасности (СУСИБ) с каждым годом играют все большую роль в обеспечении безопасности корпоративных сетей и защите цифровых ресурсов от вредоносной активности. В современном мире, когда киберугрозы становятся все более сложными, специалистам по информационной безопасности требуется инновационный подход к обнаружению и предотвращению атак.

В данной статье проведен анализ возможностей существующих СУСИБ, использующих матрицу MITRE ATT&CK. Эта матрица представляет собой обширную базу знаний о тактиках и техниках злоумышленников, описывающую широкий спектр возможных атак и методов их выполнения. Использование базы знаний MITRE ATT&CK позволяет специалистам по информационной безопасности лучше понимать поведение злоумышленников и адаптировать стратегии обнаружения и предотвращения атак соответствующим образом.

В ходе анализа рассмотрены механизмы взаимодействия СУСИБ с матрицей MITRE ATT&CK. Выявлены принципы взаимодействия данных инструментов для повышения эффективности обнаружения и предотвращения атак.

2. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Система управления событиями информационной безопасности – это решение, позволяющее организациям обнаруживать, анализировать и устранять угрозы безопасности раньше, чем они нанесут ущерб бизнес-операциям [1].

СУСИБ позволяет собирать и анализировать массивы данных журналов от сетевых устройств и приложений, и выявлять угрозы информационной безопасности за счет предварительно заданных правил корреляции. Это позволяет специалистам службы безопасности оперативно обнаруживать и блокировать атаки.

В условиях растущего числа кибератак и цифровой трансформации бизнеса, СУСИБ становятся еще более важными инструментами для обеспечения безопасности и защиты данных. Они помогают организациям обнаруживать угрозы на ранней стадии, предотвращать их распространение и минимизировать риски.

Согласно исследованию TAdviser и Positive Technologies по рынку СУСИБ в России, СУСИБ продолжают активно расти, а число представленных продуктов постоянно увеличивается [2].

Среди иностранных СУСИБ целесообразно выделить следующие популярные решения:

- IBM QRadar SIEM;
- Microsoft Sentinel;
- Cloud SIEM;
- Splunk.

СУСИБ от российских производителей:

- MaxPatrol SIEM;
- Kaspersky KUMA;
- RuSIEM.

Отдельно выделим СУСИБ с открытым исходным кодом:

- Wazuh;
- Sagan.

3. МАТРИЦЫ MITRE ATT&CK

Матрицы MITRE ATT&CK – это глобально доступная база знаний о тактике и приемах противника, основанная на реальных наблюдениях [3].

Представленная в матрице информация разделена на две категории: тактики и техники. Тактики описывают цель, к которой стремятся злоумышленники, используя определенные техники и подтехники. Все это вместе обозначается аббревиатурой TTP (Tactics, Techniques and Procedures).

Существуют три матрицы MITRE ATT&CK:

- enterprise – тактики и техники, которые злоумышленники применяют в ходе атаки на предприятия;
- mobile – тактики и техники, которые злоумышленники используют в ходе атаки на мобильные устройства под управлением iOS и Android;
- ATT&CK for ICS – тактики и техники, которые используются в атаках на промышленные системы управления.

4. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ С ПОДДЕРЖКОЙ СООТНЕСЕНИЯ АТАК С МАТРИЦЕЙ MITRE ATT&CK

Интеграция базы знаний MITRE ATT&CK в СУСИБ позволяет опираться на систематизированную структуру, которая описывает различные тактики, техники и процедуры, используемые злоумышленниками для осуществления атак. Использование этой структуры в СУСИБ позволяет организациям получить более глубокое понимание поведения злоумышленников и принимать более эффективные меры по предотвращению и обнаружению атак.

Рассмотрим СУСИБ, которые имеют механизм отнесения событий информационной безопасности с матрицей MITRE ATT&CK.

a. Wazuh

Решение Wazuh для управления информацией о безопасности и событиями представляет собой централизованную платформу для объединения и анализа телеметрии в режиме реального времени для обнаружения угроз и соответствия требованиям. Wazuh позволяет собирать данные о событиях из различных источников, таких как конечные точки, сетевые устройства и приложения [4].

Заявленные возможности Wazuh:

- анализ журналов безопасности – агенты Wazuh собирают и передают на сервер журналы операционной системы и приложений, обеспечивая их безопасное хранение и анализ с помощью правил корреляции;
- обнаружение уязвимостей – агенты Wazuh собирают данные об используемом программном обеспечении и отправляют их на сервер, где эта информация сравнивается с актуальной базой данных уязвимостей Common Vulnerabilities and Exposures (CVE);
- оценка конфигурации средств обеспечения безопасности – решение контролирует конфигурацию системы и приложений на предмет соответствия установленным политикам безопасности, стандартам и рекомендациям по улучшению надежности;
- соответствие международным нормативным требованиям – Wazuh предлагает ряд мер безопасности для обеспечения соответствия отраслевым стандартам и нормам, например, PCI DSS, GDPR, TSC SOC2, и НИРАА;
- оповещение и уведомление – Wazuh позволяет получать оповещения в режиме реального времени об инцидентах безопасности, объединяя события из различных источников, объединяет каналы анализа угроз и предоставляет настраиваемые информационные панели и отчеты;
- отчеты о событиях СУСИБ – СУСИБ позволяет создавать подробные отчеты, обеспечивающие общий анализ событий безопасности.

Панель управления Wazuh представляет собой веб-интерфейс Wazuh dashboard. Панель управления имеет двенадцать модулей, которые выполняют различные функции.

Так модуль MITRE ATT&CK, находящийся в разделе Threat detection and response панели управления, обеспечивает интеграцию Wazuh с MITRE ATT&CK. Модуль сопоставляет события, обнаруживаемые Wazuh, с конкретными тактиками и техниками.

Данное решение позволяет администратору безопасности лучше понимание природу угроз, с которыми он сталкивается, и помогает ему принимать меры противодействия угрозам.

Модуль содержит четыре раздела:

- раздел Intelligence содержит информацию об известных преступных группах и предоставляет соответствующие индикаторы компрометации и меры по смягчению последствий, которые могут быть использованы для обнаружения или предотвращения атак.

- в разделе Framework предоставлен обзор тактик и техник, применяемых на конечных узлах, отслеживаемых сервером Wazuh. Раздел позволяет пользователям выполнять поиск конкретных тактик и техник и просматривать на каких конечных узлах произошли связанные с ними события.

- в разделе Dashboard предоставлен обзор текущего состояния инфраструктуры организации в отношении известных TTP в MITRE ATT&CK. На панели мониторинга отображаются ключевые показатели, такие как общее количество событий, предупреждений и сводка по 10 обнаруженным TTP в системе. Эти показатели можно использовать для оценки эффективности существующих средств контроля безопасности и выявления элементов инфраструктуры, которые могут потребовать дополнительного внимания.

- раздел Events представляет подробную информацию о каждом событии, обнаруженному в среде организации. Она включает их корреляцию с конкретными TTP, определенными MITRE ATT&CK.

Интерфейс раздела Dashboard представлен на рисунке 1.

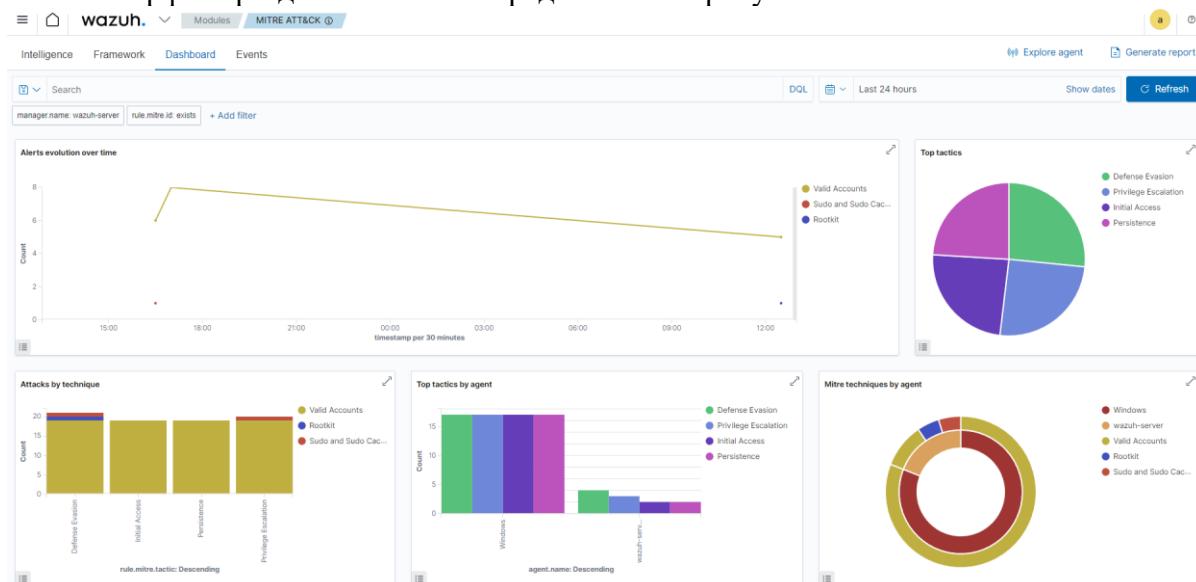


Рис. 1. Раздел *Dashboard Wazuh*

Пример логированного события с метками тактики и техники из раздела Events представлен на рисунках 2-3.

Time	agent.name	rule.mitre.id	rule.mitre.tactic
Feb 19, 2024 @ 21:55:25.389	Windows	T1078	Defense Evasion, Persistence, Privilege Escalation, Initial Access
rule.description		rule.level	rule.id
Windows logon success.		3	60106

Рис. 2. Логированное событие (часть 1)

Рис. 3. Логированное событие (часть 2)

6. Cloud SIEM

Cloud SIEM является облачной СУСИБ от компании Sumo Logic, ориентированной на защиту облачных сервисов. СУСИБ обеспечивает анализ происходящих в системе процессов, и позволяет оповещать администраторов об идентифицированных известных угрозах и аномальных событиях [5].

К особенностям Cloud SIEM можно отнести:

- облачная архитектура – обеспечивает многопользовательский режим, масштабирование и гибкость;
- централизованное управление журналами безопасности для пользователей SecOps, ITOps и DevOps;
- поддержка гибридных облаков;
- быстрое развертывание СУСИБ – быстрое развертывание из-за готовых интеграций и правил.

Cloud SIEM использует MITRE ATT&CK в первую очередь как карту покрытия тактик и техник, к которым система организации уязвима, позволяя службам безопасности сразу понять их готовность к поведению потенциального противника.

Карта покрытия позволяет пользователям оценить возможности обнаружения угроз тремя способами:

- последние действия – показывает охват организации на основе данных, полученных за последние 180 дней;
- активность всего сообщества – показывает покрытия, которых организации не хватает по сравнению с другими клиентами, использующими Cloud SIEM;
- теоретический охват – показывает потенциал для покрытия всей организации, при условии, что все данные собираются и обрабатываются без ошибок и все заданные правила срабатывают хотя бы раз. Так теоретический охват показывает в процентном соотношении количество покрываемых в данный момент техник и подтехник к общему количеству момент техник и подтехник, присутствующих в MITRE ATT&CK.

Пример теоретического охвата MITRE ATT&CK правилами Cloud SIEM изображен на рисунке 4.

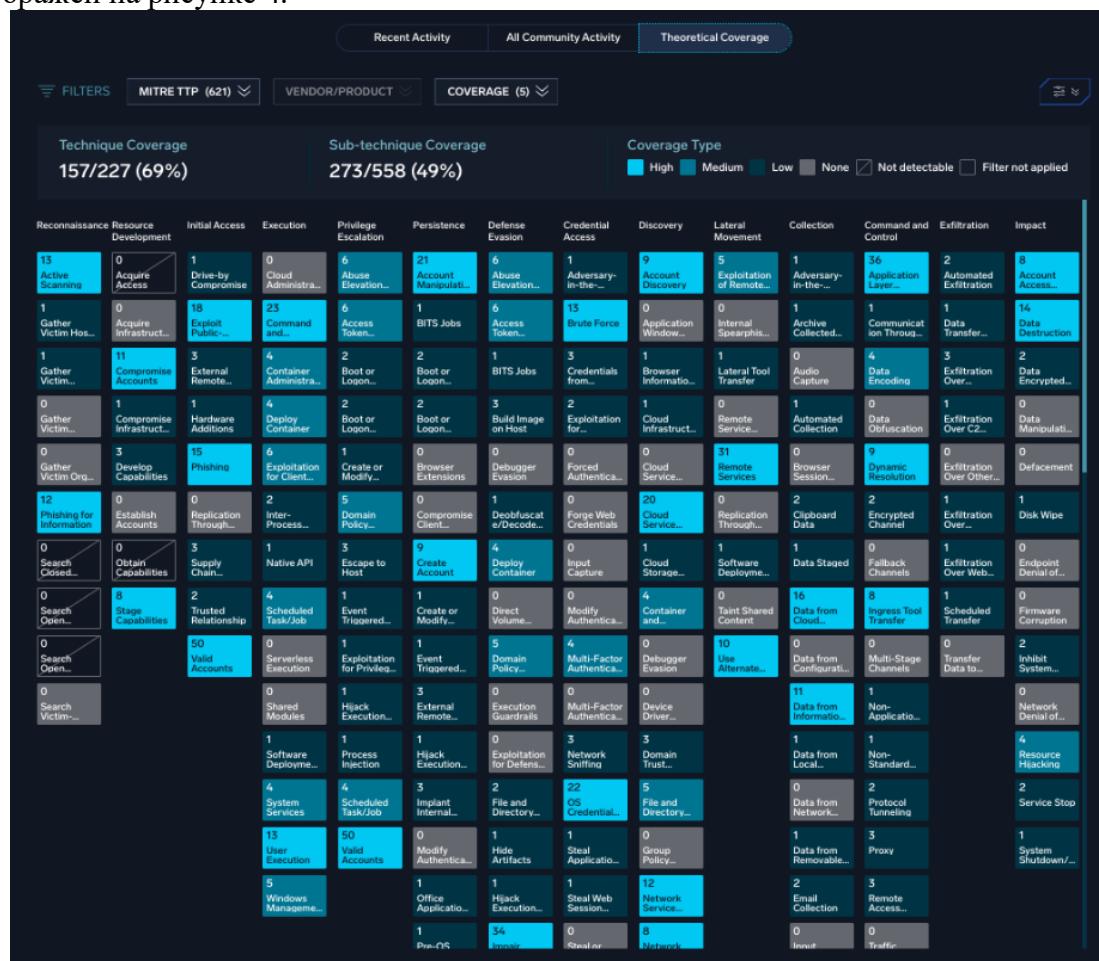


Рис. 4. Теоретический охват по MITRE ATT&CK в Cloud SIEM

Визуализация, параметры фильтрации и функции экспорта позволяют специалистам по безопасности оптимизировать эффективность правил, оценивать источники данных и согласовывать средства защиты с отраслевым стандартом MITRE ATT&CK.

в. IBM QRadar SIEM

QRadar SIEM компании IBM помогает службам безопасности выявлять угрозы и реагировать на них благодаря передовым технологиям искусственного интеллекта, системам анализа угроз и доступу к актуальным данным [6].

Приведем характеристики СУСИБ:

- использование решений на базе искусственного интеллекта корпоративного уровня IBM, что позволяет, по заявлению разработчиков, сократить количество повторяющихся ручных задач;
- большое количество встроенных приложений и модулей для интеграции;
- работа со всеми типами источников данных и инструментами безопасности.

QRadar Use Case Manager (UCM) – это приложение, которое позволяет пользователям управлять и настраивать политики безопасности в системе QRadar. Оно предоставляет графический интерфейс для создания, редактирования и удаления правил, а также для настройки оповещений и уведомлений. QRadar UCM также позволяет пользователям создавать отчеты и анализировать данные, собранные системой QRadar.

QRadar UCM имеет возможность построения отчетов, связанных с правилами СУСИБ. QRadar UCM также предоставляет предварительно определенные сопоставления с системными правилами и помогает сопоставлять пользовательские правила с тактиками и техниками MITRE ATT&CK [7].

После завершения отображения правил возможно организовать отчет о правилах, а затем визуализировать данные с помощью диаграмм и тепловых карт. Текущие и потенциальные данные о покрытии MITRE ATT&CK доступны в следующих отчетах: Detected in timeframe, отчет Coverage map and report, а также Coverage summary and trend.

Покрытие правил по MITRE ATT&CK представлено на рисунке 5.

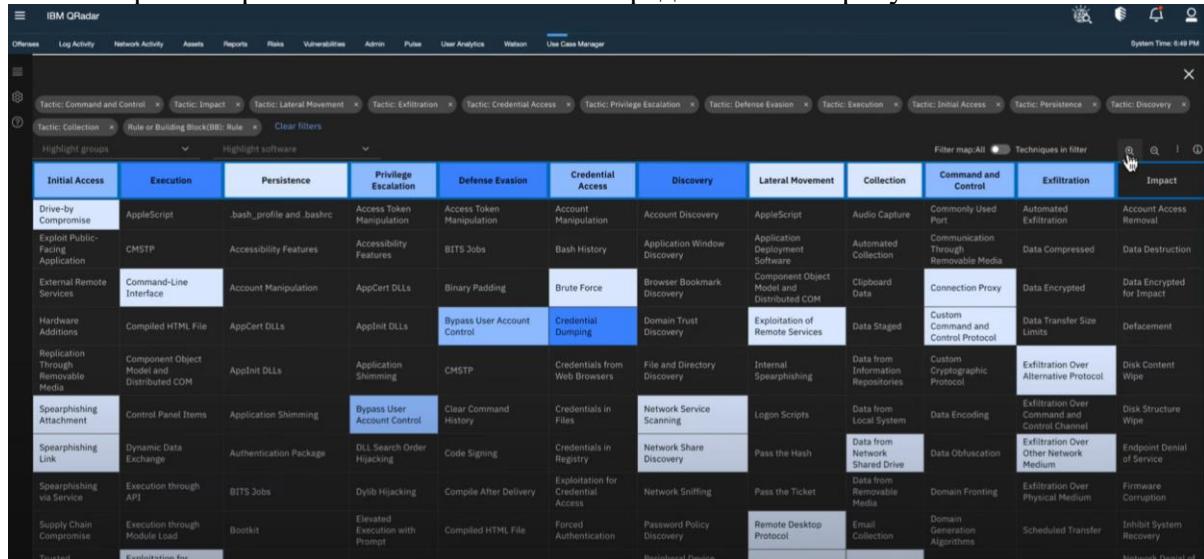


Рис. 5. Охват активных правил, соотносящихся с MITRE ATT&CK, в QRadar

В отчете Coverage summary and trend отображаются правила, которые соотносятся с определенными тактиками и техниками, а также их процентное соотношение к всем существующим тактикам и техникам MITRE ATT&CK. Отображение представлено в

виде таблицы, диаграммы типа «паутины» и графика, отображающего тенденцию введенных в систему правил корреляции (рисунки 6-8).

MITRE ATT&CK® tactic	Current mapped rules number	%	Planned mapped rules number	%
Command and Control	30	4 %		
Impact	0	0 %		
Privilege Escalation	24	3 %		
Collection	4	1 %		
Exfiltration	31	4 %		
Credential Access	28	3 %		
Lateral Movement	18	2 %	22	3 %
Defense Evasion	56	7 %		
Execution	73	9 %		
Initial Access	49	6 %		
Persistence	14	2 %		
Discovery	69	8 %		
Total number of mapped rules	185	22 %		
Total number of rules in your system, excluding building blocks, is 848				

Рис. 6. Таблица соотнесения с тактиками и техниками MITRE ATT&CK из отчёта Coverage summary and trend в QRadar

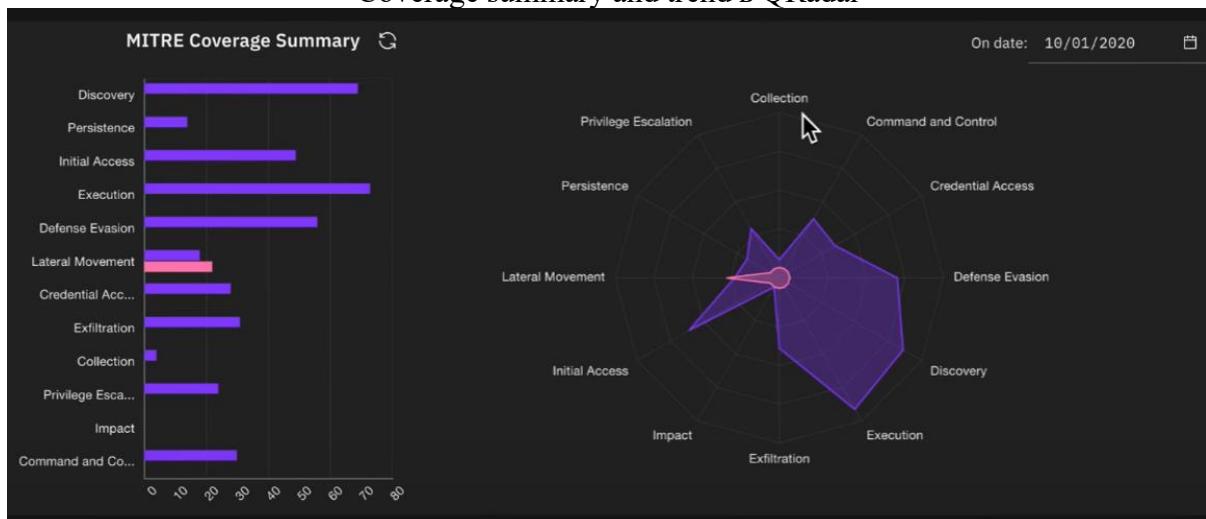


Рис. 7. Диаграмма «паутина» из отчёта Coverage summary and trend в QRadar

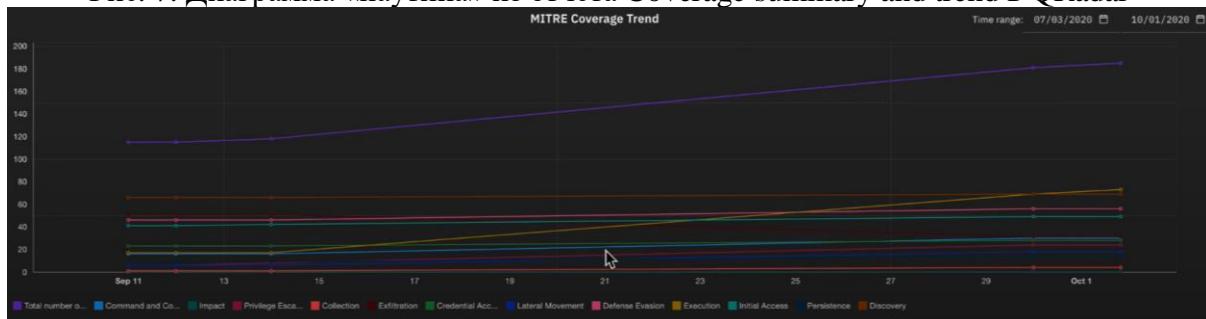


Рис. 8. График тенденции введенных правил корреляции из отчёта Coverage summary and trend в QRadar

г. Microsoft Sentinel

Microsoft Sentinel – это ориентированная на облако СУСИБ со встроенными средствами искусственного интеллекта, которые, по заявлению разработчиков,

помогают увеличить скорость анализа больших объёмов данных в масштабах всего предприятия [8].

Заявленные особенности СУСИБ:

- решение собирает данные облачной службы, относящиеся ко всем пользователям, устройствам, приложениям и инфраструктуре как в локальной среде, так и в различных облаках;

- Microsoft Sentinel позволяет выявлять угрозы, которые раньше не удавалось обнаружить, и снижать количество ложных срабатываний благодаря решениям для анализа угроз и средствам анализа от Microsoft;

- возможность изучать угрозы с помощью искусственного интеллекта, и определять подозрительные действия, используя решения Microsoft;

- возможность оперативно реагировать на инциденты с помощью встроенных средств управления и автоматизации рутинных задач.

Microsoft Sentinel использует MITRE ATT&CK для анализа собранных данных с целью обнаружения потенциальных угроз и помощи в расследованиях, а также для наглядного представления общей картины и масштаба состояния безопасности в организации.

В настоящее время Microsoft Sentinel адаптирован к платформе MITRE ATT&CK версии 13.

Охват активных правил корреляции, которые соотносятся с тактиками и техниками MITRE ATT&CK, показан на рисунке 9.

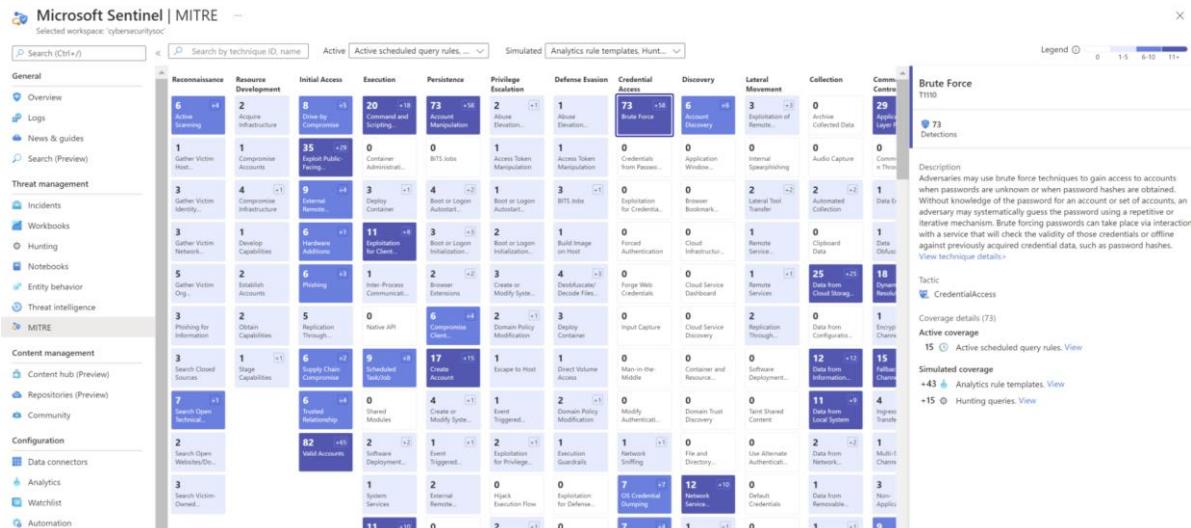


Рис. 9. Охват активных правил, соотносящихся с MITRE ATT&CK, в Microsoft Sentinel

В Microsoft Sentinel присутствует возможность просматривать моделируемое покрытие, которое относится к обнаружениям, в данный момент не настроенным в рабочем пространстве. Просмотр смоделированного покрытия позволяет понять возможное состояние безопасности организации, если администратор настроил все доступные ему средства обнаружения.

Также Microsoft Sentinel позволяет соотносить как существующие правила корреляции, так и созданные пользователем, с конкретными тактиками и техниками MITRE ATT&CK. Соотнесение правил доступно в разделе Configuration во вкладке Analytics.

Соотнесение созданного пользователем правила представлено на рисунке 10.

The screenshot shows the Microsoft Sentinel interface. On the left, there's a list of 379 active rules, filtered by severity: High (120), Medium (182), Low (31), and Informational (46). The list includes columns for Severity, Name, Rule type, and Status. Several rules are marked as 'UPDATE AVAILABLE'. On the right, a detailed view of a specific rule titled 'Authentication Methods Changed for Privileged Ac...' is shown. This view includes sections for 'High Severity' (Enabled Status), 'Tactics and techniques' (Persistence), and 'Rule query' (containing a PowerShell-like command). Below the query is a note about rule frequency: 'Run query every 2 hours'.

Рис. 10. Пример соотнесения пользовательского правила с MITRE ATT&CK в Microsoft Sentinel

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование базы знаний MITRE ATT&CK в СУСИБ дает специалистам по информационной безопасности возможность лучше понять поведение злоумышленников и принять более эффективные меры для обнаружения и предотвращения атак.

Стоит отметить, что интегрированное решение СУСИБ с MITRE ATT&CK возможно усовершенствовать путем сопоставления техник и тактик MITRE ATT&CK с конкретными элементами инфраструктуры корпоративной сети для прогнозирования развития атак. Данное решение улучшит механизмы обнаружения и предотвращения атак, а также поможет специалистам безопасности оценить возможные действия злоумышленника на других объектах информационной инфраструктуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Что такое SIEM? | Microsoft Security. <https://www.microsoft.com/ru-ru/security/business/security-101/what-is-siem>, 14.03.2024.
2. Исследование TAdviser и Positive Technologies: Рынок SIEM в России. <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/siem-market-in-of-russia/#id3>, 14.03.2024.
3. MITRE ATT&CK. <https://attack.mitre.org/>, 14.03.2024.
4. SIEM | Wazuh. <https://wazuh.com/platform/siem/>, 14.03.2024.
5. Cloud SIEM | Sumo Logic. <https://www.sumologic.com/solutions/cloud-siem/#why>, 14.03.2024.
6. IBM Security QRadar SIEM. <https://www.ibm.com/products/qradar-siem>, 14.03.2024.
7. QRadar Use Case Manager app – IBM Documentation. <https://www.ibm.com/docs/en/qradar-common?topic=apps-qradar-use-case-manager-app>, 14.03.2024.
8. Microsoft Sentinel – ориентированное на облако решение SIEM | Microsoft Azure. <https://azure.microsoft.com/ru-ru/products/microsoft-sentinel>, 14.03.2024.

REFERENCES

1. What is SIEM? | Microsoft Security. <https://www.microsoft.com/ru-ru/security/business/security-101/what-is-siem>, 03.14.2024.

2. TAdviser and Positive Technologies Research: SIEM Market in Russia.
<https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/siem-market-in-of-russia/#id3>,
14.03.2024.
3. MITRE ATT&CK. <https://attack.mitre.org/>, 14.03.2024.
4. SIEM | Wazuh. <https://wazuh.com/platform/siem/>, 14.03.2024.
5. Cloud SIEM | Sumo Logic. <https://www.sumologic.com/solutions/cloud-siem/#why>,
14.03.2024.
6. IBM Security QRadar SIEM. <https://www.ibm.com/products/qradar-siem>, 14.03.2024.
7. QRadar Use Case Manager app – IBM Documentation.
<https://www.ibm.com/docs/en/qradar-common?topic=apps-qradar-use-case-manager-app>,
03/14/2024.
8. Microsoft Sentinel – Cloud-oriented SIEM Solution | Microsoft Azure solution.
<https://azure.microsoft.com/ru-ru/products/microsoft-sentinel>, 14.03.2024

АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ

А. В. Мефедов¹, А. И. Хахин², М. С. Шишкин³

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. В данной статье представлен анализ управления авиационными противообледенительными системами, выделены основные достоинства и недостатки противообледенителей, применяемых на летательных аппаратах различного назначения, сделан соответствующий вывод по дальнейшему развитию и совершенствованию существующих противообледенительных систем.

Ключевые слова: авиационные противообледенительные системы; летательный аппарат; противообледенители.

ANALYSIS OF THE MANAGEMENT OF AVIATION DE-ICING SYSTEMS

A.V. Mefedov¹, A. I. Khakhin², M. S. Shishkin³

¹Military 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 an analysis of the management of aviation de-icing systems, highlights the main advantages and disadvantages of de-icers used on aircraft for various purposes, and makes an appropriate conclusion on the further development and improvement of existing de-icing systems.

Keywords: aviation de-icing systems; aircraft; de-icers.

1. ВВЕДЕНИЕ

Противообледенительные системы (ПОС), устанавливаемые на летательных аппаратах (ЛА) различного назначения служат для предотвращения образования льда на поверхностях ЛА, которое отрицательно может повлиять как на летные характеристики ЛА, так и на безопасность полета. ПОС, устанавливаемые на современных ЛА в недостаточной степени защищают от обледенения ввиду их больших скоростей и высот полёта.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В этой связи требуются модернизация и совершенствование существующих ПОС. Для решения данной задачи необходимо провести анализ управления существующих ПОС.

3. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

На ЛА от образования льда в полёте защищаются: предкрылки, хвостовое оперение, силовая установка (СУ), фонарь кабины экипажа, приемники полного давления (ППД), датчики углов атаки (ДУА). На предкрылках и СУ ЛА устанавливаются воздушно-тепловые ПОС. Обогрев предкрылок воздухозаборников,

двигателей осуществляется за счёт тёплого воздуха, который забирается от компрессоров двигателей, а хвостовое оперение, фонарь кабины экипажа, ППД и ДУА оборудованы электротепловыми ПОС. В качестве примера на рисунке 1 представлена панель ПОС самолёта Ил-76, которая располагается по правому борту кабины экипажа. С помощью данной панели осуществляется управление и контроль за работой ПОС.

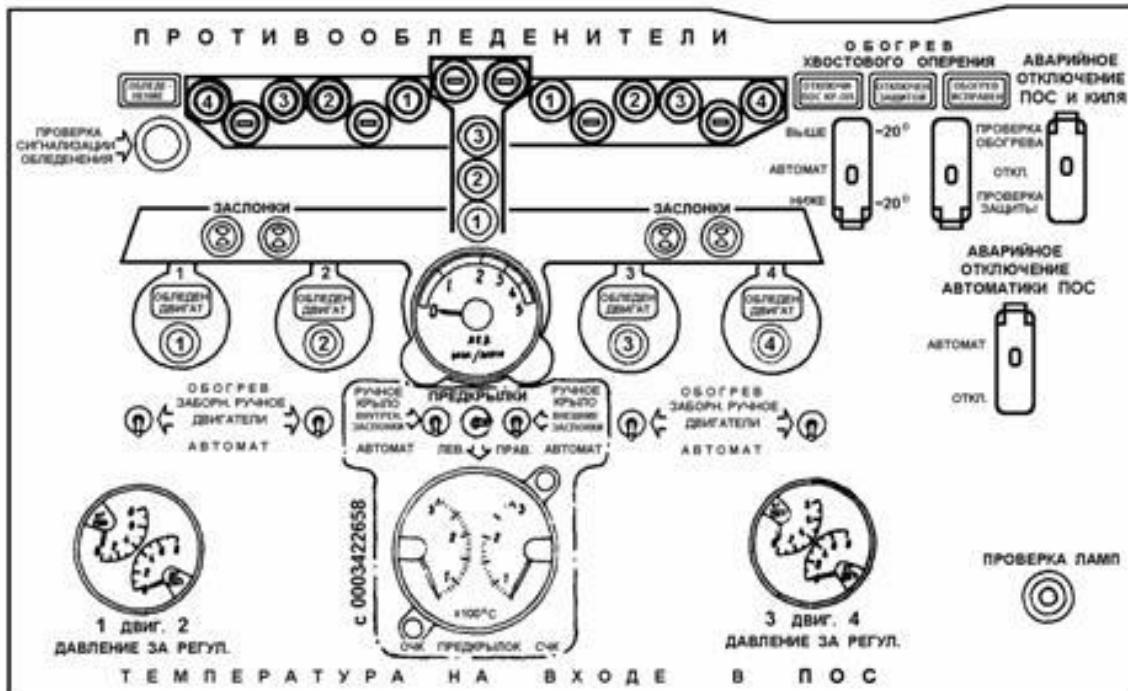


Рис. 1. Панель ПОС самолёта Ил-76.

Применяемые способы защиты ЛА и его установок от обледенения подразделяются на четыре основные группы [1]:

- механические;
- физико-химические;
- тепловые;
- комбинированные.

К **механическим ПОС** относится один из эффективных способов по удалению льда с поверхности ЛА называемый электроимпульсным. Он заключается в установке внутри крыла ЛА несколько индукторов (электромагнитов), которые при подаче импульса тока срабатывают, в следствие чего обшивка ЛА испытывает ударный толчок, образовавшийся лед трескается и сбрасывается встречным воздушным потоком.

Физико-химические ПОС основаны на эффекте уменьшения сцепления льда с поверхностью ЛА и понижении температуры замерзания воды, образовавшейся на поверхности ЛА. Их принцип действия основан на покрытии поверхности ЛА промежуточным физико-химическим составом (специальные лаки, пасты, смазки). Применяются данные ПОС в основном для защиты от обледенения стекол кабин ЛА.

Принцип работы **тепловых ПОС** основан на применении тепловой энергии, выделяющейся при работе авиадвигателей. Тепловые ПОС подразделяются на:

воздушно-тепловые (построены на использовании горячего воздуха, идущего от компрессора авиадвигателя, либо воздуха, идущего от теплообменников). Применяются для защиты от обледенения крыла, хвостового оперения, воздухозаборников.

электротепловые основаны на преобразовании электроэнергии в тепловую энергию и применяются для защиты от обледенения двигателя, воздухозаборников, хвостового оперения, приёмников воздушного давления (ПВД).

Комбинированный способ защиты может включать себя несколько способов, например, механический и физико-химический, механический и тепловой и применяется в основном для защиты от обледенения стекол кабин.

По способу защиты ПОС делятся на [1]:

жидкостные (поверхность ЛА смачивается спиртосодержащими и глицериновыми смесями);

воздушно-механические (в резиновые многокамерные устройства подается сжатый воздух от компрессора);

тепловые (горячий воздух, отбираемый от авиадвигателя по специальным каналам, продуваясь, сбрасывается в атмосферу);

электрические (на обогреваемые поверхности устанавливаются нагревательные элементы, через которые постоянно или циклически пропускается электрический ток);

электроимпульсные (защищаемая поверхность подвергается периодической встряске за счет взаимодействия электромагнитных полей индукторов с полем самой поверхности).

По принципу работы ПОС делятся на [2]:

предупреждающие обледенение (предотвращающие возможность образования льда на поверхности ЛА);

устраняющие обледенение (сбрасывающие образующийся на поверхности ЛА лед).

ПОС устанавливают с учетом основных конструктивных особенностей, влияния обледенения на летные характеристики ЛА, на работу его СУ.

Предупреждающие ПОС применяются, в основном для защиты остекления кабин экипажа, ПВД, двигателей ЛА. Для защиты крыла и хвостового оперения ЛА устанавливаются как предупреждающие ПОС, так и устраниющие.

Наибольшее распространение получили тепловые ПОС. В своём составе они имеют следующие системы:

непрерывного действия (предупреждающие образование льда на защищаемой поверхности ЛА путем либо поддержания положительной температуры обогреваемой поверхности, либо путем создания более высокой температуры и испарения образовавшейся на поверхности ЛА воды);

периодического действия (устраняющие обледенение путем плавления льда для облегчения сбрасывания с защищаемой поверхности ЛА).

К недостаткам тепловых ПОС непрерывного действия можно отнести:

требуется большая мощность и высокая температура для обогрева защищаемой от обледенения поверхности ЛА;

имеют большую инерционность (медленный нагрев при включении и медленное остывание после отключения).

Электротепловые ПОС обеспечивают высокую скорость нагрева и остывания. Тепловые «ножи» размещаются по секциям на разных частях обшивки ЛА. Полный цикл работы состоит из нескольких импульсов. Термовые «ножи» изготавливают из нержавеющей стали толщиной около 0,2 мм и шириной 10-11 мм.

Достоинства электротепловых ПОС:

высокий коэффициент полезного действия (КПД);

работают циклически по заданной программе;

позволяют регулировать скорость нагрева и остывания;

в лучшей степени защищают от обледенения небольшие площади поверхностей ЛА.

Недостатки электротепловых ПОС:

- большая вероятность отказов;
- необходимость более строгого контроля;
- сложность получения электроэнергии по сравнению с другими видами энергии;
- более трудоемкий процесс обслуживания;
- более сложное конструктивное исполнение.

Следует отметить, что ПОС частично приводят к ухудшению лётно-технических характеристик ЛА вследствие уменьшения мощности тяги авиадвигателя (потребляемая мощность ПОС достигает порядка 40 – 60 кВт).

В зависимости от типа ПОС различают следующие противообледенители: воздушно-тепловые; электрические; тепловые «ножи».

Воздушно-тепловые противообледенители непрерывного действия имеют достаточно широкое применение в авиации. В противообледенителях данного типа тепловая энергия горячего воздуха используется для обогрева крыла и хвостового оперения ЛА. На рисунке 2 представлена схема воздушно-теплового противообледенителя, использующего предварительно подогретый в радиаторе 2 воздух. В свою очередь радиатор обогревается выхлопными газами авиационного двигателя 1. С выхода радиатора 2 нагретый воздух поступает в крыльевые отсеки 8. Как видно из рисунка 2, воздух поступает на продольный передний канал А и далее через отверстия 6 в полость крыла 7. В этой полости внешняя обшивка крыла получает основную часть тепловой энергии ввиду наибольшего перепада температур между внутренней и внешней обшивками крыла. Вследствие этого наружная обшивка крыла подогревается сильнее, предотвращая как образование льда, так и удалая уже образовавшийся лёд. Подача горячего воздуха, регулируется заслонками с электроприводом от двигателей 3, 4. Контроль за температурой горячего воздуха осуществляется с помощью термометра 5 [2].

Электрические противообледенители нашли широкое применение на ЛА, имеющих мощные источники электроэнергии для циклического обогрева основных элементов планера. В основу работы электрических противообледенителей положен принцип непосредственного преобразования электрической энергии в тепловую.

В данных противообледенителях нагревательный элемент (рисунок 3) изготавливается из тонкой проволоки с высоким удельным сопротивлением диаметром 0,2-0,5 мм. Бесперебойная работа нагревательного элемента достигается параллельным подключением нескольких десятков проволочных элементов к шинам питания. При этом расстояние между проволочными элементами по мере удаления от передней кромки увеличивается, что вызвано непостоянством коэффициента теплоотдачи обтекаемого воздушным потоком профиля при удалении от передней кромки. Такое расположение проволочных элементов обеспечивает постоянную температуру нагрева на всей защищаемой от обледенения поверхности и эффективность действия защитного устройства. Нагревательные элементы, оклеенные стеклотканью, располагаются между внешней и внутренней обшивками носка защищаемой поверхности [2].

Тепловые «ножи» противообледенителей с циклическим обогревом. К особенностям их работы относится так называемое «сухое» удаление льда. На момент включения очередной пары секций нагревательных элементов на защищаемой поверхности ЛА в интервалах между их включением и выключением образуется слой льда. Для его удаления вполне достаточно растопить его тонкий слой на защищаемой поверхности ЛА.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведённого анализа управления ПОС можно сделать вывод о том, что наибольшими преимуществами обладают электротепловые ПОС, состоящие из нагревательных элементов циклического или постоянного действия с применением тепловых «ножей». С учётом лётно-технических характеристик современных ЛА следует отметить, что наиболее целесообразно совершенствовать существующие электротепловые ПОС, которые способны эффективно защищать ЛА от обледенения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Граськин С.С., Икрянников Е.Д. Обледенение военно-транспортных и магистральных самолетов и вертолетов. Учебное пособие. М.: ВВИА им. Н.Е Жуковского, 1997. – 219 с.
2. Сажин И.В. Системы электрифицированного оборудования летательных аппаратов. Учебное пособие. Иркутск: ИВАИИ, 2008. – 292 с.

REFERENCES

1. Graskin S.S., Ikryannikov E.D. Icing of military transport and mainline aircraft and helicopters. Textbook. M.: VVIA named after N.E. Zhukovsky, 1997. – 219 p.
2. Sazhin I.V. Systems of electrified aircraft equipment. A study guide. Irkutsk: IVAl, 2008. – 292 p.

АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕИС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ

А.А. Резниченко¹, Д.В. Журавлёв¹, А.Н. Голубинский²

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Была проведена работа по разработке и исследованию асинхронного интерфейса мозг-компьютер, который предназначен для управления любыми робототехническими устройствами, системами и комплексами. Макет разработанного интерфейса «мозг-компьютер» базируется на плате Cyton известного open-source проекта (<https://openbci.com/>). Была создана нейрогарнитура для снятия показаний электроэнцефалограммы (ЭЭГ). Так же был разработан виртуальный пульт управления, с помощью которого осуществляется управление роботом.

Ключевые слова: интерфейс мозг-компьютер, синхронный и асинхронный нейроинтерфейс, нейросеть, Cyton, OpenBCI.

BRAIN-COMPUTER INTERFACE ON THE P300 WAVE FOR CONTROLLING ROBOTIC SYSTEMS AND COMPLEXES

D.V. Zhuravlev¹, A.A. Reznichenko¹, A.N. Golubinskiy²

¹VSTU, Voronezh, Russia

²JSC Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Work was carried out on the development and research of an asynchronous brain-computer interface, which is designed to control any robotic devices, systems and complexes. The layout of the developed brain-computer interface is based on the Cyton board of the well-known open-source project (<https://openbci.com/>). A neural headset was created to take electroencephalogram (EEG) readings. A virtual control panel has also been developed, with which the robot is controlled.

Keywords: brain-computer interface, synchronous and asynchronous neural interface, neural network, Cyton, OpenBCI.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, интерфейс мозг-компьютер (ИМК) является наиболее перспективным способом взаимодействия человека и компьютера. Интерфейс мозг-компьютер с помощью нейрогарнитуры осуществляет связь головного мозга человека и персонального компьютера (ПК). Это позволяет осуществить передачу полезной информации от оператора к ПК, не используя при этом традиционные методы передачи информации. В настоящее время, область применения ИМК весьма обширна: медицина, оборонно-промышленный комплекс, робототехника и т.д.

При написании данной статьи проводилось исследование работы программно-аппаратного комплекса, предназначенного для управления робототехническим устройством с применением искусственной нейронной сети.

2. АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС OPENBCI НА ОСНОВЕ ПЛАТЫ CYTON

Для регистрации сигналов ЭЭГ использовалась комплекс OpenBCI, представленный на рис. 1 и нейрогарнитура, представленная на рис. 2.



Рис.1. Плата Cyton

Созданный макет включает в себя плату Cyton, плату расширения Daisy и плату радиоканала Wi-Fi.

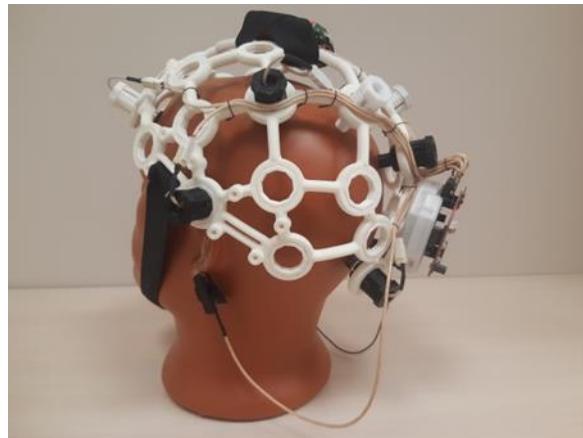


Рис. 2. Нейрогарнитура

Нейрогарнитура была распечатана на 3D принтере и оборудована электродами, предназначенными для регистрации сигналов ЭЭГ.

Платы OpenBCI могут использоваться как для регистрации электрической активности, создаваемой головным мозгом (ЭЭГ), так и для регистрации электрической активности, создаваемой мышцами (ЭМГ) и сердцем (ЭКГ). В ходе выполнения исследования использовались и записывались для нейросетевой обработки только данные ЭЭГ [1].

Используя оборудование OpenBCI, были получены данные 8 каналов ЭЭГ. Данные были предварительно программно обработаны и переданы для классификации с помощью нейросети. Далее было проведено исследование применения разработанного асинхронного нейроинтерфейса в качестве использования как синхронного. Такой интерфейс мозг-компьютер классифицирует записанные данные на два типа: содержащие волну P300 и не содержащие волну P300. Для получения волны P300 можно предъявить зрительные стимулы увеличивая их яркость. На рис. 3 представлен экран ИМК на волне P300.

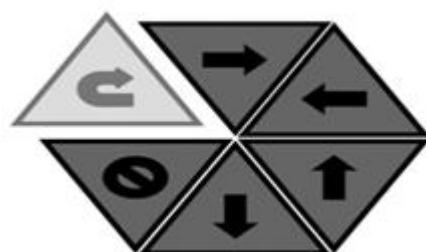


Рис. 3. Экран ИМК на волне P300

В представленном на рис. 3 варианте ИМК, стимул в верхнем левом углу экрана находится в активном (подсвеченном) состоянии. В качестве стимула может выступать как подсветка изображения, так и его движение от центра к периферии.

Асинхронный нейроинтерфейс осуществляет более естественное взаимодействие человек – устройство. Для такого типа нейроинтерфейсов не требуется заранее записывать данные ЭЭГ. Он способен в режиме реального времени проводить необходимые операции, классифицировать данные и формировать команды пользователя, что является весьма полезным в управлении роботами. Из негативных факторов можно отметить более сложную техническую структуру и требуемые большие вычислительные мощности.

3. УПРАВЛЕНИЕ ИНТЕРФЕЙСОМ МОЗГ-КОМПЬЮТЕР

В настоящее время, интенсивно развивается робототехника. Поэтому, весьма перспективным является внедрение интерфейса мозг-компьютер для управления роботами. Исходя из выше сказанного, можно сделать вывод о том, что асинхронный интерфейс мозг-компьютер более предпочтителен для управления роботами, поскольку обладает возможностью проводить классификацию данных в режиме онлайн, и за тем формировать команды для управления роботом. На рис. 4 представлена общая схема управления роботом через управляющее воздействие оператора, используя сигналы ЭЭГ.

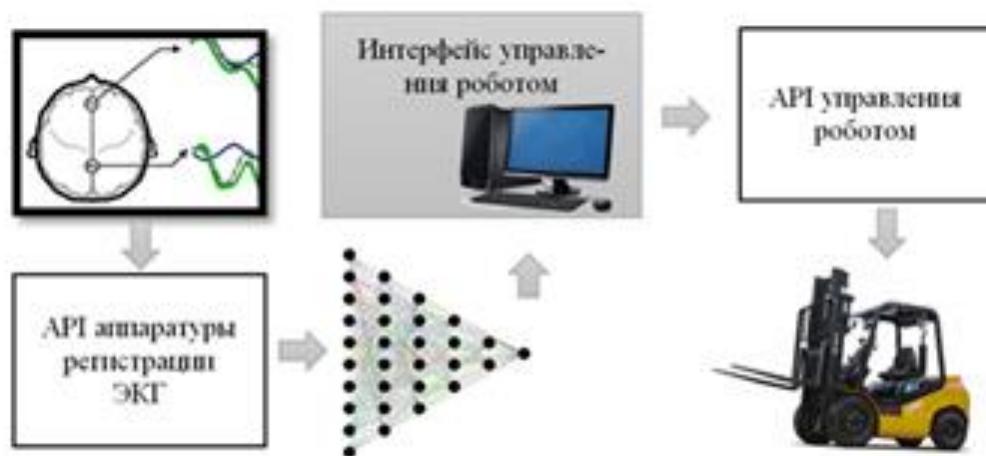


Рис. 4. Общая схема управления роботом через управляющее воздействие оператора

Сначала, регистрируются сигналы ЭЭГ головного мозга оператора. Затем, для анализа данных ЭЭГ, используется интерфейс программирования приложений(API). Сигналы ЭЭГ, посредством API, в цифровом виде передаются на ПК для анализа. Во время работы оператора с интерфейсом робота нейросеть должна правильно интерпретировать его мозовую активность и определять команду. Для этой цели проводят обучение нейронной сети. Далее, оператор выбирает команду и с помощью API преобразует её в сигнал, который передаётся роботу. Полный набор возможных команд должен быть доступен оператору на экране ПК в виде пульта управления или виртуальной клавиатуры. Для того, чтобы вывести на экран необходимый пульт управления он был изображен в графическом редакторе и сохранен в gif-формате. Затем, был написан программный код, который использовался для управления роботом[2]. На рис. 5 представлен пульт управления роботом-погрузчиком.



Рис. 5. Пульт управления роботом-погрузчиком

В представленном на рис. 5 пульте управления, можно увидеть, что в активном состоянии находятся кнопка движения на средней скорости, а так же кнопка малого поворота направо.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, можно сделать заключение, что асинхронный интерфейс мозг-компьютер существенно облегчает задачу оператору робототехнического устройства. Он позволяет дистанционно управлять роботом, не требуя при этом непосредственное присутствие оператора в районе эксплуатации робота. В настоящее время, данное направление только начинает своё развитие, но в перспективе оно получит большее распространение и позволит оперативно управлять роботами с помощью асинхронных ИМК.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавлев Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлëв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Dornhege G., Millan J. del R., Hinterberger T., McFarland D.J., Muller K.-R., eds. Toward Brain-Computer Interfacing. A Bradford book. The MIT Press, 2007. 520 p.

REFERENCES

1. Zhuravlev D.V. Equipment for electroencephalographic research: monograph / D.V. Zhuravlev; Voronezh State Technical University. Voronezh: VSTU Publishing House, 2021. – 258 p.
2. Dornhege G., Millan J. del R., Hinterberger T., McFarland D.J., Muller K.-R., eds. Toward Brain-Computer Interfacing. A Bradford book. The MIT Press, 2007. 520 p.

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ

Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова

Военная краснознаменная орденов Жукова и Ленина академия связи имени Маршала Советского Союза С.М.Буденного (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье приведен анализ этапов развития искусственного интеллекта (ИИ) и способах его применения в автоматизированной системе управления войсками (АСУВ), рассмотрены вопросы перспектив внедрения нанотехнологий и оружия с применением ИИ, повышающих боеспособность и эффективность ведения боевых действий.

Ключевые слова: искусственный интеллект; электронно-вычислительные машины; автоматизированные системы управления.

ISSUES IN THE APPLICATION OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE IN AN AUTOMATED SYSTEM TROOPS MANAGEMENT

D. V. Kanaev, R. V. Lesnoy, V. P. Khoborova

Military Red Banner Orders of Zhukov and Lenin Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (VAS), St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article provides an analysis of the stages of development of artificial intelligence and methods of its application in an automated troop control system, and discusses the prospects for the introduction of nanotechnologies and weapons using artificial intelligence, which increase the combat effectiveness and efficiency of combat operations.

Keywords: artificial intelligence; electronic computers; automated control systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ современных войн и военных конфликтов показывает, что противоборствующие стороны широко применяют перспективные разработки в области вооружения, военной и специальной техники. В настоящее время при ведении боевых действий возрастает роль информационных, телекоммуникационных и автоматизированных систем, постоянно совершенствуются формы и способы их использования для достижения победы. Этим и многим другим вызвана необходимость внедрения в военную сферу, а в частности в АСУВ, технологий ИИ.

2. РАЗВИТИЕ АСУВ

На развитие автоматизации управления в вооруженных силах любой страны влияет ряд факторов:

1. экономические возможности страны;
2. научно-технический уровень страны;
3. военная доктрина страны;
4. организация вооруженных сил;
5. построение систем управления в вооруженных силах;
6. методы и средства управления войсками.

Процесс развития автоматизации в различных областях деятельности и управления, в частности в нашей стране, проходил эволюционно, и всё-таки в нём можно выделить ряд этапов (табл. 1).

Таблица 1. Этапы развития автоматизации управления в ВС

№	Временные рамки	Признак выделения этапа
1	1958 - 1963 гг.	Автономное использование электронно-вычислительных машин (ЭВМ)
2	1964 - 1970 гг.	Системное использование ЭВМ
3	1971 - 1980 гг.	Расширение целей и масштабов автоматизации
4	1981 - 1990 гг.	Использование в системах автоматизированного управления (САУ) элементов ИИ
5	1991г.- настоящее время	Сетевое использование ЭВМ, внедрение систем ИИ

Первый этап обеспечил предварительную подготовку к организованному развертыванию работ по автоматизации управления в системах военного назначения. В рамках второго этапа в стране был выполнен большой комплекс работ общегосударственного значения по совершенствованию структуры управления, упорядочению нормативно-справочного хозяйства, унификации и стандартизации документов, типизации проектов создания систем автоматизации управления и др.

Переход к третьему этапу означал начало создания САУ, обеспечивающих повышенную степень автоматизации управленческой деятельности, и комплексной автоматизации управления, целью которой являлось повысить обоснованность принимаемых решений при условии выполнения требуемой оперативности. Очевидно, что достижение этой цели возможно при обработке большего количества информации, более высокой периодичности ее обновления и, соответственно, при более совершенных средствах автоматизации. На третьем этапе решалась проблема создания единой автоматизированной системы управления для вооруженных сил.

Для четвертого этапа характерно развёртывание работ по использованию в комплексах средств и системах автоматизации управления элементов искусственного интеллекта. Основанием для выделения пятого этапа послужило принятие в качестве доминирующей организационной формы использования ЭВМ вычислительных сетей, дальнейшая разработка и внедрение систем искусственного интеллекта, военных роботов, робототехнических платформ и комплексов.

В настоящее время основными областями применения технологии ИИ в системах управления военного назначения являются:

1. восприятие и распознавание образов;
2. создание новых видов оружия на основе достижений робототехники;
3. оценка и прогнозирование обстановки;
4. планирование применения оружия и боевых действий войск;
5. принятие решений по управлению войсками и оружием;
6. обучение на опыте боевых и учебно-боевых действий.

Несмотря на значительный скачок в производительности современных ЭВМ (мультипроцессорные системы с параллельной обработкой), еще имеются затруднения, связанные с развитием средств логического программирования, которые не позволяют создать в ближайшие годы такие качественно новые средства автоматизации вооруженной борьбы, как автономные боевые роботы.

Системы управления, основанные на базах знаний и действующие в реальном масштабе времени боевой обстановки, не могут быть реализованы путем простого

наращивания вычислительных мощностей ЭВМ без существенного сдвига в разработке средств логического программирования. Наиболее вероятно, что первыми для военных целей будут созданы и внедрены экспертные системы обеспечивающего характера - для поиска неисправностей в сложных системах и агрегатах, планирования тылового обеспечения операций, автоматической дешифровки визуальных изображений, моделирования боевой обстановки при проведении командно-штабных игр. Реальным считается создание АСУ связью и распределением данных в перспективной системе обнаружения целей и управления оружием.

Безусловно, исследования в области ИИ расширяются и уже дают практические результаты как в российской армии, так и в армиях иностранных государств. В качестве наглядного примера иностранных разработок можно привести американскую экспертную систему «Аналит», предназначенную для преобразования данных разведки различного характера в наглядную схему отображения обстановки с выделением критических ситуаций.

Первый вариант этой системы выполнен для соединения (дивизии) и позволяет отображать боевые порядки на поле боя. Он подготовлен для использования в качестве резервного средства при анализе боевой обстановки. Основным средством отображения обстановки является обычная пластиковая карта с данными, обновляемыми при помощи красящих карандашей, а также автоматизированная система сбора докладов и разведданных об обстановке. Опыт использования экспертной системы подтвердил следующие ее преимущества: наглядность и информативность электронной карты наряду с возможностью детализации (укрупнения) любых интересующих участков местности, представление обработанной информации на карте в стандартных, условных обозначениях, изображение объектов в динамике и нанесение на карте различной графической информации, возможность воспроизведения предшествующей обстановки и вариантов ее будущего развития с возвратом к текущей ситуации и т.д.

В интересах BBC США разработан опытный образец экспертной системы, предназначенный для поиска неисправностей при обслуживании стратегического бомбардировщика B-1B. Ввод ее в строй позволил сэкономить около 160 млн. долларов при эксплуатации каждого самолета за его летный ресурс. В области программного обеспечения средств искусственного интеллекта применяются языки программирования высокого уровня, которые ускоряют разработку и внедрение средств искусственного интеллекта в вооруженных силах, что является основой мероприятий по стандартизации военной техники и оружия.

В Вооруженных Силах Российской Федерации так же большое внимание уделяется *оружию с искусственным интеллектом*, скорость развертывания и применения которого, а также способность в сжатые сроки восстановить разрушенную инфраструктуру и коммуникации, будет оказывать решающее значение на исход войны. Практически нанотехнологии в войсках уже давно используются, например, при создании спецсплавов, покрытий и взрывчатых смесей. Однако, помимо этого, разработчики современного отечественного вооружения нацелены на создание, миниатюрных средств поражения, таких как беспилотных самолетов, радиоуправляемых мини-катеров, подводных лодок и машин с применением технологий ИИ, для решения боевых задач.

В качестве примера успешного применения технологии ИИ в отечественных системах управления военного назначения можно привести программную систему «ПС ИНС», ориентированную на решение практических задач обработки изображений.

Данная программная система распознавания графических образов, обеспечивает решение задач пользователя путем гибкого объединения средствами графического интерфейса необходимого числа модулей-обработчиков (инерциальная навигационная

система (ИНС), фильтры, специальные модули) с привязкой к отечественной суперкомпьютерной платформе «СКИФ».

В рамках данного проекта проведен детальный анализ основных нейронных сетей на предмет их включения в библиотеку системы. Выполнена программная реализация ИНС на кластерных вычислительных устройствах (КВУ) «СКИФ Первенец-М» и «СКИФ К1000» с использованием стандарта *MPI*, проведены экспериментальные исследования на задачах распознавания текстовой информации, человеческих лиц и летательных аппаратов, экстраполяции и интерполяции временных рядов, сжатия снимков. Реализованы модули типовой и специальной обработки изображений, включая: фильтрацию, выделение интегральных инвариантных моментов, нормализацию положения объекта, выделение контуров, «скелетов» и других информативных признаков.

В результате экспериментов было установлено, что нейронные сети могут работать эффективно в области распознавания изображений только в сочетании с другими методами. Так для построения системы «ПС ИНС» потребовалась интеграция:

1. вероятностной нейронной сети с методом сжатия входных данных по принципу выделения инвариантных моментов;
2. персептрона и сети Хемминга с методами геометрической нормализации полутоновых и бинарных входных изображений для их последующего распознавания;
3. сети Кохонена с обобщенной метрикой для решения задачи раскраски регионов на панорамных снимках;
4. практических всех типовых ИНС с комплексом алгоритмов стандартной предварительной обработки (фильтрация, логическая обработка, адаптивная бинаризации и т.д.).

Для решения других задач на ИНС потребовались:

1. методы преобразования цветного изображения в яркостное представление;
2. алгоритмы компрессии и корреляционные коэффициенты;
3. методы анализа гистограмм с целью удаления фона, ДПФ и другие преобразования.

Возможности интерфейса системы позволяют выполнять интеграцию ИНС в комитет большинства, объединяющий различные сети для выработки единого решения. Общий список всевозможных модулей, потребовавшихся для реализации системы, способной гибко формировать задачу пользователя, превысил 60 наименований. В силу открытости архитектуры, этот список может быть расширен.

В качестве характерного примера, демонстрирующего реальные возможности ИНС, в статье предлагается рассмотреть задачу выделения и распознавания летательных объектов на панорамном снимке. Решение данной задачи строится по технологической цепочке, в которой нейронная сеть вступает в действие только на последнем этапе. Задача явилась одним из главных тестов изучения способности системы «ПС ИНС» находить и идентифицировать объекты на космических снимках.

Технологическая цепочка решения задачи выглядит как совокупность взаимосвязанных модулей (чтение объекта исследования, проведение предварительно обработки, выбор нейронной сети, ее обучение, распознавание, запись результата). В свою очередь предварительная обработка - это устранение фона, выделение объекта по определенному критерию, сборка объектов из отдельных частей и т.д.

Графическая схема задачи распознавания приведена на рис. 1.

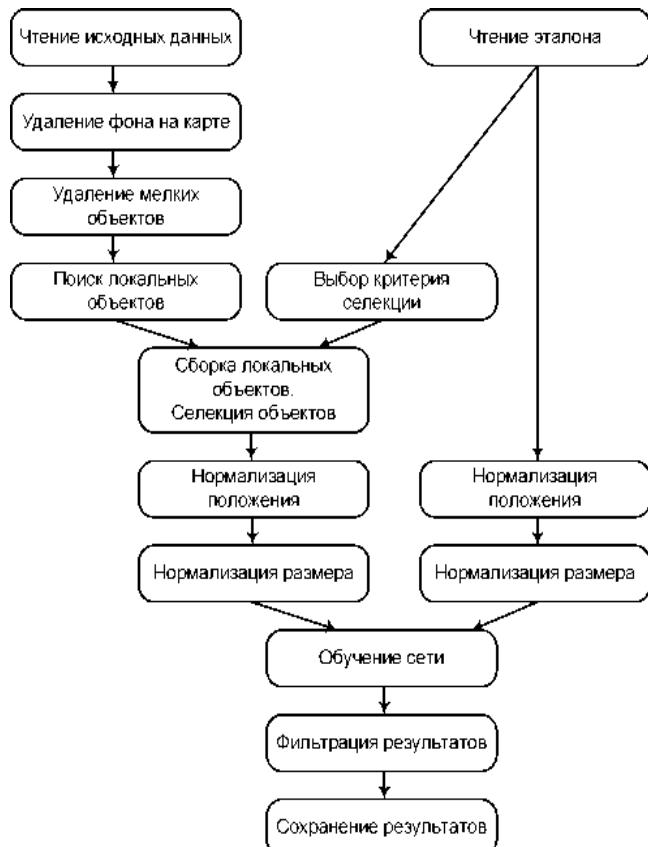


Рис. 1. Графическая схема задачи выделения и распознавания летательных объектов

Задача запускается на решение на КВУ «СКИФ» в параллельно-конвейерном режиме. В качестве обучающей выборки использовался набор из 142 эталонных изображений самолетов, часть из которых представлена на рис. 2.

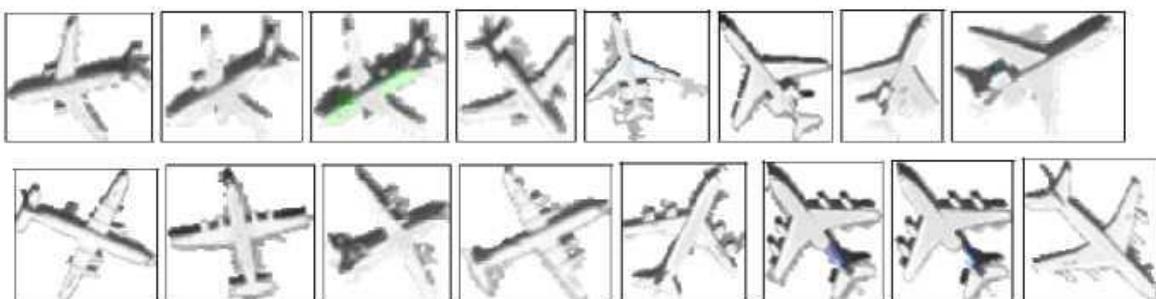


Рис. 2. Примеры эталонных изображений самолетов

Результаты распознавания летательных аппаратов для двух панорамных снимков приведены на рис. 3, где распознанные объекты выделены прямоугольниками.



Рис. 3. Результаты выделения и распознавания летательных аппаратов

Для улучшения результатов в системе «ПС ИНС» приходится использовать комбинированную ИНС, включающую сеть прямого распространения, сеть Хемминга и однослойный персепtron.

Эффективность работы «ПС ИНС» оценивалась при запуске на различном количестве узлов кластерной установки большой мощности «СКИФ К1000». При этом количество ЭВМ в кластере изменялось от двух до 30. Время решения задачи на двух узлах кластера составило 215 секунд, на шести - 43 секунды, на 30 - 14 секунд. Один узел кластерной установки имел два процессора типа *AMD Opteron 275 Dual Core 2.2 ГГц*, однако при проведении тестирования на каждом узле реально использовался лишь один из доступных процессоров.

Таким образом, система «ПС ИНС» является достаточно эффективным программным средством, основанным на использовании технологии искусственного интеллекта, которое способно найти достойное применение в системах управления военного назначения для решения задач распознавания объектов на космических снимках.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, опыт развития техники автоматизации боевого управления в вооруженных силах показывает, что создание средств ИИ боевого назначения находится на этапе концептуальной оценки их общей конфигурации и границ применения, принципов построения баз знаний, разработки и выбора языков сверхвысокого уровня и архитектур ЭВМ для их использования, создания перспективных комплексов построения экспертных систем. Причем все эти вопросы решаются с учетом перспектив стандартизации и унификации как средств программного обеспечения, так и аппаратной базы ЭВМ. Поэтому, в ближайшие годы следует ожидать широкого внедрения экспертных систем обеспечивающего характера, которые позволяют анализировать в реальном масштабе времени обстановку, в значительной мере поддающуюся формализации. Это будут построенные на базах знаний комплексы автоматизированного контроля сложных технических систем, средства автоматической дешифровки данных видовой разведки и распознавания целей в комплексах оружия, системы накопления данных и синтеза обстановки на основе обработки разнохарактерной информации, устройства ввода-вывода необработанной информации (в том числе речевой и графической) оператором, не обладающим опытом программирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бухарцев Ю.А. Автоматизированные информационные системы. Л.: ВАС, 1988. – 245 с.
2. Бондаренко В.М., Волкова А.Ф. Автоматизация управления войсками (методологические проблемы). М.: Воениздат, 1977. – 310 с.
3. Айден К., Фибельман Х., Крамер М. Аппаратные средства РС. СПб.: ВНУ, 1996. – 243 с.
4. Анфилатов В.С. Теоретические основы автоматизации управления войсками. Л.: ВАС, 1979. – 341 с.
5. Поспелов Г.С. Искусственный интеллект - основа новой информационной технологии. М.: Наука, 1988. – 196 с.
6. Трищенков А.В., Осипов В.Г., Лялин Е.С., Чувиков Д.А., Аладин Д.В. О развитии машиностроительного искусственного интеллекта для систем полного жизненного цикла изделий. // Искусственный интеллект в автоматизированных системах

управления и обработки данных. ИИАСУ'22. Сборник статей Всероссийской научной конференции в 2 томах, 2022, том 1. – 105-112 с.

REFERENCES

1. Bukhartsev Yu.A. Automated information systems. L.: VAS, 1988. – 245 p.
2. Bondarenko V.M., Volkova A.F. Automation of troop control (methodological problems). M.: Voenizdat, 1977. – 310 p.
3. Aiden K., Fibelman H., Kramer M. PC hardware. St. Petersburg: BHV, 1996. – 243 p.
4. Anfilatov V.S. Theoretical foundations of control automation troops. L.: VAS, 1979. – 341 p.
5. Pospelov G.S. Artificial intelligence is the basis of a new information technology technologies. M.: Nauka, 1988. – 196 p.
6. Trishchenkov A.V., Osipov V.G., Lyalin E.S., Chuvikov D.A., Aladin D.V. On the development of mechanical engineering artificial intelligence for systems of the full life cycle of products. // Artificial intelligence in automated control and data processing systems. IIASU'22. Collection of articles of the All-Russian Scientific Conference in 2 volumes, 2022, volume 1. – 105-112 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ

В. А. Дроговоз

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. Представлены подходы по применению аппарата нечеткого логического вывода при оптимизации общего показателя interoperability в зависимости от показателя уровней interoperability (организационный, семантический, технический). Представлены два варианта использования аппарата нечеткого логического вывода: с применением решающих правил или нейро-нечетким выводом. В качестве примера использования аналитического способа представлен расчет на основе агрегированного OWA-оператора Ягера для оценки interoperability распределённой организационной системы. В заключении даны рекомендации по применению математических аппаратов в проектах по обеспечению interoperability распределенных систем.

Ключевые слова: interoperability, показатель interoperability, нечеткий логический вывод, нейро-нечеткий логический вывод, OWA-оператор, оптимизация.

USING FUZZY LOGIC INFERENCE IN OPTIMIZING INTEROPERABILITY INDICATORS OF DISTRIBUTED SYSTEMS

V. A. Drogovoz

Federal Research Center "Informatics and Management" of the Russian Academy of Sciences,
Moscow, Russian Federation

Abstract. Approaches to the use of fuzzy logical inference apparatus are presented when optimizing the general indicator of interoperability depending on the indicator of interoperability levels (organizational, semantic, technical). Two options for using the fuzzy logical inference apparatus are presented: using decision rules or neuro-fuzzy inference. As an example of using the analytical method, a calculation based on the aggregated Yager OWA operator is presented to assess the interoperability of a distributed organizational system. In conclusion, recommendations are given on the use of mathematical tools in projects to ensure the interoperability of distributed systems.

Keywords: interoperability, interoperability indicator, fuzzy logical inference, neuro-fuzzy logical inference, OWA operator, optimization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение аппарата нечеткого логического вывода (НЛВ) в задачах программной инженерии позволяет решать различные задачи в условиях неопределенности исходных данных, ориентируясь на экспертные знания или накопленную статистику о функционировании информационных систем.

В работах [1-4] рассмотрены возможности НЛВ в задачах выбора проектных решений или анализе требований к информационным системам. Применительно к задачам interoperability [5, 6] НЛВ может применяться для формирования документов в профиль interoperability и оптимизации службы доставки сетевой

организации. Развитием данного направления может стать применение НЛВ для оценки и оптимизации общего показателя интероперабельности для информационной или организационных систем.

2. НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ И ОПТИМИЗАЦИИ ОБЩЕГО ПОКАЗАТЕЛЯ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ ПРИ ПОМОЩИ НЛВ

В работе [7] предложен аналитический подход к оценке показателя интероперабельности для каждого из трех уровней (организационный, семантический, технический), который может принимать значение в интервале от 0 до 1. При этом для показателя предполагается, что 0 – это отсутствие интероперабельности, а 1 – это ее полное достижение.

Использование данных показателей на практике, например, для формирования требований в техническое задание (ТЗ) на автоматизированные системы управления (АСУ) согласно [8] без дополнительной формализации предметной области затруднительно, т.к. нет четких интервалов деления диапазона [0-1] на градации интероперабельности.

Согласно единому подходу по обеспечению интероперабельности методами функциональной стандартизации [9] проблемно-ориентированная модель (ее характеристики и параметры) определяет качество обеспечения интероперабельности и как следствие качество информационной системы, т.к. интероперабельность является одним из показателей модели качества [10].

Применение аппарата НЛВ для оценки взаимосвязи характеристик и параметров проблемно-ориентированной модели с показателями интероперабельности по уровням, а также оценка взаимосвязи показателей по уровням с общим показателем интероперабельности позволит находить оптимальные значения как для характеристик и параметров проблемно-ориентированной модели, так и для показателей интероперабельности по уровням. Например, максимальный общий показатель интероперабельности системы при минимальных значениях показателей по уровням.

Так как задать в точном виде показатели интероперабельности (как по уровням, так и общий) заказчику информационной системы или должностному лицу организационной структуры затруднительно, то целесообразно представить их в виде лингвистических переменных. В таблице 1 представлен вариант значений лингвистической переменной «Общий показатель интероперабельности».

Таблица 1 Вариант значений лингвистической переменной «Общий показатель интероперабельности»

Значения лингвистической переменной «Общий показатель интероперабельности»	Ширина информационной гранулы	Целесообразно ли проводить оптимизацию показателей интероперабельности
Низкий	0 -0,3	Необходимо
Средний	0,25-0,7	Необходимо
Высокий	0,6-1	Желательно

Задать терм-множество для входных лингвистических переменных целесообразно аналогично выходной переменной «Общий показатель интероперабельности», т.е. (низкий, средний, высокий). Вид функции распределения будет зависеть от полноты информации о входных и выходных переменных.

На рисунке 1 показана типовая схема НЛВ, основанная на логических правилах [11].

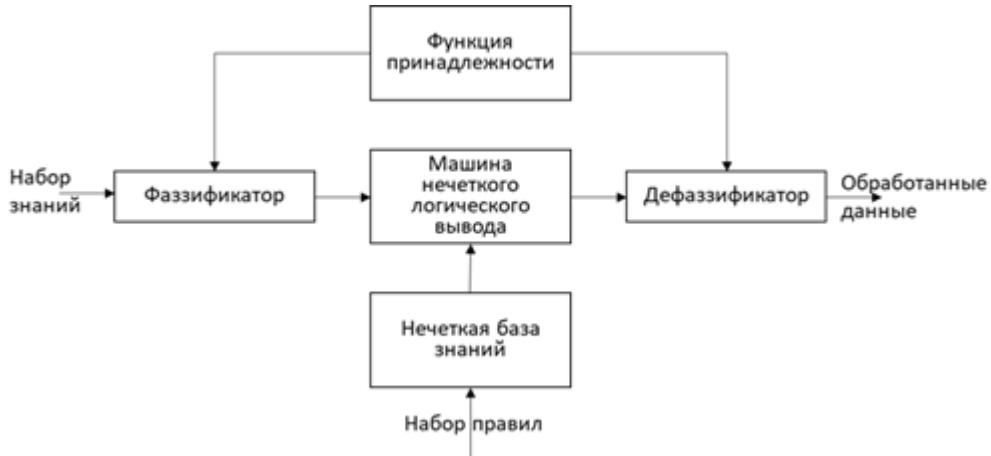


Рис. 1. Типовая блок-схема аппарата НЛВ

Основными этапами нечеткого вывода являются [12]: формирование базы правил систем нечеткого вывода, фаззификация входных переменных, агрегирование подусловий в нечетких правилах продукции, активизация подзаключений в нечетких правилах продукции, аккумуляция заключений нечетких правил продукции, дефаззификация выходных переменных.

Используя модуль Fuzzy Logic Designer пакета MATLAB представляется возможным создать модель НЛВ для оценки общего показателя интероперабельности в зависимости от показателей интероперабельности по уровням.

Показатели по уровням рассчитываются по алгоритмам с использованием программного обеспечения как показано в работе [7]. Функция принадлежности как для входных, так и для выходных показателей выбирается треугольной, т.к. это обусловлено малым объемом релевантной информации. При правильном построении модели это положительно сказывается на точности моделирования при малых объемах информации [13]. На рисунке 2 показана структура модели НЛВ (классический алгоритм Мамдани) для расчета общего показателя интероперабельности в зависимости от показателей уровней интероперабельности.

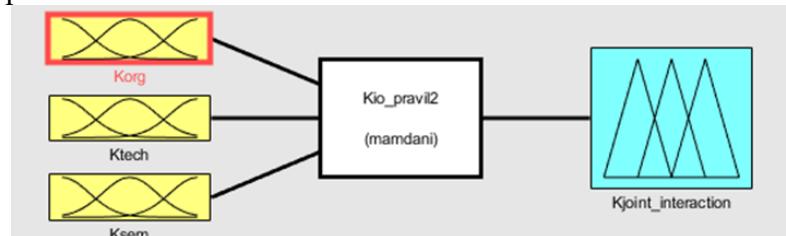


Рис. 2. Структура модели НЛВ для расчета общего показателя интероперабельности

На рисунке 3 представлен пример задания функции принадлежности для выходной переменной «Общий показатель интероперабельности».

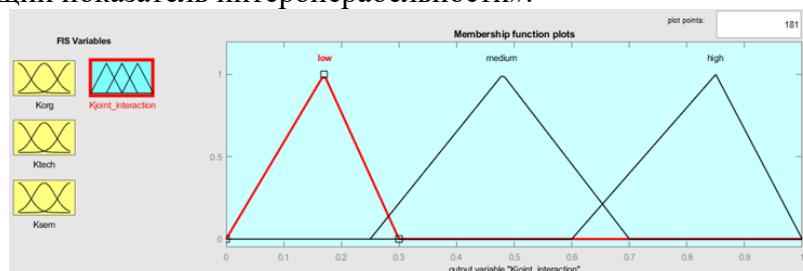


Рис. 3. Выбор и параметризация функции принадлежности переменной «Общий показатель интероперабельности»

В данном примере правила логического вывода по взаимосвязям между входными и выходными данными записываются экспертами исходя из практического опыта работ в области обеспечения интероперабельности. На рисунке 4 представлен интерфейс заполнения логических правил (4а) и интерактивный механизм их отображения с получением переменной вывода(4б).

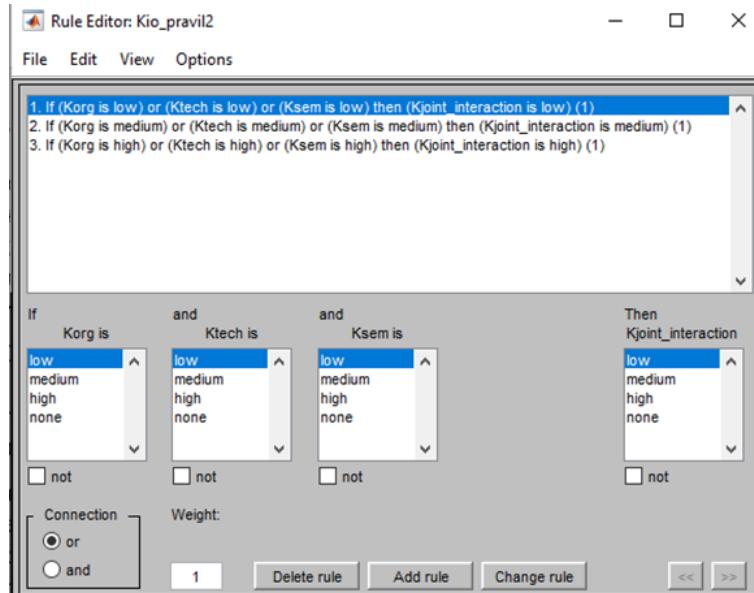


Рис. 4а. Интерфейс создания логических правил вывода (вариант)

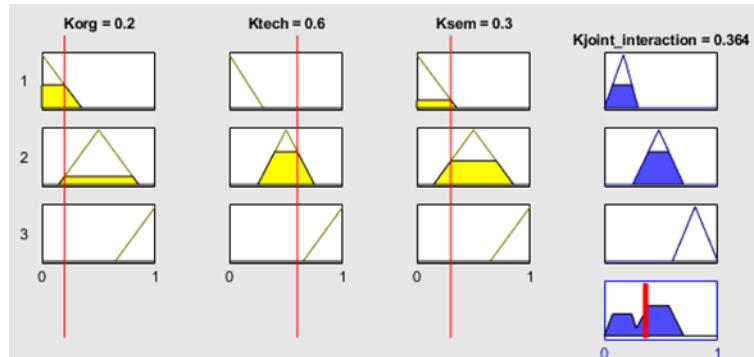


Рис. 4б. Интерактивный механизм правил логических вывода в среде MATLAB

На рисунке 5 представлено окно поверхности вывода. Как правило, количество барьеров на техническом уровне минимальное, поэтому для наглядности в данном примере этот показатель задан постоянной величиной - 0.7. По оси абсцисс и ординат – показатели семантического и организационного уровня. По оси аппликат – общий показатель интероперабельности моделируемой информационной системы.

Используя данный подход представляется возможным:

- по показателям уровней интероперабельности находить значение общего показателя интероперабельности.
- находить оптимальные области значений показателей уровня интероперабельности, при которых общий показатель будет в пределах заданных значений (или стремится к максимуму в условиях физических ограничений проекта), а показатели по уровням будут минимальные для минимизации финансовых затрат на обеспечение интероперабельности.

Комбинируя подход из предпроектной оценки показателя уровня интероперабельности [7] с методами НЛВ представляется возможным найти оптимальный интервал для показателя соответствующего уровня. Затем эти интервалы используются при формировании технического задания для изделий АСУ или информационных систем (ИС) в части требований по интероперабельности.

Для оценки предлагаемого подхода с аналитическими расчётом далее будет рассмотрено сравнение данных результатов с методикой расчета агрегированного показателя интероперабельности при помощи OWA (Ordered weighted averaging) оператора Ягера.

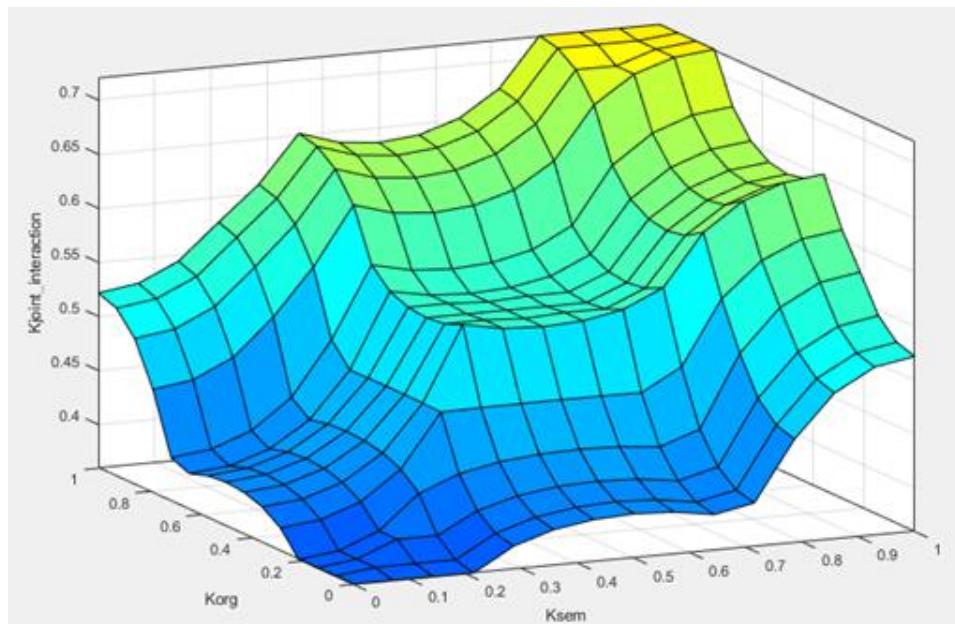


Рис. 5. Окно поверхности вывода общего показателя интероперабельности (показатель уровня интероперабельности технический задан 0.7)

3. НЕЙРО-НЕЧЕТКИЙ ЛОГИЧЕСКИЙ ВЫВОД В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

Возможны два варианта применения аппарата НЛВ: когда известны правила логического вывода или когда правила логического вывода формируются нейронной сетью на основе введённых наблюдений, т.е. нейро-нечеткий логический вывод (ННЛВ).

В ходе выполнения ОКР по созданию или модернизации информационных систем с заданными показателями интероперабельности необходимо на каждом из этапов жизненного цикла (ЖЦ) контролировать показатели уровней интероперабельности и общий показатель интероперабельности. Это как правило происходит в ходе испытаний. Так как на этапах аванпроекта, эскизного проекта, технического проекта показатели уровней интероперабельности меняются из-за используемых технологий обеспечения интероперабельности (функциональная стандартизация, метод основанный на моделях, метод основанный на онтологиях и т.д.), то происходит накопление статистических данных показателей уровней интероперабельности. Эти данные возможно использовать для построения ННЛВ.

Используя приложение Neuro-Fuzzy Designer пакета MATLAB был разработан пример ННЛВ для расчета общего показателя интероперабельности по показателям уровней интероперабельности.

На рисунке 6 представлена структура нейронной сети. На рисунке 7 представлена поверхность вывода ННЛВ. Показатель технического уровня интероперабельности принят за 1. По осям абсцисс и ординат – показатели организационного и семантического уровней. По оси аппликат – общий показатель интероперабельности.

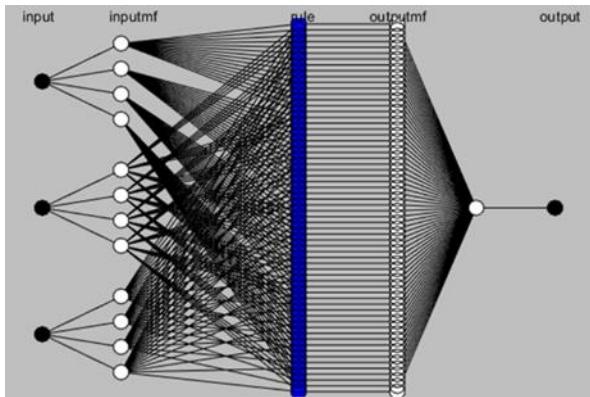


Рис. 6. Структура нейронной сети ННЛВ для расчета общего показателя интероперабельности

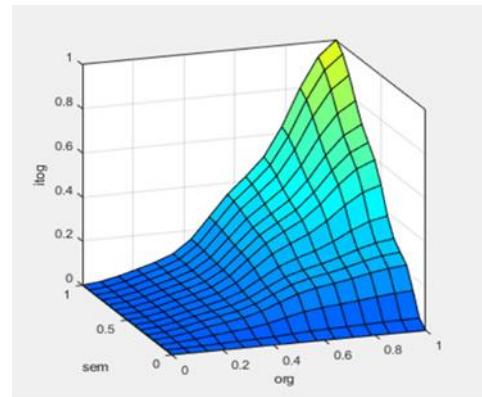


Рис. 7. Поверхность вывода общего показателя интероперабельности

Используя данную модель возможно спрогнозировать как на этапах ЖЦ будет меняться общий показатель интероперабельности изделия (АСУ или ИС). В случае необходимости (при недостаточном общем показателе интероперабельности, зафиксированном при моделировании) вносятся корректировки в технологии обеспечения интероперабельности и проводится итерация расчета.

4. ОЦЕНКА УРОВНЯ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Согласно [14] интероперабельность организационных систем оценивается экспертным методом по критерию достижимости интероперабельности, основанному на локализации и преодолении барьеров. В работах [15, 16] показано, что при оценке уровня интероперабельности в организационных системах также возможно применять элементы НЛВ, а именно OWA - оператор для расчета агрегированного показателя интероперабельности. Применение OWA-оператора на основе Q-квантификатора актуально для агрегированной оценки различных групп показателей и выбора управленческого решения в условиях неопределенности исходных данных [17-19].

Для оценки перспективности применения OWA-оператора сравним полученные значения общего показателя интероперабельности, рассчитанные OWA-оператором из работы [15], с показателем, полученным классическим алгоритмом Мамдани при помощи пакета Fuzzy designer MATLAB (см. таблица 2) на двух примерах.

Таблица 2. Сравнение результатов расчета общего показателя интероперабельности в зависимости от частных показателей интероперабельности классическим алгоритмом Мамдани и OWA-оператором

Показатель технический уровень	Показатель семантический уровень	Показатель организационный уровень	Общий показатель (среда MATLAB)	Общий показатель при помощи OWA-оператора
0,6	0,3	0,2	0,364	0,397
0,7	0,8	0,5	0,597	0,658

Таким образом применение классического алгоритма Мамдани в среде MATLAB и применение OWA-оператора Ягера позволяют делать выбор оптимальных показателей интероперабельности более обоснованным. Под функцией оптимальности здесь подразумевается соотношение мин-макс, при котором минимальными частными показателями по уровням достигается максимальный общий показатель интероперабельности. Это обусловлено экономическими затратами на достижение интероперабельности, т.к. в практическом смысле будет необходимо внедрять профиль интероперабельности на стадиях разработки и постановки продукции на производство. Оптимальные интервалы показателей по уровням в первую очередь необходимы для формирования требований по интероперабельности в технические задания на изделия, как вновь создаваемые, так и модернизируемые образцы АСУ и ИС.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Используя предложенные подходы нечеткого логического вывода возможно находить оптимальные значения частных показателей интероперабельности по уровням и затем транслировать найденные диапазоны для каждого из уровней в технические задания на создание или модернизацию изделий.

При обеспечении интероперабельности как для информационных, так и для организационных систем ожидаются следующие положительные эффекты:

- в случае создания изделий по технологиям открытых систем снижение экономического показателя ОРЕХ за счет отсутствия необходимости доработки изделий при включении в единое информационное пространство различного назначения. Это обусловлено созданием изделий уже с установленными и реализованными требованиями по интероперабельности, что одновременно может привести к росту экономического показателя САРЕХ изделий;
- оперативность подключений интероперабельных изделий в гетерогенную информационную среду и как следствие повышение эффективности системы в целом;
- повышение интероперабельности информационной системы положительно оказывается на интероперабельности организационной структуры.

Предложенные методики возможно применять для оценки «зрелости» или общего показателя интероперабельности организационных систем с дальнейшим выводом о необходимости реализации проектов по улучшению интероперабельности в организациях.

При дальнейшем рассмотрении целесообразно разработать модель НЛВ(ННЛВ), оценивающую количество и вид барьеров на уровнях интероперабельности (вход) в зависимости от различных проектов или технологий по обеспечению интероперабельности (технологии открытых систем, онтологии, MDI (model driven interoperability) подход) на выходе модели. Это даст возможность подбирать рациональную стратегию обеспечения интероперабельности в зависимости от количества и вида барьеров.

Дальнейшим развитием аппарата нечеткого логического вывода может являться применение различных форм Q-квантификатора (функция принадлежности, возвведение в степень и т.д.), а также дополнительное применение генетических, когнитивных и «мягких» вычислений в задачах реализации проектов по обеспечению интероперабельности организационных и информационных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yegorov, Y & Milov, V & Kvasov, A & Sorokoumova, s & Suvorova, O. (2018). Formalization of software requirements for information systems using fuzzy logic. Journal of Physics: Conference Series. 1015. 042062. 10.1088/1742-6596/1015/4/042062.

2. Gerogiannis, Vassilis & Fitsilis, Panos & Kameas, Achilles. (2013). Evaluation of project and portfolio Management Information Systems with the use of a hybrid IFS-TOPSIS method. *Intelligent Decision Technologies*. 7. 91-105. 10.3233/IDT-120153.
3. А.Б. Кригер Построение нечеткой модели для автоматизированной системы выбора проектных решений // Статистика и экономика. 2011. №5. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postroenie-nechetkoy-modeli-dlya-avtomatizirovannoy-sistemy-vybora-proektnyh-resheniy> (дата обращения: 20.02.2024).
4. А.Б. Кригер Выбор решений по автоматизации на основе нечеткой логики // Статистика и экономика. 2010. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vybor-reshenii-po-avtomatizatsii-na-osnove-nechetkoy-logiki> (дата обращения: 20.02.2024).]
5. А.С. Королев Модели и алгоритмы интеллектуальной поддержки принятия решений при создании открытых информационных систем : автореферат дис. ... кандидата технических наук : 05.13.01 / Королев Антон Сергеевич; [Место защиты: Моск. гос. ин-т радиотехники, электроники и автоматики]. - Москва, 2007. - 18 с. . [Электронный ресурс]. URL: https://new-disser.ru/_avtoreferats/01003316174.pdf (дата обращения: 20.02.2024).
6. Espadinha-Cruz, Pedro & Grilo, Antonio & Cruz-Machado, Virgilio. (2012). Fuzzy evaluation model to assess interoperability in LARG Supply Chains. Proceedings - 2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, FSKD 2012. 10.1109/FSKD.2012.6234169.]
7. V. A. Drogovoz and A. N. Kubankov, "Conceptual Aspects of Interoperability Control for Improving Synchronization Processes in Cloud Computing," 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178548.)
8. ГОСТ Р 34.602-2020 Информационные технологии. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Техническое задание на создание автоматизированной системы. М., 2021
9. ГОСТ Р 55062–2021. Информационные технологии. Интероперабельность. Основные положения. М., 2021
10. ГОСТ Р ИСО/МЭК 25010-2015 Информационные технологии. Системная и программная инженерия. Требования и оценка качества систем и программного обеспечения (SQuaRE). Модели качества систем и программных продуктов.
11. Ходашинский И.А. Формально-логический метод и аппроксимация Мамдани в нечетком оценивании величин // Автометрия. – 2006. – № 1. – С. 55–67.
12. Ходашинский И.А. Идентификация нечетких систем // Проблемы управления. – 2009. – № 4. – С. 15–23.
13. Пегат А. Нечёткое моделирование и управление. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009.
14. N. Daclin, D. Chen, B. Vallespir (2008). Methodology for Enterprise Interoperability. <https://folk.ntnu.no/skoge/prost/proceedings/ifac2008/data/papers/2896.pdf>, дата обращения 20.03.02024.
15. Wided Guedria, Yannick Naudet and David Chen (2011). Enterprise Interoperability Maturity: A Model Using Fuzzy Metrics. https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/978-3-642-22056-2_8.pdf, дата обращения 20.03.2024.
16. Guédria, Wided & Naudet, Yannick & Chen, David. (2011). Enterprise Interoperability Maturity: A Model Using Fuzzy Metrics. https://www.researchgate.net/publication/220920942_Enterprise_Interoperability_Maturity_A_Model_Using_Fuzzy_Metrics, дата обращения 20.03.2024.

17. Сизов Александр Семёнович, Халин Юрий Алексеевич, Цепов Артём Юрьевич Использование owa оператора Ягера для интеграции данных на входе ДСМ системы оценки риска инвестирования малого инновационного предприятия // Инновации в науке. 2013. №24. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/ispolzovanie-owa-operatora-yagera-dlya-integratsii-dannyh-na-vhode-dsm-sistemy-otsenki-riska-investirovaniya-malogo-innovatsionnogo> (дата обращения: 19.03.2024).
18. Зёрнышкин Алексей Евгеньевич, Сизов Александр Семёнович, Добрица Вячеслав Порфириевич, Головин Алексей Анатольевич, Халин Юрий Алексеевич Модель оценки привлекательности поставщика товарно-материальных ценностей логистических компаний // Транспортное машиностроение. 2019. №3 (76). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/model-otsenki-privlekatelnosti-postavschika-tovarno-materialnyh-tsennostey-logisticheskikh-kompaniy> (дата обращения: 19.03.2024).
19. Yunjuan Wang (2018). OWA aggregation of multi-criteria with mixed uncertain fuzzy satisfactions. <https://arxiv.org/pdf/1901.09784.pdf>, дата обращения 20.03.2024.

REFERENCES

1. Yegorov, Y & Milov, V & Kvasov, A & Sorokoumova, s & Suvorova, O. (2018). Formalization of software requirements for information systems using fuzzy logic. Journal of Physics: Conference Series. 1015. 042062. 10.1088/1742-6596/1015/4/042062.
2. Gerogiannis, Vassilis & Fitsilis, Panos & Kameas, Achilles. (2013). Evaluation of project and portfolio Management Information Systems with the use of a hybrid IFS-TOPSIS method. Intelligent Decision Technologies. 7. 91-105. 10.3233/IDT-120153.
3. A.B. Krieger Construction of a fuzzy model for an automated system for selecting design decisions // Statistics and Economics. 2011. No. 5. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postroenie-nechetkoy-modeli-dlya-avtomatizirovannoy-sistemy-vybora-proektnyh-resheniy> (date of access: 02/20/2024).
4. A.B. Krieger Selecting an automation solution based on fuzzy logic // Statistics and Economics. 2010. No. 6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vybor-reshenii-po-avtomatizatsii-na-osnove-nechetkoy-logiki> (date of access: 02/20/2024).]
5. A.S. Korolev Models and algorithms for intellectual decision support when creating open information systems: abstract of thesis. ... Candidate of Technical Sciences: 05.13.01 / Korolev Anton Sergeevich; [Place of protection: Moscow. state Institute of Radio Engineering, Electronics and Automation]. - Moscow, 2007. - 18 p. . [Electronic resource]. URL: https://new-disser.ru/_avtoreferats/01003316174.pdf (access date: 02/20/2024).
6. Espadinha-Cruz, Pedro & Grilo, Antonio & Cruz-Machado, Virgilio. (2012). Fuzzy evaluation model to assess interoperability in LARG Supply Chains. Proceedings - 2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, FSKD 2012. 10.1109/FSKD.2012.6234169.]
7. V. A. Drogovoz and A. N. Kubankov, "Conceptual Aspects of Interoperability Control for Improving Synchronization Processes in Cloud Computing," 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178548.)
8. GOST R 34.602-2020 Information technologies. Set of standards for automated systems. Terms of reference for the creation of an automated system. M., 2021
9. GOST R 55062–2021. Information Technology. Interoperability. Basic provisions. M., 2021
10. GOST R ISO/IEC 25010-2015 Information technologies. System and software engineering. Systems and Software Quality Requirements and Evaluation (SQuaRE). Models of quality of systems and software products.

11. Khodashinsky I.A. Formal-logical method and Mamdani approximation in fuzzy estimation of quantities // Autometry. – 2006. – No. 1. – P. 55–67.
12. Khodashinsky I.A. Identification of fuzzy systems // Management problems. – 2009. – No. 4. – S. 15–23.
13. Pegat A. Fuzzy modeling and control. – M.: BINOM. Knowledge Laboratory, 2009.
14. N. Daclin, D. Chen, B. Vallespir (2008). Methodology for Enterprise Interoperability. <https://folk.ntnu.no/skoge/prost/proceedings/ifac2008/data/papers/2896.pdf>, accessed 20.03.2024.
15. Wided Guedria, Yannick Naudet and David Chen (2011). Enterprise Interoperability Maturity: A Model Using Fuzzy Metrics. https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/978-3-642-22056-2_8.pdf, accessed 03/20/2024.
16. Guédria, Wided & Naudet, Yannick & Chen, David. (2011). Enterprise Interoperability Maturity: A Model Using Fuzzy Metrics. https://www.researchgate.net/publication/220920942_Enterprise_Interoperability_Maturity_A_Model_Using_Fuzzy_Metrics, accessed 03/20/2024.
17. Sizov Alexander Semenovich, Khalin Yuri Alekseevich, Tsepov Artyom Yurievich Using the Yager operator owa to integrate data at the input of the DSM system for assessing the risk of investing in a small innovative enterprise // Innovations in science. 2013. No. 24. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/ispolzovanie-owa-operatora-yagera-dlya-integratsii-dannyh-na-vhode-dsm-sistemy-otsenki-riska-investirovaniya-malogo-innovatsionnogo> (date of access: 19.03 .2024).
18. Zernyshkin Alexey Evgenievich, Sizov Alexander Semenovich, Dobritsa Vyacheslav Porfirievich, Golovin Alexey Anatolyevich, Khalin Yuri Alekseevich Model for assessing the attractiveness of a supplier of inventory items for logistics companies // Transport Engineering. 2019. No. 3 (76). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/model-otsenki-privlekatelnosti-postavschika-tovarno-materialnyh-tsennostey-logisticheskikh-kompaniy> (date of access: 03/19/2024).
19. Yunjuan Wang (2018). OWA aggregation of multi-criteria with mixed uncertain fuzzy satisfactions. <https://arxiv.org/pdf/1901.09784.pdf>, accessed 03/20/2024.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ

А. А. Тарабанько, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей работе дается теоретическое обоснование применения нейронных сетей для решения задачи оценки пригодности комплектов рабочих частот типовых объектов полевой системы связи по условиям их электромагнитной совместимости. Проведена сравнительная оценка нейросетевых компонентов для трех типовых объектов относительно применяющихся алгоритмов. Получены относительные показатели по точности и времени исполнения задачи оценки электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: обучающая выборка, искусственный интеллект, искусственные нейронные сети, нейроклассификатор, кросс-валидация, метрики.

NEURAL NETWORK APPROACH TO FREQUENCY PLANNING IN COMPLEX ELECTRONIC OBJECTS

A. A. Tarabanko, M. S. Danilov, M. N. Danilchenko, A. N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper provides a theoretical justification for the use of neural networks to solve the problem of evaluating the suitability of sets of operating frequencies of typical objects of a field communication system under the conditions of their electromagnetic compatibility. A comparative assessment of neural network components for three typical objects relative to the algorithms used has been carried out. Relative indicators for the accuracy and execution time of the electromagnetic compatibility assessment task are obtained.

Keywords: training sample, artificial intelligence, artificial neural networks, neuroclassifier, cross-validation, metrics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы и комплексы связи представляют собой совокупность радиосредств разных диапазонов, размещенных на ограниченной площади. Этот факт определяет дополнительные требования к выбору радиочастот, используемых указанными средствами, для обеспечения работоспособности радиосетей, организованных с их использованием, для обеспечения их электромагнитной совместимости. Ввиду того, что дополнительные требования по ЭМС для каждого конкретного типового объекта отличаются существенным образом, подбор частот радиосредств из состава типовых объектов, обеспечивающих их совместимость, является нестандартной задачей и определяет повышенные требования к времени и точности оценки комплектов частот, особенно, с учетом количества их возможных комбинаций.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящей работе решается задача оценки пригодности комплектов рабочих частот типовых объектов полевой системы связи (ПСС) по условиям их электромагнитной совместимости для повышения эффективности использования радиочастотного спектра при решении задачи частотного планирования в составе автоматизированной системы управления связью (АСУС). На текущий момент

существует два метода оценки электромагнитной совместимости (ЭМС) [1-3]: точная математическая модель и модель частотных разносов. Преимуществами первой модели является высокая точность и, как следствие, полнота использования частотного ресурса, но весомым недостатком считают значительные временные затраты на оценку комплекта. Вторая модель имеет относительно высокую скорость оценки и гарантированную ЭМС, но обладает низкой точностью и малой эффективностью использования частотного ресурса. В данной статье предлагается использование аппарата искусственных нейронных сетей для аппроксимации точной математической модели, ввиду ряда имеющихся преимуществ. Среди них стоит отметить более высокую скорость работы обученной модели, при сохранении уровня точности соизмеримого с точной моделью.

В рамках предварительного анализа [4] было выявлено, что количество учитываемых видов непреднамеренных радиопомех не превышает трех и включает:

- непреднамеренные радиопомехи, обусловленные воздействием основных, внеполосных и побочных излучений передатчиков по основным, соседним и побочным каналам приемников радиостанций;
- непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов блокирования приемников радиостанций излучениями передатчиков;
- непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов интермодуляции излучений передатчиков в приемниках радиостанций;

Количество каналов проникновения непреднамеренных радиопомех каждого вида составляет 69, 18 и 14, соответственно.

Рассматриваемая задача представляет собой задачу бинарной классификации, состоящей в разделении комплектов частот на два класса: «пригодные» и «не пригодные».

Для решения данной задачи была выбрана нейросетевая модель в виде многослойного персептрона, поскольку она наилучшим образом применима к задачам классификации [5, 6]. На предварительном этапе было определено, что наиболее подходящей архитектурой является трехслойная нейронная сеть (с двумя скрытыми слоями). Данный вариант показал наибольшую сбалансированность между необходимым для обучения объемом памяти, требуемыми вычислительными ресурсами и достаточной обобщающей способностью для достижения необходимой точности классификации.

3. СИНТЕЗ АРХИТЕКТУР НЕЙРОСЕТЕВЫХ КОМПОНЕНТОВ

При решении данной задачи были рассмотрены три типовых объекта ПСС. Объект первого типа имеет в составе 4 радиосредства, второго типа – 7 радиосредств, третьего типа – 9 радиосредств. Рассчитаем количество векторов, необходимое для обеспечения репрезентативности данных. Для объекта первого типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведены в таблице 1.

Таблица 1. Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта №1

	Радиосредства			
	0	1	2	3
Количество каналов	5841	12001	39201	101

Для расчета общего количества комбинаций количества частотных комплектов воспользуемся выражением: $N = K_0 * K_1 * K_2 * K_3$.

В результате общее количество частотных комплектов составило: $\approx 2,8 \cdot 10^{14}$ комбинаций группы из 4 значений частот.

С помощью метода, приведенного в [7], рассчитаем размерность выборки, необходимой для обеспечения репрезентативности данных. В результате получим $\approx 1.8 \cdot 10^9$ векторов.

Для объекта второго типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведены в таблице 2.

Таблица 2. Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта №2

	Радиосредства						
	0	1	2	3	4	5	6
Количество каналов	285001	16481	39201	101	78001	78001	8001

Для расчета общего количества комбинаций количества частотных комплектов воспользуемся выражением: $N = K_0 * K_1 * K_2 * K_3 * K_4 * (K_5 - 1) * K_6$.

В результате общее количество частотных комплектов составило: $\approx 10^{29}$ комбинаций группы из 7 значений частот. Аналогично методу для первого объекта рассчитаем размерность выборки, необходимой для обеспечения репрезентативности данных. В результате получим $\approx 141 \cdot 10^9$ векторов.

Для объекта третьего типа общее количество частотных каналов каждого радиосредства приведены в таблице 3.

Таблица 3. Количество радиоканалов для каждого радиосредства в составе объекта №3

	Радиосредства								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Количество каналов	78001	78001	16481	8001	39201	511	201	511	201

Для расчета общего количества комбинаций частотных комплектов воспользуемся выражением: $N = K_0 * (K_1 - 1) * K_2 * K_3 * K_4 * K_5 * K_6 * (K_7 - 1) * (K_8 - 1)$.

В результате общее количество частотных комплектов составило: $\approx 3.3 \cdot 10^{32}$ комбинаций группы из 9 значений частот.

Для обеспечения репрезентативности данных в выборке необходимо сформировать выборку размерностью $\approx 27 \cdot 10^9$ векторов.

В рамках проводимого исследования синтез архитектуры нейросетевых компонентов для оценки пригодности частотных комплектов является трудоемкой задачей с учетом потенциально возможного количества векторов, характеризующих исследуемый предмет. Так как формирование репрезентативной выборки для каждого из объектов с использованием эталонной модели занимает значительное время (200000 векторов – 13 рабочих дней), для выбора ориентировочной архитектуры была оценена совокупность архитектур на промежуточных наборах данных. Наилучшие результаты по точности (свыше 99%) на обучающей и тестовой выборке показали нейросетевые компоненты, со следующими архитектурами сетей: (4)-131-65-2, (7)-289-145-2, (9)-331-165-2, для первого, второго и третьего типовых объектов, соответственно. Также на предварительном этапе производился подбор метода оптимизации нейронных сетей [8]. Было исследовано влияние наиболее часто применяемых и эффективных алгоритмов обучения ИНС, таких как Adam [9] и Adamax [10].

4. КРОСС-ВАЛИДАЦИЯ

Для оценки данных, используемых для обучения, а также оценки обобщающей способности исследуемых нейросетевых компонентов типовых объектов ПСС была проведена кросс-валидация [11], в частности, использовался метод кросс-валидации по

блокам (k-Fold). Выбор метода обусловлен необходимостью получения надежной оценки обобщающей способности модели при ограниченных вычислительных и временных ресурсах. В рамках настоящего исследования для применения выбранного метода кросс-валидации исходные данные (набор векторов, состоящих из радиочастот) были равномерно разделены на 5 частей, при этом четыре использовались для обучения нейросетевого компонента, а оставшаяся часть - в качестве тестовой выборки.

В рамках первого типового объекта использовалась выборка объемом - 1735245 векторов, в которой соотношение пригодных к непригодным комплектам частот составляло 4/1. Для второго типового объекта использовалась выборка объемом - 1965152 векторов, в которой соотношение пригодных к непригодным комплектам частот составляло 2/1. В рамках третьего типового объекта выборка состояла из 1797081 векторов, в которой соотношение пригодных к непригодным комплектам частот составляло 1/1.

Обучение нейронных сетей проводилось на 300 000 эпох обучения с промежуточной оценкой качества нейросетевого компонента по метрикам, согласно ГОСТ [12] (доля правильных исходов, точность, полнота, F-мера, ROC-AUC, PR-AUC).

Результаты проведения оценки показали, что независимо от варианта разбиения данных, обученные нейросетевые компоненты для трех типовых объектов позволяют получить высокие значения шести используемых метрик с незначительными отклонениями на тестовой выборке относительно обучающей, в пределах от 0,0001 до 0,0006; от 0,0009 до 0,0068, и от 0,0013 до 0,0099 для первого, второго и третьего типовых объектов, соответственно. Установленный факт свидетельствует о репрезентативности данных, используемых для обучения, и высокой точности аппроксимации нейросетевой моделью применяемой компьютерной модели (эталона) к задаче оценки электромагнитной совместимости комплектов частот рассмотренных типовых объектов.

На рисунках 1 – 3 в интегральном виде представлены уровни метрик, относительно 0,95 для обучающей (красный цвет) и тестовой (желтый цвет) выборках, оцениваемых нейросетевых компонентов трех типовых объектов, соответственно. Приведенные зависимости наглядно демонстрируют минимальные расхождения в значениях метрик, что свидетельствует о высоком качестве данных и нейросетевых компонентов, разработанных с их использованием, обеспечивая приемлемую обобщающую способность.

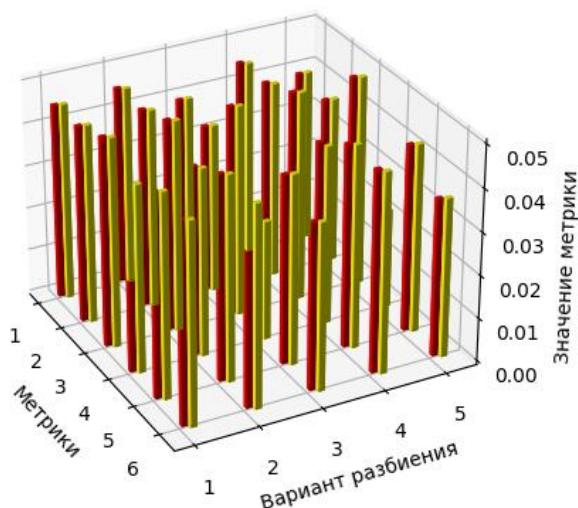


Рис. 1. Уровни метрик ИНС для типового объекта №1 по вариантам разбиения выше уровня 0,95

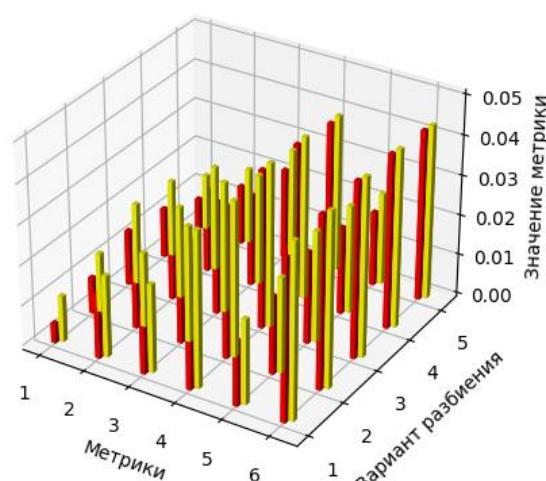


Рис. 2. Уровни метрик ИНС для типового объекта №2 по вариантам разбиения выше уровня 0,95

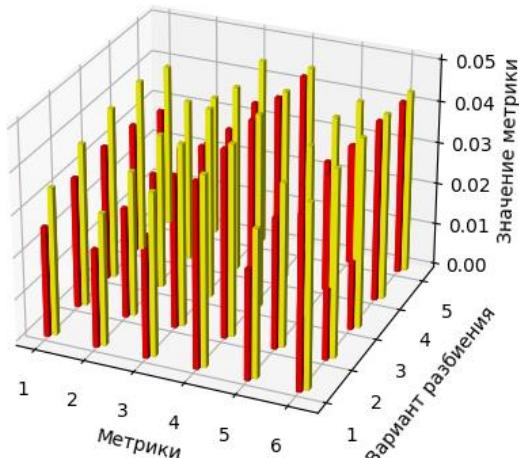


Рис. 3. Уровни метрик ИНС для типового объекта №3 по вариантам разбиения выше уровня 0,95

5. СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА АРХИТЕКТУР СЕТЕЙ

При исследовании различных архитектур нейросетевых компонентов была проведена статистическая оценка качества обучаемых моделей. Метрики, выбранные критериями для сравнения, а также объемы выборок совпадают с использованными для кросс-валидации. Разбиение на обучающую и тестовую выборки исходного набора было произведено в отношении 80/20.

Для первого типового объекта в рамках проведенного исследования архитектур нейронных сетей для задач оценки пригодности комплектов частот по условиям ЭМС были обучены 10 нейронных сетей с различным архитектурами, причем для каждой было выполнено 3 инициализации. Наилучший результат по сумме значений 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (4)-107-53-2 со значением 5,985, второй архитектурой со совокупности указанных выше параметров является архитектура (4)-135-677-2 с результатом 5,9848. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,008, при этом минимальное значение разницы составило 0,001. На рисунке 4 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 30 искусственных нейронных сетей типового объекта №1.

Для второго типового объекта было рассмотрено 7 архитектур нейронных сетей, каждая из которых была инициализирована от 1 до 3 раз. Наилучший результат по сумме значений 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (7)-247-123-2 со значением 5,9, второй архитектурой в совокупности указанных выше параметров является архитектура (7)-295-147-2 с результатом 5,883. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,03, при этом минимальное значение разницы составило 0,0017. На рисунке 5 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 18 искусственных нейронных сетей типового объекта №2.

Указанные выше результаты оценки различных архитектур нейросетевых компонентов, характеризующих объекты первого и второго типа, и незначительная разница в значениях метрик на обучающей и тестовой выборках подтверждает высокую точность и обобщающую способность данных нейросетевых классификаторов.

Для третьего типового объекта были оценены 8 архитектур нейронных сетей, которые были инициализированы от 1 до 3 раз. Наилучший результат по совокупности 6 метрик на тестовой выборке показала архитектура (9)-295-147-2 с суммарным значением

5,715, второй архитектурой по совокупности указанных выше параметров является архитектура (9)-355-177-2 при третьей инициализации с результатом 5,69. Максимальная разница между обучающей и тестовой выборками составила значение 0,127, при этом минимальное значение разницы составило 0,004. Указанная разница в значениях метрик на обучающей и тестовой выборках, и разница в два порядка приведенных значений для совокупности рассмотренных архитектур свидетельствует о критичности используемой архитектуры, что определено недостаточностью используемой выборки, которая не обеспечивает полный учет закономерностей во входных параметрах. На рисунке 6 показаны поверхности, построенные по значениям метрик на обучающей и тестовой выборках для каждой из рассмотренных 11 искусственных нейронных сетей типового объекта №3.

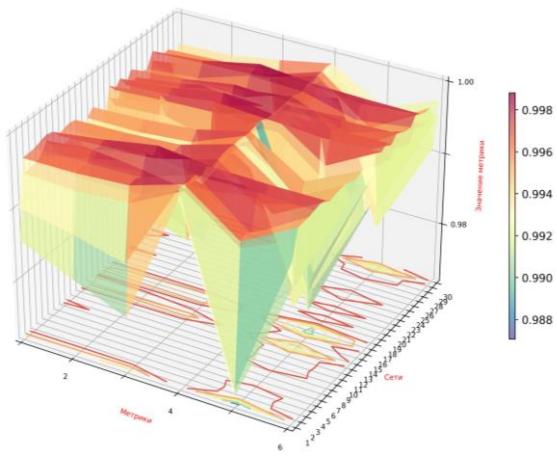


Рис. 4. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 1-го типового объекта

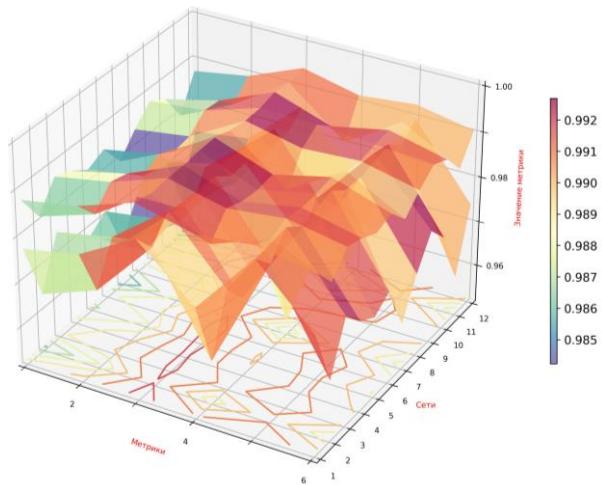


Рис. 5. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 2-го типового объекта

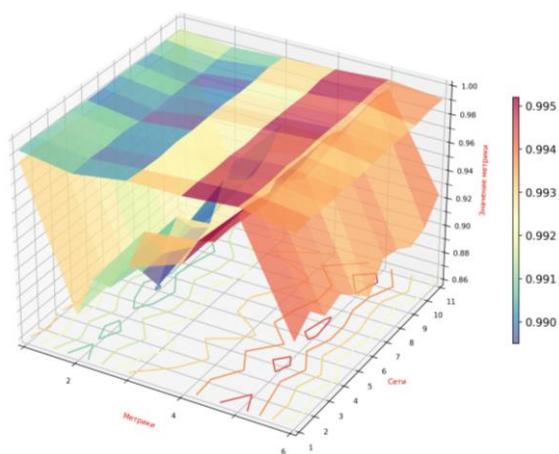


Рис. 6. Поверхности метрик сетей для обучающей и тестовой выборок 3-го типового объекта

6. СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ И ВРЕМЕНИ ВЫПОЛНЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ КОМПОНЕНТОВ

Данное исследование было направлено на разработку нейросетевых компонентов для классификации пригодности по условиям ЭМС комплектов радиочастот типовых объектов ПСС, обеспечивающих высокую точность. Поэтому основным критерием уровня корректности работы нейросетевых моделей была выбрана доля ошибок первого и второго рода. Под ошибками первого рода подразумевается определение нерабочего комплекта частот, как «пригодного», ошибкой второго рода, будем называть случай, когда рабочий комплект радиочастот был ошибочно отнесен к классу «непригодных». Дополнительно для типовых объектов были реализованы модели ограничений и эталонная, для которых также были оценены уровень ошибок первого и второго рода на валидационной выборке.

При статистической оценке обученных нейросетевых компонентов объектов первого типа расчет данных об уровне ошибок первого и второго рода производился на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 144816 из которых составляли пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рисунке 7, столбчатая диаграмма для оценки времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта, приведена на рисунке 8.

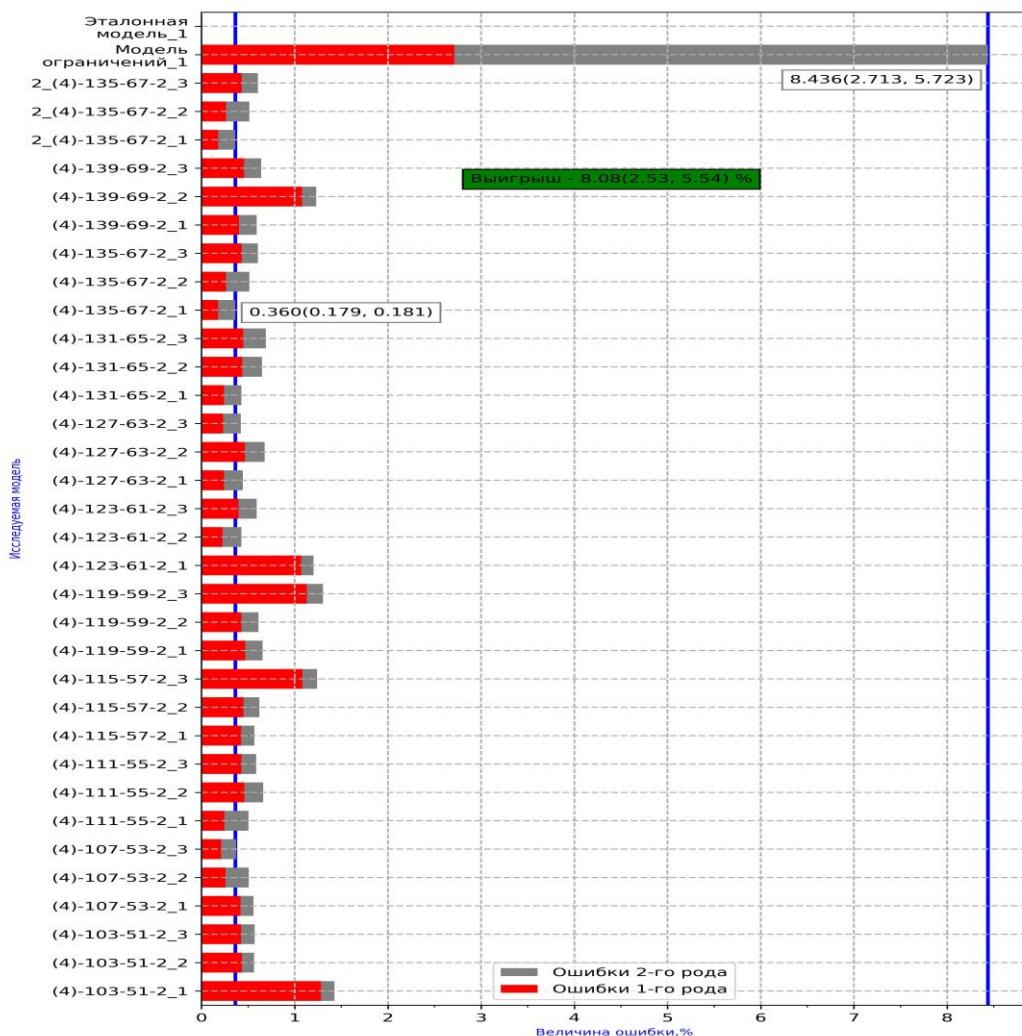


Рис. 7. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

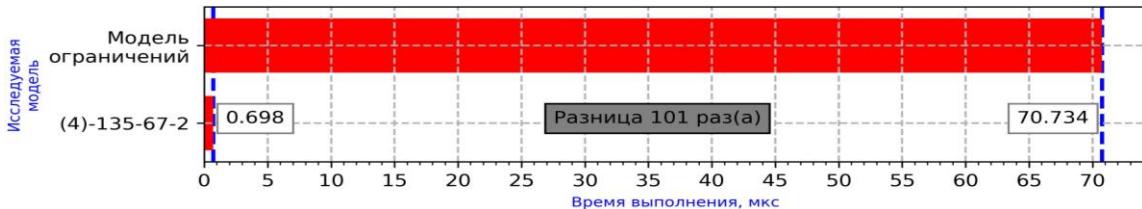


Рис. 8. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке, лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (4)-135-67-2. Данная ИНС достигла 0.360%, 0.179%, 0.181% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода, соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 23, 15, 32 раза и на 8.08%, 2.53%, 5.54%, соответственно. Установленный факт повышает ценность разработанного нейросетевого компонента с учетом, того что доля пригодных комплектов частот в применяемой выборке составляет 72%. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рис. 8, продемонстрировала результат в 0.698 микросекунд, что в 101 раз лучше результата модели ограничений и в 508499 раз - эталонной модели. В результате, для хранения нейросетевой модели необходимо 40 килобайт при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт. Итоговая точность классификации разработанной модели составила 98,3%.

Для второго типового объекта статистическая оценка проводилась для расчета данных об уровне ошибок первого и второго рода на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 102619 из которых составляют пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рисунке 9, столбчатая диаграмма для оценки времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта приведённая рисунке 10.

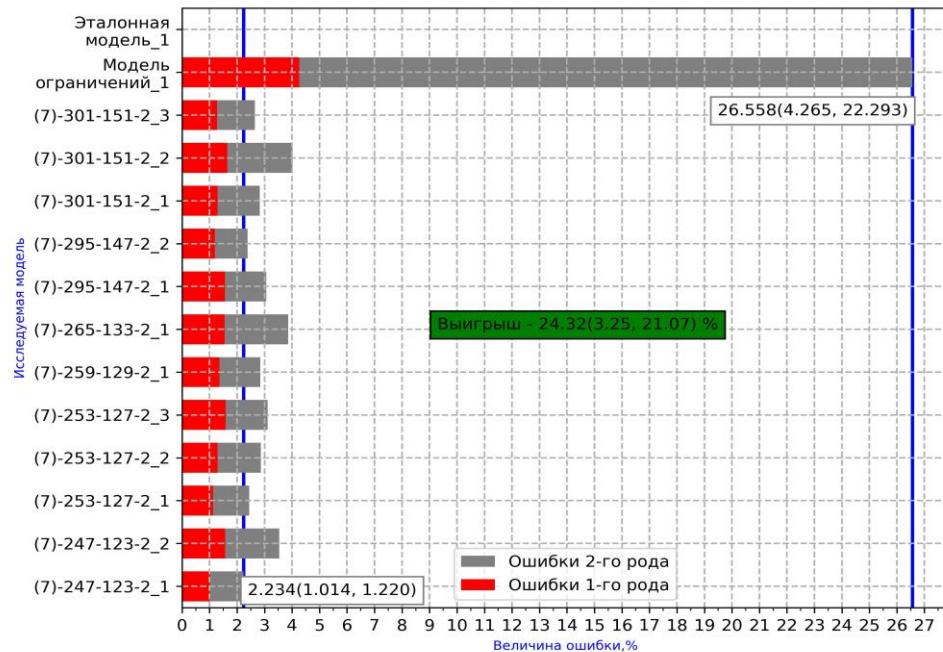


Рис. 9. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

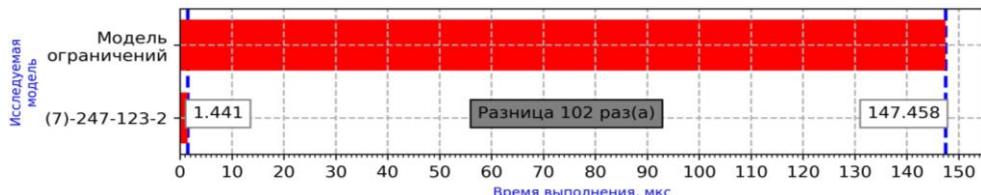


Рис. 10. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке, лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (7)-247-123-2. Данная ИНС достигла 2.234%, 1.014%, 1.220% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода, соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 12, 4, 18 раз и на 24.32%, 3.25%, 21.07%, соответственно. Полученные оценки демонстрируют преимущества разработанного компонента относительно модели частотных разносов с учетом баланса между пригодными и непригодными по условиям ЭМС комплектами (51% пригодных комплектов) в используемом наборе данных. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рисунке 10, продемонстрировала результат в 1.441 микросекунду, что в 102 раза лучше результата модели ограничений и в 1082474 раза - эталонной модели. В результате, для хранения нейросетевой модели необходимо 129 килобайт при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт, итоговая точность классификации разработанной модели составила 97,6%.

Для третьего типового объекта статистическая оценка проводилась для расчета данных об уровне ошибок первого и второго рода на валидационной выборке размерностью 200000 комплектов радиочастот, 17732 из которых составляют пригодные по условиям ЭМС. Результаты сравнительной оценки общей ошибки, а также ошибок 1-го и 2-го рода представлены на рисунке 11, столбчатая диаграмма с оценкой времени классификации комплекта частот рассматриваемого типового объекта приведена на рисунке 12.

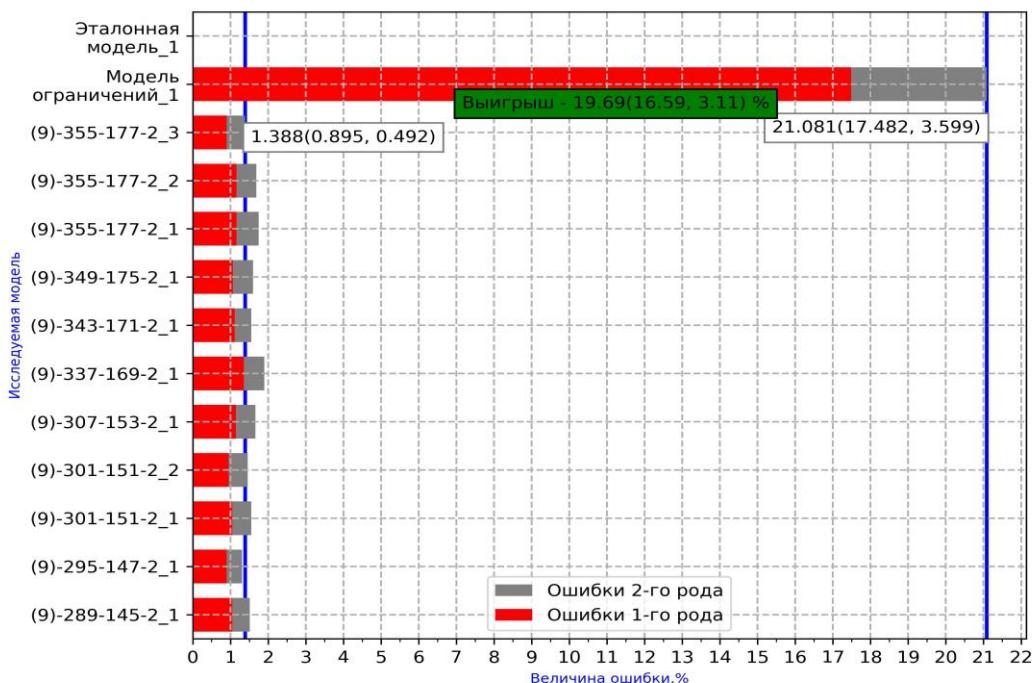


Рис. 11. Результаты сравнительной оценки точности классификации моделей

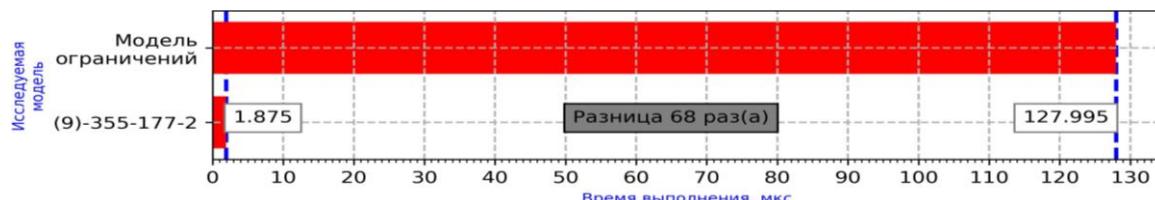


Рис. 12. Результаты сравнительной оценки времени выполнения моделей

В результате сравнительной оценки ошибки классификации на валидационной выборке, лучший результат показала искусственная нейронная сеть с архитектурой (9)-355-177-2. Данная ИНС достигла 1.388%, 0.895%, 0.492% для общей ошибки, ошибок 1-го и 2-го рода, соответственно. Полученные значения лучше значений модели ограничений в 15, 20, 7 раз и на 19.69%, 16.59%, 3.11%, соответственно. Полученные результаты повышают ценность разработанного нейросетевого компонента относительно модели ограничений с учетом того, что количество пригодных комплектов в применяемой выборке составляло 8,8%. Кроме того, при оценке времени выполнения лучшая нейросетевая модель, как показано на рисунке 12, продемонстрировала результат в 1.875 микросекунд, что в 68 раз лучше результата модели ограничений и в 332830 раз - эталонной модели. В результате, для хранения нейросетевой модели необходимо 263 килобайта при этом для ее исполнения необходимо 512 килобайт, итоговая точность классификации разработанной модели составила 97,1%.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные статистические данные наглядно иллюстрируют преимущества разработанных нейросетевых компонентов относительно моделей, применяемых в настоящий момент (модель ограничений, эталонная модель). Разработанные нейросетевые компоненты показали высокие показатели точности оценки соизмеримые с результатами работы эталонной модели, что превышает значения модели частотных разносов от 8 до 24% (в зависимости от типа объекта ПСС). Наряду с высокой точностью разработанные модели позволили обеспечить высокую скорость оценки комплектов радиочастот, превышающую скорость модели частотных разносов на 2 порядка, а относительной эталонной модели более чем на 6 порядков. Приведенные факторы позволяют говорить о явных преимуществах моделей, что определят целесообразность разработки подобных моделей для оставшихся типовых объектов ПСС.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС // Справочник. - М.: Радио и связь. – 1990.
2. А.Д. Князев. Элементы теории и практики электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. - М.: Радио и связь. – 1984.
3. Л.Ш. Альтер, И.И. Подманков, М.В. Свириденко. Расчет взаимных помех между проектируемыми и действующими радиосредствами на локальном объекте // ТСomm № 1-2009.
4. Владимиров И.В., Богатырев М.В., Пустовит В.П., Астапенко Ф.П., Житенёв С.А. К вопросу использования искусственных нейронных сетей при назначении частот подвижным комплексам радиосвязи // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.). Т. 4. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2023. – С. 368–372.

5. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение М.: ДМК Пресс, 2018. – 652 с.
6. Николаенко С. И., Кадурин А. А., Архангельская Е. О. Глубокое обучение. СПб.: Питер, 2018. – 481 с.
7. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. Учеб. пособие для вузов. Изд. 7-е, стер. – М.: Высш. шк., 1999 – 479 с.
8. 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.
9. Diederik P. Kingma, Jimmy Lei Ba: Adam: A method for stochastic optimization. ICLR 2015. arXiv:1412.6980v9 [cs. LG] 30 Jan 2017.
10. Ершов М.Д. Методы оптимизации первого порядка в машинном обучении. Информационные технологии, Том 25, №11, 2019. С. 662-669.
11. Жерон О. Прикладное машинное обучение с помощью Scikit-Learn и TensorFlow: концепции, инструменты и техники для создания интеллектуальных систем.: Пер. с англ. – СПб.: ООО «Альфа-книга», 2018. – 688 с.
12. ГОСТ Р 59898-2021. Оценка качества систем искусственного интеллекта. Общие положения. – М.: Стандартинформ, 2021. 1620 с.

REFERENCES

1. Badalov A.L., Mikhailov A.S. Norms for the parameters of electromagnetic compatibility of RES // Handbook. - M.: Radio and communications. - 1990.
2. Knyazev A.D. Elements of theory and practice of electromagnetic compatibility of radioelectronic means. - M.: Radio and Communications. - 1984.
3. Alter L.S., Podmankov I.I., Sviridenko M.V. Calculation of mutual interference between projected and operating radio facilities at a local facility // T-Comm No. 1-2009.
4. Vladimirov I.V., Bogatyryov M.V., Pustovit V.P., Astapenko F.P., Zhitinyov S.A. On the use of artificial neural networks in assigning frequencies to mobile radio communication complexes // Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes, Voronezh, September 29 - 01, 2020. Volume 4. - Voronezh: Voronezh State University, 2023. - P. 368-372.
5. Goodfellow Ya., Benjio I., Courville A. Deep learning / trans. from ang. A. A. Slinkin. 2nd ed., ispr. M.: DMK Press, 2018 - 652 p.
6. Nikolaenko S. I., Kadurin A.A., Arhangelskaya E.O. Deep learning. - Spb.: Piter, 2018. - 481 p.
7. Gmurman V.E. Probability theory and mathematical statistics. Ucheb. Posobie dlja vuzov. Izd. 7-e, ster. - Vyssh. shk., 1999 - 479s.
8. 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.
9. Diederik P. Kingma, Jimmy Lei Ba: Adam: A method for stochastic optimization. ICLR 2015. arXiv:1412.6980v9 [cs.LG] 30 Jan 2017.
10. Ершов М.Д. Методы оптимизации первого порядка в машинном обучении. Информационные технологии, Том 25, №11, 2019. С. 662-669.
11. A. Geron Hands-on machine learning with Scikit-Learn and TensorFlow: concepts, tools, and techniques to build intelligent systems.: Per. from English. - SPb.: «Alpha-book», 2018. – P. 688.
12. GOST R 59898-2021. Assessment of the quality of artificial intelligence systems. General principles. Moscow: Standardinform Publs. 1620 p.

О ВЫЧИСЛИМОСТИ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ГРАФОВОЙ МОДЕЛИ КОГНИТИВНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ

В. А. Головской

КВВУ, Краснодар, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено содержание одного из элементов предложенной ранее графовой модели функционирования когнитивной радиосистемы передачи данных робототехнического комплекса – вектора весовых коэффициентов, каждый из которых является качественной характеристикой рассматриваемой радиосистемы. С привлечением аппарата Теории алгоритмов сформирован подход к доказательству вычислимости весовой функции мультиграфовой модели когнитивной радиосистемы. Представлены направления развития изложенных результатов. Методы исследования – анализ, декомпозиций, синтез, абстрагирование.

Ключевые слова: алгоритм; вычислимость; граф; когнитивное радио; композиция; модель; мультиграф; радиоэлектронный конфликт.

ON THE COMPUTABILITY OF THE WEIGHT FUNCTION OF THE GRAPH MODEL OF A COGNITIVE RADIO SYSTEM

V. A. Golovskoy

KHMS, Krasnodar, Russia

Abstract. The paper considers the content of one of the elements of the previously proposed graph model of the functioning of a cognitive radio data transmission system of a robotic complex – a vector of weighting coefficients, each of which is a qualitative characteristic of the radio system under consideration. Using the apparatus of the Theory of Algorithms, an approach has been developed to prove the computability of the weight function of a multigraph model of a cognitive radio system. The directions of development of the stated results are presented. Research methods – analysis, decomposition, synthesis, abstraction.

Keywords: algorithm; computability; graph; cognitive radio; composition; model; multigraph; electronic conflict.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интеллектуализация систем и средств вооруженного противоборства вместе с повышающимися требованиями к информационному обеспечению соответствуют существующей системе взглядов на внедрение достижений науки в различные отрасли технологий для обеспечения превосходства [1, 2]. Объектом, находящимся на стыке двух указанных направлений, является радиосистема передачи данных (РС) робототехнического комплекса (РТК), функционирующая в условиях радиоэлектронного конфликта (РЭК). Под РЭК понимается процесс радиоэлектронного взаимодействия систем (сторон конфликта), имеющих противоположные цели и стремящихся достигнуть несовместимых состояний [3].

В качестве одного из возможных подходов к обеспечению конфликтной устойчивости РС рассматривается [2, 4-8] наделение ее когнитивными способностями C_p , $p = 1, 3$. Содержание указанных способностей и иерархия, которую они образуют [9], являясь нетривиальными свойствами соответствующих алгоритмов, представлена на

рисунке 1. Под когнитивной РС (КРС) далее понимается РС, обладающая интеллектуальными способностями C_p , $p = \overline{1,3}$, что соответствует [10].

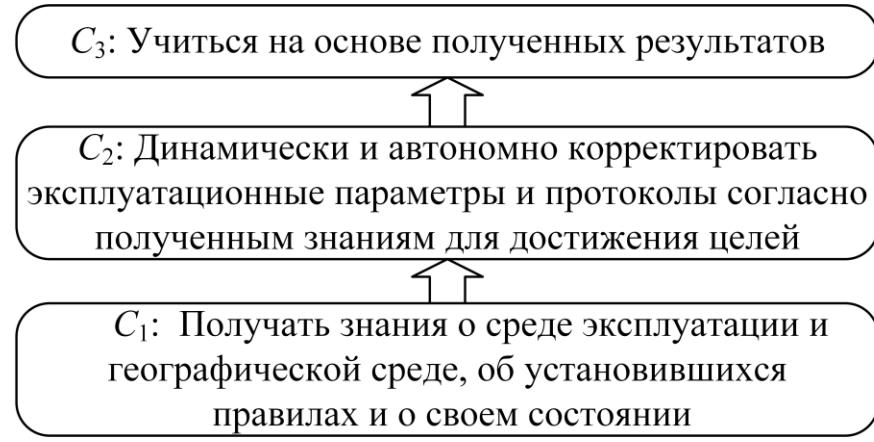


Рис. 1. Иерархия свойств алгоритмов

В работе [9] с использованием абстракции отождествления было предложено описание состояния КРС РТК в фиксированный момент времени с использованием взвешенного конечного непустого мультиграфа, а смена режимов работы этой КРС описывалась как переход от вершины к вершине. Условиями выбора новой вершины для перехода являлись векторы весов ребер, при этом было сформулировано важное допущение о вычислимости указанных векторов, однако не было представлено конструктивного подхода к доказательству их вычислимости. Однако вопросы вычислимости являются важными при исследованиях систем, обладающих интеллектуальными способностями [11, 12], а применительно к рассматриваемой КРС вычислимость векторов весов ребер является необходимым условием для реализации C_1 .

Цель статьи – выбор конструктивного подхода к доказательству вычислимости векторов весов ребер взвешенного мультиграфа, моделирующего КРС.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

a. Содержание графовой модели

В работе [9] была предложена следующая мультиграфовая модель описания КРС РТК в момент времени i :

$$G_i = (V, E, W), \quad (1)$$

где V – множество вершин V_j , $j = \overline{1, |\mathfrak{I}|}$; E – множество ребер E_{jk} ;

W – множество весов $W_{i,kj}$, $j = \overline{1, |\mathfrak{I}|}$, $k = \overline{1, |\mathfrak{J}|}$, вида

$$W_{i,kj} = [w_{i,r}(E_{kj})], r = \overline{1, 3}, \quad (2)$$

где $w_{i,r}(E_{kj}) = h_{i,r}(D_R, D_{ENW})$ – r -й вес ребра E_{kj} ; D_R – данные о состоянии ресурсов робототехнического средства (РТС) абонента КРС; D_{ENW} – данные о состоянии среды, учитывающие распространение радиоволн и радиоэлектронную обстановку, в том числе и осуществление радиомониторинга антагонистической стороной РЭК. Каждая вершина V_j описывает с комбинаторных позиций состояние телекоммуникационных ресурсов

всех абонентов КРС в едином пространстве $\mathfrak{I} = \bigcap_{j=1}^{N_J} V_j$. Принято [9], что показатели K_r описывают обобщенно с соответствующими сторонами характеристики функционирования

КРС подгруппы абонентов, при переходе к состоянию $V_k \in \mathfrak{I}$ из состояния $V_j \in \mathfrak{J}$. В работе [9] было предложено рассматривать следующие показатели: скорости передачи информации – K_v , помехоустойчивости – K_{DR} и энергетической эффективности – K_{EE} . Например, K_v характеризует именно оцениваемую скорость передачи информации по каналам подгруппы абонентов КРС с учетом текущих условий. Предлагается ввести дополнительно показатель скрытности – K_c – и увеличить количество весов в векторе (2), после чего будет $r = \overline{1,4}$.

Рисунок 2 иллюстрирует два последовательных состояния КРС, интерпретируемые в совокупности как переход из состояния, ассоциированного с вершиной V_1 на рисунке 2 а, в состояние, ассоциированное с V_7 на рисунке 2 б.

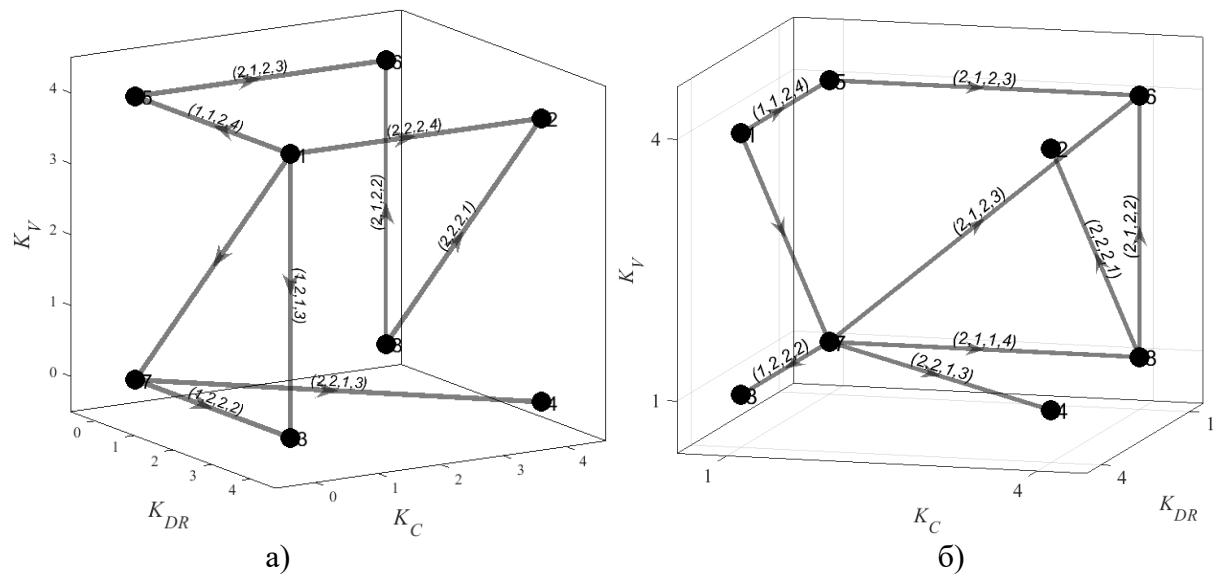


Рис. 2. Описание моделью смены состояний КРС

6. Выбор подхода к доказательству вычислимости

Вопросы вычислимости функций являются предметом Теории алгоритмов, согласно положениям которой функция является вычислимой при существовании машины Тьюринга (МТ), моделирующей вычисление значений исследуемой функции. В связи с этим предлагается использовать аппарат теории алгоритмов для доказательства вычислимости (2).

Предлагается построить модель МТ, вычисляющей значения вектора (2). С учетом структуры $W_{i,kj}$ искомая МТ представима композицией соответствующих машин

$$\Theta_W = \Theta_1 \circ \Theta_2 \circ \Theta_3 \circ \Theta_4, \quad (3)$$

где запись $\Theta_1 \circ \Theta_2 = \Theta_k$ обозначает, что МТ Θ_k является результатом параллельной композиции МТ Θ_1 и Θ_2 . Параллельная композиция МТ может быть интерпретирована, как параллельный запуск n одноленточных машин, результаты работы которых печатаются на $(n+1)$ -й ленте.

Рассмотрим содержание машин $\Theta_r(D_R, D_{ENW}) = K_r$, $r = \overline{1,4}$, используемых в композиции (3), для этого определим конкретное содержание их входов D_R, D_{ENW} . При этом абстрагируемся от конкретных значений вычислительной сложности Θ_r .

Начнем рассмотрение с показателя скрытности K_c , формировать значения которого предлагается алгоритмом вида

$$\Theta_1(V_j, V_{j+\Delta}, D_{ENW}) = K_c,$$

где D_{ENW} – данные о носителях и удаленности средств мониторинга и характеристики последних. Очевидно, что Θ_1 может быть реализован полиномиальным алгоритмом при наличии достоверного входа.

Формировать значения показателей K_v и K_{DR} предлагается алгоритмами вида

$$\Theta_2(V_j, V_{j+\Delta}, D_{ENW}) = K_v,$$

$$\Theta_3(V_j, V_{j+\Delta}, D_{ENW}) = K_{DR},$$

где D_{ENW} – данные об условиях распространения радиоволн, которые могут быть получены с выхода полиномиального алгоритма [13], и о электромагнитной деятельности антагонистической стороны, которые могут быть получены в результате анализа спектра и вычисления его прогнозной оценки на основании данных о носителях и удаленности средств мониторинга и характеристик последних [14]. Алгоритм Θ_2 может быть реализован с использованием подхода [15], а Θ_3 – с использованием теоретически полных и практически отработанных подходов к оценке помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций [9, 16, 17].

Формировать значения показателя K_{EE} предлагается алгоритмом вида

$$\Theta_4(V_j, V_{j+\Delta}, D_R, D_{ENW}) = K_{EE},$$

где D_R – данные о состоянии ресурсов РТС, входящих в состав РТК. Алгоритм Θ_4 может быть реализован с использованием подхода [18].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены предложения по использованию алгоритмического подхода к доказательству вычислимости функций, значения которых будут формировать векторы весов рассмотренной графовой модели. По причине ограниченного объема статьи не представлены конкретные алгоритмы для наполнения $\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4$, обеспечивающие при композиции алгоритм Θ_w , и не доказана сводимость проблем, разрешаемых представленными для примера алгоритмами [15-18], к проблемам, разрешаемым $\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4$. Эти вопросы являются предметом рассмотрения в дальнейших публикациях. Также далее необходимо будет провести анализ графовой модели на предмет относимости описываемой ею задачи к матроидам, что позволит сделать вывод о разрешимости задачи нежадными алгоритмами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Science & Technology Trends 2023-2043. Overview. NATO Science & Technology Organization. <https://cesmar.it/wp-content/uploads/2023/04/stt23-vol1.pdf>, 20.02.2024.
2. Борисов В. И., Вилков С. В. Технологическая платформа развития систем управления, связи и радиоэлектронной борьбы. // Теория и техника радиосвязи, 2023, № 1. - С. 5-11.
3. Ельцов О. Н., Крутских П. П., Радзиевский В. Г. Конфликтная устойчивость роботизированных систем. М: Радиотехника, 2023. - 352 с.

4. Головской В. А. Функциональная модель подсистемы управления ресурсами когнитивной радиосистемы робототехнического комплекса. // Известия ЮФУ. Технические науки, 2023, № 1(231). - С. 241-251.
5. Bharti B., Thakur P., Singh G. A framework for spectrum sharing in cognitive radio networks for military applications. // IEEE Potentials, 2021, Vol. 40, № 5. -pp. 39–47.
6. Батурин А. С. Хворенков В. В., Шишаков К. В. Современные решения по повышению энергоэффективности радиолиний для технического обновления радиостанций интегрированных систем связи. // Вестник ИжГТУ имени М.Т. Калашникова, 2022, Т. 25, № 4. - С. 47-62.
7. Генов А. А., Слепых А. А., Сухов А. В., Филатов В. И. Оценка воздействий случайных и преднамеренных помех на систему передачи данных с когнитивным псевдослучайным переключение рабочих частот. // Журнал радиоэлектроники, 2023, № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.11.7>.
8. 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.
9. Головской В. А., Влох Д. Д. Графовая модель функционирования когнитивной радиосистемы. // Труды Северо-Кавказского филиала МТУСИ, 2023, № 1. - с. 11-17.
10. 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, 19.02.2024.
11. Haigh K. Z., Nguyen T. Challenges of testing cognitive EW systems // 2023 IEEE AutoTestCon, National Harbor, MD, USA. 2023. - Р. 1-8.
12. Головской В. А. О проблеме ограниченности при исследованиях когнитивных радиосистем. // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной НТК, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.). Воронеж: ВГУ, 2023, т.5. - С. 283-287.
13. Головской В. А. Об идентификации модели ослабления при распространении радиоволн. // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли, 2022, Т. 14, № 5. - С. 38-44.
14. Макаренко С. И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. - 337 с.
15. Benmammar B. Recent Advances on Artificial Intelligence in Cognitive Radio Networks // International Journal of Wireless Networks and Broadband Technologies, 2020, Vol. 9, № 1. - Р. 27-42.
16. Сахнин А. А. Комплексная оценка радиоэлектронной защищенности военных систем связи. Монография. М.: Радиотехника, 2022. - 312 с.
17. Балунин Е. И., Ратушин А. П., Храпков Д. С., Власов М. В. Процедура формирования и декодирования кодовых слов совместного низкоплотностного кода источника и канала. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2023, Т. 28, № 3. - С. 28-37.
18. Копкин Е. В., Кобзарев И. М. Использование меры ценности информации Стратоновича для оптимизации гибких программ диагностирования технических объектов. // Труды СПИИРАН, 2019, Т. 18, № 6. - С. 1434-1461.

REFERENCES

1. Science & Technology Trends 2023-2043. Overview. NATO Science & Technology Organization. <https://cesmar.it/wp-content/uploads/2023/04/stt23-vol1.pdf>, 20.02.2024.

2. Borisov, V. I., Vilkov, S. V. Technological platform for the development of control systems, communications and electronic warfare. // Theory and technology of radio communication, 2023, No. 1. - pp. 5-11.
3. El'cov, O. N., Krutskih, P. P., Radzievskij, V. G. Conflict resistance of robotic systems. M.: Radiotekhnika, 2023. - 352 p.
4. Golovskoy, V. A. The functional model of the resource management subsystem of the cognitive radio system of the robotic complex. // Izvestiya SFedU. Engineering Sciences, 2023, No. 1(231). - pp. 241-251.
5. Bharti, B., Thakur, P., Singh, G. A framework for spectrum sharing in cognitive radio networks for military applications. // IEEE Potentials, 2021, vol. 40, No. 5. - pp. 39-47.
6. Baturin, A. S., Hvorenkov, V. V., Shishakov, K. V. Modern solutions to improve the energy efficiency of radio lines for the technical renewal of radio stations of integrated communication systems. // Vestnik IZHGTU imeni M.T. Kalashnikova, 2022, vol. 25, No. 4. - pp. 47-62.
7. Genov, A. A., Slepyp, A. A., Suhov, A. V., Filatov V. I. Evaluation of the impacts of random intentional interference on a data transmission system with cognitive pseudorandom switching of operating frequencies. // Journal of Radio Electronics, No. 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.11.7>.
8. Golubinsky, A. N. Application of an artificial neural network in the form of a multilayer perceptron to form a rating of frequency channels in the system of cognitive radio // Theory and technology of radio communication, 2020, No. 2. - pp. 64–73.
9. Golovskoy, V. A. Vlokh, D. D. Graph model of functioning cognitive radio system. // Proceedings of the North Caucasus branch of the Moscow technical university of communications and informatics, 2023, No. 1. - pp. 11-17.
10. 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, 19.02.2024.
11. Haigh, K. Z., Nguyen, T. Challenges of testing cognitive EW systems. // 2023 IEEE AutoTestCon, National Harbor, MD, USA. 2023. pp. 1-8.
12. Golovskoy, V. A. On the problem of limitations in the research of cognitive radio systems, Radiolocation, navigation, communications]: sbornik trudov XXIX International nauchno-tehnicheskoy konferencii. Voronezh, vol.5. - pp. 283-287.
13. Golovskoy, V. A. On the identification of the attenuation model in the propagation of radio waves. // High technologies in Earth space research. H&ES Research, 2022, vol. 14, No. 5. - pp. 38-44.
14. Makarenko, S. I. Models of a communication system in conditions of deliberate destabilizing impacts and intelligence. SPb.: High Tech Publishing House, 2020. - 337 p.
15. Benmammar, B. Recent Advances on Artificial Intelligence in Cognitive Radio Networks. // International Journal of Wireless Networks and Broadband Technologies, 2020, vol. 9, No. 1. - pp. 27-42.
16. Sakhnin, A. A. Comprehensive assessment of the electronic security of military communications systems. Monograph. M.: Radiotekhnika, 2022. - 312 p.
17. Balunin, E. I., Ratushin, A. P., Khrapkov, D. S., Vlasov M. V. Procedure for generating and decoding codewords of a joint low-density source and channel code. // Electromagnetic waves and electronic systems, 2023, vol. 28, No. 3. - pp. 28-37.
18. Kopkin, E. V., Kobzarev I. M. Information value measure for optimization of flexible diagnosis programs of technical objects. // SPIIRAS Proceedings, 2019, vol. 18, No. 6. - pp. 1434-1461.

О ПРИМЕНЕНИИ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА К СРАВНИТЕЛЬНОМУ АНАЛИЗУ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ

В.С. Артамонов,

АО НИИ «Рубин», Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье предложен комплексный методологический подход, позволяющий выполнить сравнительную оценку системотехнических решений по построению автоматизированных систем управления связью. Приводится порядок применения комплексного методологического подхода.

Ключевые слова. автоматизированная система управления связью (АСУС), обобщенный показатель качества (ОПК), комплексный показатель качества (КПК).

ON THE APPLICATION OF AN INTEGRATED APPROACH TO THE COMPARATIVE ANALYSIS OF AUTOMATED COMMUNICATION CONTROL SYSTEMS

V.S. Artamonov,

JSC Research Institute "Rubin", Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article proposes a comprehensive methodological approach that allows for a comparative assessment of system engineering solutions for the construction of automated communication control systems. The procedure for applying an integrated methodological approach is given.

Keywords. Automated Communication Management System (ACMS), Generalized Quality Indicator (MIC), Integrated Quality Indicator (CPI).

1. ВВЕДЕНИЕ

Автоматизированная система управления связью (АСУС) представляет собой человеко-машинную систему управления сложными организационно-техническими объектами, развернутыми и функционирующими в составе системы связи.

Система связи как объект управления предназначена для обеспечения передачи и обмена данных между органами управления министерств, ведомств, предприятий и состоит из узлов связи, сетей связи, резерва сил и средств связи, системы технического обеспечения [1].

Система связи как объект управления характеризуется структурной и функциональной сложностью, обусловленных применением гетерогенного оборудования при построении сетей связи. Традиционно управление сетями в системе связи представляет собой совокупность раздельных систем управления для определенного вида сетевого оборудования, как правило, одного производителя. Однако в современных системах связи реализуется тенденция на создание интегральной системы управления - АСУС.

АСУС предназначена для решения задач управления сетями и системой связи за счет автоматизированного поддержания на необходимом уровне конфигурации системы связи и ее сетей, их эксплуатационных характеристик, рационального использования ресурсов системы связи и эффективного руководства подразделениями связи, управления обеспечением безопасности связи, защитой информации и взаимодействием с АСУ ведомств, корпораций [1].

От структурной и функциональной организации АСУС зависит эффективность управления всей системой связи. Следовательно, при исследовании вариантов построения разрабатываемой (моделируемой) АСУС требуется качественно и количественно проводить анализ и оценку принимаемых решений по построению организационной (оперативной), технической, функциональной, информационной, логической архитектур АСУС, ее отдельных подсистем, а также всей системы в целом.

Анализ некоторых работ [1 2, 3] показал, что многими авторами предлагается методический аппарат проведения оценки показателей отдельных функций, подсистем. Однако вопросы комплексного сравнительного анализа построения сложных информационно-технических систем, к которым относится АСУС, освещены недостаточно.

В данной статье рассматривается комплексный подход к оценке различных вариантов построения АСУС.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Требуется сформировать методику оценки различных вариантов построения АСУС и выбора предпочтительного варианта построения на основе комплексного подхода, который связан с расчетом обобщенного показателя качества (ОПК) Q системы, способом аддитивной свертки единичных показателей качества (P_i) с учетом их весомости (важности) β_i :

Методика предназначена для оценки тактико-технических, технико-экономических и эксплуатационных показателей качества, характеризующих варианты построения АСУС, функционирование ее подсистем и служб, эффективность применения АСУС в целом по ОПК – Q .

Под качеством АСУС понимается совокупность свойств, обеспечивающих ее способность удовлетворять существующие (предполагаемые) запросы потребителей (пользователей) АСУС в соответствии с целевым предназначением.

Качество АСУС (Π_k) можно оценить по таким ее свойствам как соответствие целевому предназначению (ЦП), архитектурное построение (АРХ), информационная безопасность (ИБ), эргonomичность и техническая эстетичность (ЭРГ), удобство технического обслуживания и ремонта (ТО), стандартизация (СТ), конструктивность (КОНСТР), экономическая эффективность (Э) с использованием следующей совокупности показателей качества (Π_k) [4]:

$$\Pi_k = \{\Pi_{ЦП}, \Pi_{АРХ\text{ АСУС}}, \Pi_{ИБ}, \Pi_{ЭРГ}, \Pi_{ТО}, \Pi_{СТ}, \Pi_{КОНСТР}, \Pi_{Э}\}, \quad (1)$$

где

a) $\Pi_{ЦП}$ – комплексный показатель соответствия АСУС целевому предназначению:

$$\Pi_{ЦП} = \{\Pi_{ПС}, \Pi_{СЛ}, \Pi_{УСЛ}, \Pi_{ОПР\text{ УСЛ}}\}, \quad (2)$$

который включает:

- $\Pi_{ПС}$ - перечень подсистем для удовлетворения потребностей пользователей АСУС;

- $\Pi_{СЛ}$ - перечень служб для удовлетворения потребностей пользователей АСУС;

- $\Pi_{УСЛ}$ - перечень ($\xi=1, \dots, M$) услуг (сервисов) для удовлетворения потребностей пользователей АСУС;

- $\Pi_{ОПР\text{ УСЛ}}$ - степень охвата пользователей услугами АСУС;

- $\Pi_{ОПР\text{ УСЛ}}$ - оперативность предоставления услуг (среднее время - t_ξ предоставления ξ -й услуги ($\xi=1, \dots, M$) и вероятность своевременного предоставления услуг - $P_{\psi\xi}(t_\xi \leq t_{\xi\text{д}})$, $\psi=1, \dots, N$), характеризующая способность ψ – го варианта программного обеспечения и технических средств подсистем АСУС обеспечить предоставление

сервисов и услуг пользователям АСУС для решения задач по автоматизированному управлению связью;

б) $\Pi_{APX} ACUS$ – комплексный показатель архитектурного построения АСУС:

$$\Pi_{APX} ACUS = \{ПОПЕР APX, ПФУНКЦ APX, ПТЕХН APX, ПИНФ APX, ПЛОГ APX\}, \quad (3)$$

который включает:

1) $\Pi_{ОПЕР APX}$ – показатели оперативной архитектуры АСУ ЕИТС:

$$\Pi_{ОПЕР APX} = \{N_{УПР УПР}, M_{ПУ ACUS}, \alpha_{ЦУ}^0, W, Z, D\}, \quad (4)$$

где $N_{УПР УПР}$ – количество уровней управления в АСУ ЕИТС; $M_{ПУ ACUS}$ - количество пунктов управления связью с координатами, которые определяются их предназначением в оперативной архитектуре АСУС; $\alpha_{ЦУ}^0$ - степень централизации управления; W – приведенная стоимость архитектурного построения АСУС; Z – количество пользователей услугами АСУС; D – интенсивность применения услуг пользователями АСУС;

2) $\Pi_{ФУНКЦ APX}$ – показатели функциональной архитектуры АСУ ЕИТС:

$$\Pi_{ФУНКЦ APX} = \{E_{OY}, E_{OTU}, E_{TU}, \Pi_{func}\}, \quad (5)$$

где E_{OY} (E_{OTU} , E_{TU}) - количество задач автоматизированного организационного (ОУ), оперативно-технического (ОТУ), технологического (ТУ) управления в АСУС; Π_{func} – функциональность архитектуры;

3) $\Pi_{ТЕХН APX}$ – показатели технической архитектуры АСУ ЕИТС:

$$\Pi_{ТЕХН APX} = \{N_{KCA PU}, N_{KC}, U_{kci}, S_{OCН ПУС}, S_{ИНФ СВ}, Y, R_{tech arx}, P_{otkr segm}, \bar{t}_i, \bar{t}_c, P_D\}, \quad (6)$$

где $N_{KCA PU}$ - количество комплексов средств автоматизации на пунктах управления АСУС, N_{KC} - множество каналов связи между КСА ПУ АСУС; U_{kci} – пропускная способность каналов связи между КСА ПУ АСУС; $S_{OCН ПУС}$ - степень оснащенности ПУ АСУС комплексами средств автоматизации, $S_{ИНФ СВ}$ - степень информационной связности КСА ПУ FSEC; Y – устойчивость структуры АСУС (определяется степенью надежности КСА АСУС, степенью достаточности ЗИП, степенью обеспеченности бесперебойным питанием, степенью живучести АСУС); $R_{tech arx}$ - качество технической архитектуры АСУ; \bar{t}_i (\bar{t}_c) – среднее время доставки (задержки) пакетов в транспортной сети технической архитектуры АСУС; P_D – вероятность своевременной доставки сообщений в транспортной сети АСУС;

4) $\Pi_{ИНФ APX}$ – показатели информационной архитектуры АСУС:

$$\Pi_{ИНФ APX} = \{\Pi_{БД}, \Pi_{СККИ}, \Pi_{СУФД}\}, \quad (7)$$

где $\Pi_{БД}$ – показатели базы данных АСУ, $\Pi_{СККИ}$ – показатели системы классификации и кодирования информации учетной системы АСУС, $\Pi_{СУФД}$ – показатели системы унифицированных форм документов АСУС;

5) $\Pi_{ЛОГ APX}$ – показатели логической архитектуры АСУС:

$$\Pi_{ЛОГ APX} = \{N_{ПРОТОУ}, N_{ПРОТОТУ}, N_{ПРОТ ТУ}\}, \quad (8)$$

$N_{ПРОТОУ}$ ($N_{ПРОТОТУ}$, $N_{ПРОТ ТУ}$) – состав протоколов (ПРОТ) на уровнях автоматизированного управления (ОУ, ОТУ, ТУ) АСУС;

в) $K_{ИБ}$ - показатели информационной безопасности АСУ ЕИТС ($W_{ob ACUS}$ – уровень информационной безопасности объектов АСУС, $W_{ob ACUS}^d$ – допустимый уровень информационной безопасности объектов АСУС);

г) $\Pi_{ЭРГ}$ - эргономические показатели и показатели технической эстетики;

д) $\Pi_{то}$ - показатели удобства технического обслуживания и ремонта;

е) $\Pi_{СТ}$ - показатели стандартизации;

ж) $\Pi_{КОНСТР}$ - конструктивные показатели;

и) $\Pi_{Э}$ – показатели экономической эффективности АСУС (эффективность (\mathcal{E}) АСУС и затраты (Z) на создание АСУС).

Приведенный состав показателей качества АСУС свидетельствует, что задача оценки состояния, технико-экономического обоснования различных вариантов системотехнических решений по построению АСУС является задачей многопараметрической оценки по множеству показателей. Решение такой задачи является сложным и требует разработки математических методов, соответствующих адекватной оценки вышеприведенных показателей. Вместе с тем, при рассмотрении нескольких вариантов построения АСУС требуется оперативно выполнить сравнительную оценку и объективно выбрать рациональный вариант.

Для решения вышеприведенной задачи наиболее предпочтительным является комплексный метод, который, в отличие от метода многопараметрической оценки по множеству показателей, позволяет рассчитывать обобщенный показатель качества АСУС на основе сведений о сравнительной важности и значений показателей качества.

3. ОПИСАНИЕ КОМПЛЕКСНОГО МЕТОДА СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ АСУС

Для сравнительной оценки вариантов построения АСУС и выбора рационального варианта построения $I^P(\psi)$ системы целесообразно использовать комплексный метод на основе расчета обобщенного показателя качества (Q), который связан с аддитивной сверткой как единичных, так и комплексных показателей качества (КПК). Причем, комплексные показатели качества могут рассчитываться по группам существенных (более важных) - $KPK_c (Q_c)$ и не существенных (менее важных) – $KPK_{nc} (Q_{nc})$ частных показателям.

Для этого воспользуемся предложенным в [1-6] методом оценки обобщенного показателя качества (Q) АСУС - по формуле:

$$Q = Q_c + \omega \cdot Q_{nc} \quad (9)$$

где ω – коэффициент, определяемый эксперты путем, позволяющим учитывать различные условия применения АСУС, рекомендуемое значение которого лежит в диапазоне от 1 до 2,5.

Аддитивная свертка единичных существенных и не существенных показателей качества (P_i) с учетом их весомости (важности) β_i рассчитывается по формуле:

$$Q_{c(nc)} = \sum_{i=1}^n P_i \beta_i, \quad (10)$$

где n – количество единичных показателей, β_i – коэффициент весомости (важности) единичного показателя.

Значения коэффициентов весомости (важности) единичных показателей могут быть найдены методом экспертного опроса.

С использованием ОПК Q оценку вариантов системотехнических решений по построению АСУ ЕИТС и выбор из них предпочтительного V_{opt} можно осуществить по критерию максимума значения Q :

$V_{opt} = N_{Vi}$, для которого

$$Q_{opt} = \max_i Q_i, \quad i=1, \dots, n, \quad (11)$$

где V_{opt} – номер оптимального варианта системотехнических решений по построению АСУ ЕИТС, N_{Vi} – номер i -го оцениваемого варианта системотехнических решений по построению АСУ ЕИТС, n – количество оцениваемых вариантов системотехнических решений по построению АСУ ЕИТС, Q_{opt} – оптимальное значение обобщенного показателя качества АСУ ЕИТС.

При расчете комплексных показателей Q_c и Q_{nc} необходимо учитывать, что их составные показатели качества АСУС имеют различные шкалы измерений. Это обстоятельство диктует необходимость их нормализации и последующего

сопоставления оцениваемых нормализованных показателей качества АСУС с базовым вариантом (гипотетическим образцом) АСУС.

Под базовым вариантом построения АСУС понимается такой, значения характеристик которого имеют максимальное значение (с точки зрения эффективности ее функционирования), равное значениям соответствующих показателей по требованиям, предъявляемым к АСУС в задании на разработку, а стоимость среди всех анализируемых вариантов - минимальна.

Тогда, обозначив абсолютное значение k -го показателя качества за x_k , его базовое значение за x_k^* , нормированное значение k -го показателя q_k можно рассчитать по формуле:

$$q_k = (x_k / x_k^*)^\gamma, \quad (12)$$

где $\gamma = \pm 1$ – коэффициент, выбираемый в зависимости от того, что улучшение качества анализируемого варианта является функцией увеличения (+1) или уменьшения (-1) значения показателя.

Недостатком такой нормировки (15) является то, что если максимальное (минимальное) значение базового показателя качества x_k^* будет равно нулю, тогда в выражении (15) будет деление на ноль.

Для устранения этого недостатка используют интервальную нормировку:

$$q_k = 0,5 + \left(\frac{x_k - \bar{x}_k}{x_k^{\max} - x_k^{\min}} \right)^\gamma, \quad (13)$$

где x_k^{\min}, x_k^{\max} – соответственно минимальное и максимальное значение k -го показателя среди всех анализируемых вариантов; $\bar{x}_k = (x_k^{\min} + x_k^{\max}) / 2$ – среднее значение интервала по k -му показателю.

Следует отметить, что предложенные группы показателей качества АСУС неравнозначны между собой (что учитывается посредством применения коэффициента «важности» (β) - как степень влияния на общую эффективность функционирования АСУС).

В общем случае, исходя из особенностей АСУС, все показатели качества условно можно разделить на две группы:

- группа существенных показателей качества, которые оказывают определяющее влияние на эффективность функционирования АСУС;
- группа несущественных показателей качества, которые преимущественное влияние оказывают на потребительские качества АСУС.

Вариант декомпозиции по группам приведен в таблице 1.

Таблица 1. Группы показателей качества АСУС

Наименование группы показателей	Несущественные	Существенные
Показатели назначения		+
Показатели архитектурного построения		+
Показатели информационной безопасности		+
Показатели устойчивости		+
Показатели эргономичности и технической эстетики	+	
Показатели удобства технического		+

обслуживания и ремонта		
Показатели стандартизации	+	
Конструктивные показатели	+	
Показатели экономической эффективности		+

Вариант значений важности β , приведенных выше групп показателей качества, полученных по результатам экспертного опроса, представлен в таблице 2.

Таблица 2. Значения важности групп показателей качества АСУС
(по результатам экспертного опроса)

Наименование группы показателей	Важность группы показателей качества β
Показатели назначения	0,17
Показатели архитектурного построения	0,16
Показатели информационной безопасности	0,17
Показатели устойчивости	0,17
Показатели эргonomичности и технической эстетики	0,03
Показатели удобства технического обслуживания и ремонта	0,11
Показатели стандартизации	0,03
Конструктивные показатели	0,04
Показатели экономической эффективности	0,12

В каждую группу показателей качества может входить различное число частных показателей, каждый из которых, в свою очередь также неравнозначен между собой.

В последующем, необходимо аналогичным образом провести нормировку единичных показателей качества внутри каждой группы и посредством использования среднеарифметической свертки получить значение комплексного показателя качества для группы.

Определив относительную важность групп частных показателей качества, осуществляют переход к взвешенным частным показателям качества через произведение нормированного значения показателя качества q_k на его важность β_k .

Основным свойством таких взвешенных показателей является их равнозначность между собой.

Обозначим вектор относительных показателей существенных групп – q_i , а несущественных – q_j .

Тогда комплексный показатель качества существенных групп (Q_C) может быть рассчитан по формуле:

$$Q_C = \sum_{i=1}^n q_i \beta_i \quad (14)$$

где β_i – коэффициент важности частных показателей качества, входящих в существенные группы;

n – количество частных показателей качества, входящих в существенные группы.

Аналогично, комплексный показатель качества несущественных групп (Q_{HC}) может быть рассчитан по формуле:

$$Q_{HC} = \sum_{j=1}^m q_j \beta_j \quad (15)$$

где β_j – коэффициент важности частных показателей качества, входящих в несущественные группы;

m – количество частных показателей качества, входящих в несущественные группы.

4. ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНОГО МЕТОДА СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ АСУС

С учетом приведенных аналитических соотношений методика проведения сравнительной оценки вариантов построения АСУС будет включать процедуры следующих этапов.

I этап. Формирование вариантов построения АСУС и ограничительного перечня по частным показателям качества для каждого варианта АСУС. Формирование ограничительного перечня по показателям качества АСУС может осуществляться двумя способами:

- с использованием широко известного метода экспертного опроса;
- с применением известных методик оценки основных частных показателей качества АСУС.

II этап. Определение множества допустимых вариантов системотехнических решений по построению АСУС, удовлетворяющих заданным требованиям.

По результатам проектирования необходимо отобрать варианты построения АСУС, удовлетворяющие заданным требованиям. По каждому варианту системотехнических решений по построению АСУС необходимо рассчитать значения частных показателей качества.

III этап. Нормировка значений частных показателей качества АСУС:

а) Определение базовых значений частных показателей качества.

Определяется как максимальное (минимальное) значение по каждому из рассматриваемых частных показателей качества или как его наличие (отсутствие) применительно к отобранным вариантам построения АСУС.

б) Расчет нормированных значений единичных показателей качества.

IV этап. Расчет обобщенного показателя качества анализируемых вариантов системотехнических решений по построению АСУС.

V этап. Выбор рационального варианта системотехнических решений по построению АСУС.

Конец процедур методики.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, комплексный метод сравнительной оценки и выбора рационального варианта системотехнических решений по построению АСУС по обобщенному показателю качества позволяет:

- свести задачу многопараметрической оценки по множеству показателей к задаче однопараметрической оценки;
- найти обобщенный показатель качества оцениваемых вариантов построения АСУС, характеризующий их оперативно-технический уровень;
- выбрать рациональный вариант системотехнических решений по построению АСУС по критерию максимума значения обобщенного показателя качества.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буренин А. Н., Курносов В. И. Теоретические основы управления современными телекоммуникационными сетями. Монография // Под общ. ред. проф. В.И. Курносова. – Москва: Наука, 2011. – 464 с.
2. Киселев А. А. Сети связи специального назначения для нужд обороны страны как объект системного анализа. Монография // А. А. Киселев, А. А. Моисеев. – СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2022. – 86 с.
3. Дымарский Я.С., Крутякова Н.П., Яновский Г.Г. Управление сетями связи: принципы, протоколы, прикладные задачи. – М.: ИТЦ «Мобильные коммуникации», 2003. – 384 с.
4. ГОСТ РВ 5819 -112 - 2008. Объединенная автоматизированная цифровая система связи ВС РФ. Общие требования к автоматизированной системе управления связью. - М.: Стандартинформ, 2008.
5. Попов А.А. и др. Основы общей теории систем. Часть 1. Л.: ВАС, 1992.
6. Ланнэ А.А., Улахович Д.А. Многокритериальная оптимизация. Л.: ВАС, 1984.

REFERENCES

1. Burenin A. N., Kurnosov V. I. Theoretical Foundations of Management of Modern Telecommunications Networks: Monograph // Ed. by Prof. V.I. Kurnosov. Moscow: Nauka, 2011. – 464 p.
2. Kiselev A. A., Moiseev A. A. Svyazi spetsial'nogo naznacheniya dlya nezhdu oborony strany kak ob'ekt sistemnogo analiza: monografiya [Communication networks of special purpose for the needs of the country's defense as an object of system analysis: a monograph]. St. Petersburg: POLYTECH-PRESS, 2022. 86 p.
3. Dymarskiy Y.S., Krutyakova N.P., Yanovskiy G.G. Upravlenie svyazami svyazi: principy, protocoly, prikladnye zadachi [Management of communication networks: principles, protocols, applied tasks]. Moscow, ETC "Mobile Communications" Publ., 2003. – 384 p.
4. GOST RV 5819 -112 – 2008. Unified Automated Digital Communication System of the RF Armed Forces. General requirements for an automated communication control system. Moscow, Standartinform Publ., 2008.
5. Popov A.A. et al. Fundamentals of General System Theory. Part 1. LENINGRAD, VAS PUBL., 1992.
6. Lanne A.A., Ulakhovich D.A. Multi-criteria optimization. LENINGRAD, VAS PUBL., 1984.

О РАЗРАБОТКЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА ВИДА ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. Рассмотрен вопрос разработки нейросетевого классификатора вида помех по изображениям спектрограмм сигналов для системы когнитивного радио в среде Python, проведен сравнительный анализ точности классификации для различных параметров изображений.

Ключевые слова: когнитивное радио, шум, помеха, интеллектуальная классификация, точность классификации, сравнительный анализ.

ON THE DEVELOPMENT OF A NEURAL NETWORK CLASSIFIER OF INTERFERENCE TYPES FOR A COGNITIVE RADIO SYSTEM

N.M. Ryabkov, A.N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sovvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The issue of developing a neural network classifier of the type of interference from images of signal spectrograms for a cognitive radio system in the Python environment is considered, and a comparative analysis of classification accuracy for various image parameters is carried out.

Keywords: cognitive radio, noise, interference, intelligent classification, classification accuracy, comparative analysis.

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.

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 включает подготовку обучающей выборки – для этого используются искусственные (синтетические) данные, обучение

классификатора с использованием фреймворков машинного обучения, и оценку полученных результатов.

Цель работы – разработка нейросетевого классификатора вида помех по изображениям спектрограмм сигналов для системы когнитивного радио в среде Python, проведение сравнительного анализа точности классификации для различных параметров изображений.

2. Описание подхода

Обозначенная выше цель относится к классу задач компьютерного зрения (computer vision). Свёрточные нейронные сети (СНС) в настоящее время доказали свою эффективность в решении подобных задач [2-4].

СНС состоит из различных видов слоев: свёрточные (convolutional) слои, субдискретизирующие (subsampling, подвыборка) слои и слои полно связной нейронной сети – персептрона. Типовая структура СНС приведена на рисунке 1 [2-4].

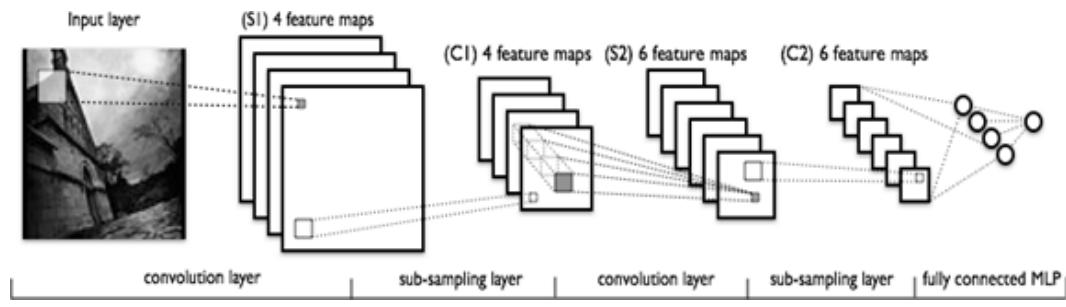


Рис. 1. Типовая структура СНС

На рисунке 2 приведена схема нейросетевого классификатора вида помех по синтетическим данным в виде изображений спектрограмм сигналов на основе свёрточной нейронной сети.

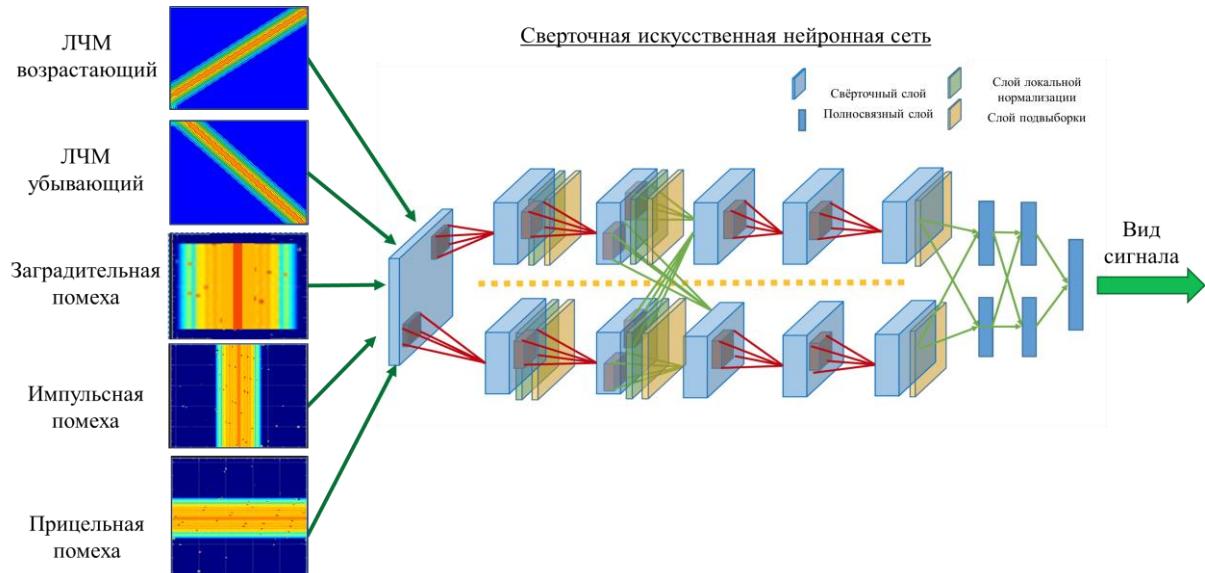


Рис. 2. Схема нейросетевого классификатора помех на основе СНС

В реализованной модели рассмотрены следующие виды сигналов (помех):

- линейно-частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал возрастающий;
- ЛЧМ сигнал убывающий;
- заградительная помеха;

- импульсная помеха;
- прицельная помеха.

Перечисленным видам помех соответствуют выходные классы нейросетевого классификатора. Также в выборку был включен класс «отсутствие помехи». Таким образом, обучающая выборка включала в себя набор изображений, принадлежащих к 6 классам, каждый из которых при разметке кодировался следующим образом:

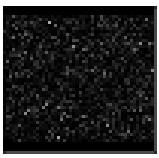
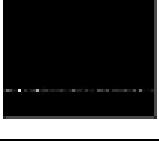
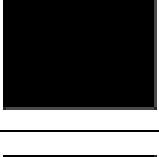
1. ЛЧМ сигнал возрастающий – [100000].
2. ЛЧМ сигнал убывающий – [010000].
3. Заградительная помеха – [001000].
4. Импульсная помеха – [000100].
5. Прицельная помеха – [000010].
6. Отсутствие помехи – [000001].

Также, для расширения выборки, варьировались параметры помех: ЛЧМ – частота нижняя и верхняя, время изменения, заградительная и прицельная помеха – центральная частота и полоса, импульсная помеха – период и длительность.

В таблице 1 приведён фрагмент размеченной выборки (изображения размером 64 на 64 пикселя) для обучения СНС.

Таблица 1. Фрагмент размеченной выборки для обучения СНС.

Входные данные	Целевые выходы СНС
	[100000]
	[100000]
	[010000]
	[010000]
	[001000]

	[001000]
	[000100]
	[000100]
	[000010]
	[000010]
	[000001]
	[000001]

Приведённые в таблице 1 изображения получены путём построения спектрограмм из временного вида соответствующих сигналов и сохранения их в виде чёрно-белых изображений размером 64 на 64 пикселя в формате .png.

Далее на сформированной выборке осуществлялось обучение СНС и оценка точности классификации. Также в работе была исследована зависимость точности классификации СНС от размера входных изображений и степени их зашумлённости. Точность классификации рассчитывалась в соответствии с выражением:

$$T = \frac{N_t}{N} \cdot 100, \quad (1)$$

где N_t – количество правильно классифицированных изображений, N – общее количество изображений. Результаты анализа приведены в разделе 3.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе сравнительного анализа была проведена оценка точности классификации СНС для изображений размером 64 на 64 пикселя и 128 на 128 пикселей для различных значений отношения помеха/шум (interference-noise rate – INR). С целью формирования выборки для проведения сравнительного анализа формировались шумовые подложки разной интенсивности, на которые накладывались различные помехи во временном виде, а затем строились спектрограммы и сохранялись в виде чёрно-белых изображений размером 64 на 64 пикселя и 128 на 128 пикселей в формате .png. Результаты оценки точности классификации СНС для изображений размером 64 на 64 пикселя приведены в таблице 2. Результаты оценки точности классификации СНС для изображений размером 128 на 128 пикселей приведены в таблице 3.

Таблица 2. Результаты оценки точности классификации СНС для изображений размером 64 на 64 пикселя.

INR	Точность классификации, %						
	При цель- ная	ЛЧМ вниз	Импульс- ная	Отсутствие	ЛЧМ вверх	Загра- дительная	Среднее
1000	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
100	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
80	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
60	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	100.0	96.0
40	80.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	96.0
20	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
10	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
9	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
8	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
7	80.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	96.0
6	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	80.0	96.0
5	100.0	100.0	40.0	100.0	100.0	100.0	90.0
4	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
3	80.0	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	93.0
2	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
1	40.0	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	86.0
0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
-1	40.0	100.0	0.0	100.0	100.0	40.0	63.0
-2	80.0	100.0	60.0	100.0	100.0	60.0	83.0
-3	80.0	100.0	80.0	100.0	100.0	40.0	83.0
-4	40.0	80.0	20.0	100.0	100.0	80.0	70.0
-5	80.0	100.0	100.0	100.0	100.0	60.0	90.0
-6	20.0	100.0	100.0	100.0	100.0	80.0	83.0
-7	40.0	100.0	60.0	100.0	100.0	40.0	73.0
-8	0.0	100.0	60.0	100.0	80.0	80.0	70.0
-9	60.0	80.0	100.0	100.0	80.0	100.0	86.0
-10	60.0	100.0	100.0	100.0	80.0	20.0	76.0

Таблица 3. Результаты оценки точности классификации СНС для изображений размером 128 на 128 пикселей.

INR	Точность классификации, %						
	Прицель- ная	ЛЧМ вниз	Импульс- ная	Отсутствие	ЛЧМ вверх	Загра- дительная	Среднее
1000	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
100	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
80	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
60	60.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	93.0
40	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
20	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
10	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
9	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
8	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
7	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
6	100.0	100.0	60.0	100.0	100.0	100.0	93.0
5	80.0	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	93.0
4	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	100.0	96.0
3	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
2	80.0	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	93.0
1	80.0	100.0	80.0	100.0	100.0	100.0	93.0
0	40.0	100.0	80.0	100.0	100.0	80.0	83.0
-1	80.0	100.0	60.0	100.0	100.0	100.0	90.0
-2	80.0	100.0	20.0	100.0	100.0	80.0	80.0
-3	60.0	100.0	0.0	100.0	80.0	100.0	73.0
-4	40.0	80.0	60.0	100.0	100.0	80.0	76.0
-5	20.0	100.0	40.0	100.0	100.0	80.0	73.0
-6	60.0	100.0	60.0	100.0	100.0	80.0	83.0
-7	20.0	100.0	60.0	100.0	100.0	60.0	73.0
-8	0.0	100.0	40.0	100.0	100.0	40.0	63.0
-9	80.0	100.0	40.0	100.0	80.0	60.0	76.0
-10	40.0	100.0	40.0	100.0	100.0	40.0	70.0

По результатам проведенного сравнительного анализа зависимости точности классификации СНС от размера входных изображений и степени их зашумлённости, можно сформулировать следующие выводы и практические рекомендации:

1. Использование сверточной нейронной сети позволяет обеспечить 100 % точность классификации вида помех по изображениям спектрограмм сигналов.

2. При исследовании точности классификации СНС для изображений размером 64 на 64 пикселя и 128 на 128 пикселей получены сопоставимые результаты, что позволяет сделать вывод о целесообразности использования изображений размером 64 на 64 пикселя в рамках решаемой задачи с целью снижения вычислительных затрат.

3. В ходе анализа выявлена закономерная тенденция по снижению точности классификации при уменьшении отношения помеха/шум. При этом существенное снижение точности классификации наблюдается при INR на уровне -1 и ниже.

4. Одним из перспективных примеров такой реализации может служить использование нейросетевого классификатора помех в системах когнитивного радио с целью повышения их помехозащищённости.

5. Цель дальнейших исследований – расширение (аугментация) обучающей выборки путем поворота изображений, изменения интенсивности, добавления новых классов.

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. Прокопеня А.С., Азаров И.С. Сверточные нейронные сети для распознавания изображений. Шестая Международная научно-практическая конференция «BIG DATA and Advanced Analytics. BIG DATA и анализ высокого уровня», 2020. – с. 271 – 280.
3. Сикорский, О.С. Обзор свёрточных нейронных сетей для задачи классификации изображений / О. С. Сикорский // Новые информационные технологии в автоматизированных системах – Москва, 2017. – № 20. – С. 37–42.
4. LeCun Y. and Y. Bengio. "Convolutional networks for images, speech and time series", in M.A. Arbib, ed., The Hand book of Brain Theory and Neural Networks, Cambridge, MA: MIT Press, 1995.

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. Prokopenya A.S., Azarov I.S. Convolutional neural networks for image recognition. Sixth International Scientific and Practical Conference “BIG DATA and Advanced Analytics. BIG DATA and high-level analysis”, 2020. – p. 271 – 280.
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.

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ДИФФУЗИОННЫХ НЕИРОННЫХ СЕТЕЙ

А. А. Толстых¹, М. В. Ронкин²

¹Центр специальных разработок Министерства обороны Российской Федерации,
Москва, Россия

²Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,
Екатеринбург, Россия

Аннотация. В работе приведён детальный разбор современных диффузионных нейросетевых архитектур, история их эволюции, а также классификация и анализ основных подтипов данного класса сетей. Настоящая работа представляет обобщение разрозненной информации по диффузионным нейронным сетям и её изложение в рамках единой математической нотации. Статья будет полезна в качестве отправной точки для инженеров программного обеспечения и исследователей, которым необходимо познакомиться с основными концепциями диффузионных нейронных сетей.

Ключевые слова: диффузионные нейронные сети, многомерная оптимизация, вероятностные модели.

DIFFUSION NEURAL NETWORKS: A SURVEY

А. А. Tolstykh¹, М. В. Ronkin²

¹Special Development Center of the Ministry of Defense of the Russian Federation,
Moscow, Russia

²Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin,
Ekaterinburg, Russia

Abstract. The work provides a detailed analysis of modern diffusion neural network architectures, the history of their evolution, as well as classification and analysis of the main subtypes of this class of networks. This work represents a generalization of disparate information on diffusion neural networks and its presentation within the framework of a unified mathematical notation. The article will be useful as a starting point for software engineers and researchers who need to become familiar with the basic concepts of diffusion neural networks.

Keywords: diffusion neural networks, multidimensional optimization, probabilistic models.

1. ВВЕДЕНИЕ

Диффузионные нейронные сети (ДНС) являются одним из более передовых классов сетей, позволяющих производить реалистичную генерацию данных в различных предметных областях (изображения в различной стилистике по текстовому описанию, музыка, видео, отсчёты различных временных рядов и т. д.). В настоящее время ДНС де-факто являются стандартом при решении задач генерации различных данных* [2]. Однако, область ДНС стремительно развивается и основные математические модели, особенности архитектур разрознены, и для того, чтобы познакомится с принципами работы ДНС необходимо ознакомится с достаточно обширным перечнем источников. Настоящая работа ставит своей целью провести обзор и обобщение информации из различных источников, используя сквозную математическую нотацию для формирования сжатого изложения основных принципов работы ДНС и их классификацию. Ввиду ограниченности объёма статьи обсуждение ДНС будет идти безотносительно природы

данных генерируемых данных и опуская нюансы архитектур для конкретных типов данных (например, медицинские снимки, музыка, стилизованные изображения и т. д.). Основная идея, стоящая за ДНС – итеративное предсказание вида целевого многомерного распределения [2].

Таким образом, с одной стороны концепция ДНС достаточно проста, с другой – существует достаточно много нюансов и отсутствуют работы с единым осмыслением всех видов ДНС. Настоящая работа представляет собой обобщение разрозненной информации по диффузионным нейронным сетям и её изложение в рамках единой математической нотации.

2. ДИФФУЗИОННЫЙ ПРОЦЕСС

Концептуально, работа сети представляется описывается двумя этапами. На первом этапе – прямой диффузионный процесс (ПДП) на обучающие данные итеративно накладывается гауссовский шум, гиперпараметром ДНС служит число шагов T . На втором этапе – обратный диффузионный процесс (ОДП), модель итеративно производит удаление шума на t ($t < T$) обучающих шагах, используя в качестве корректного ответа зашумлённые данные с $t + 1$. Однако, базовая идея ДНС имеет достаточно много вариантов реализации, вследствие чего уместно ввести следующую классификацию ДНС:

1. Классические ДНС на основе обратного диффузионного процесса.
2. ДНС с условной генерацией.
3. ДНС на основе повышения разрешения генерируемых данных
4. ДНС с оценкой градиента вероятности целевого распределения.

Приведённая выше классификация типов ДНС получена автором в ходе анализа литературы и является актуальной на момент выхода статьи. Учитывая скорость и объем исследований в области ДНС, данная классификация может значительно изменится в будущем.

Прямой диффузионный процесс. ДНС относятся к нейросетевым моделям с латентным пространством (feature space). Под латентным пространством[†] понимается многомерное пространство, в которые могут быть спроектированы входные данные. Обычно латентное пространство имеет значительно меньшую размерность по сравнению со входным и выходным пространствами и призвано бороться с «проклятием размерности». Математический аппарат, описывающий работу ДНС – марковская цепь для T шагов [2]. Формализация с помощью марковской цепи подразумевает, что шаг t зависит только от шага $t - 1$ [3].

Пусть дана точка входного N -мерного пространства, распределение точек описывается $x_0 \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{M}(N, \mu_R, \Sigma_R)$ [‡], которая получена из распределения $q(x)$, тогда ПДП определяется добавлением шума к x_0 на каждом из T шагов.

На каждом шаге $t \in [1, T]$ к x_{t-1} добавляется гауссовский шум со стандартным отклонением β_t , порождая латентную[§] переменную x_t , распределение которой является условным $q(x_t | x_{t-1})$. Формально ПДП описывается следующим образом [2]:

$$q(x_t | x_{t-1}) = \mathcal{N}(N, \mu_t = \sqrt{1 - \beta_t x_{t-1}}, \Sigma_t = \beta_t I), \quad (1)$$

где $\mathcal{N}(\cdot)$ – многомерный гауссовский шум с размерностью N ; μ_t – среднее значение; Σ_t – автоковариационная матрица; I – единичная матрица. Использование единичной матрицы в вычислении автоковариационной матрицы позволяет гарантировать, что распределение будет иметь стандартное отклонение β_t по всем измерениям [4]. Таким образом, распределение на выходе ПДП примет вид:

$$q(x_{1:T} | x_0) = \prod_{t=1}^T q(x_t | x_{t-1}), \quad (2)$$

где индекс $1:T$ при x подразумевает повторение с шага 1 до шага T , в [2] авторы назвали данную последовательность индексов «траекторией» (trajectory).

Однако, в таком подходе для шага t необходимо рассчитать все предыдущие шаги, что достаточно затратно с точки зрения вычислений. В практике генеративных нейронных сетей (в частности, вариационных автоэнкодеров) широко применяется так называемы «трюк параметризации» (reparameterization trick) [5]. Его суть заключается во введении случайности в процесс генерации: в нейронную сеть вводится слой, который на основе оценки среднего значения и стандартного отклонения производит выборку (sampling) из многомерного нормального распределения, которая используется как входной тензор для последующих слоёв сети. Данный подход был использован в [2]. В контексте ПДП трюк параметризации определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} a_t &= 1 - \beta_t; \\ \bar{a}_t &= \prod_{s=1}^t a_s; \\ q(x_t|x_0) &= \mathcal{N}(N, \mu_t = \sqrt{\bar{a}_t}x_0, \Sigma_t = (1 - \bar{a}_t)I). \end{aligned} \quad (3)$$

Подробное теоретическое обоснование введения (3) приведено в [2]. Описанная выше реализация ПДП позволяет заранее вычислить \bar{a}_t для всех $t \in [1, T]$, что значительно сокращает вычислительные затраты. Также следует отметить, что ПДП имеет 2 гиперпараметра: $B = \{\beta_1, \dots, \beta_T\}$ и T , в оригинальной работе [2] было использовано линейное возрастающее множество вида $B = \{\beta_1 = 10^{-4}, \dots, \beta_T = 0.02\}$ (linear schedule).

Ещё одно улучшение ПДП было предложено в [6] – вид множества B , значения множества изменялись в соответствии с функцией косинуса (cosine schedule).

Таким образом, ПДП представляет собой марковский процесс, моделируемый с помощью выражения (3), параметризованный числом шагов T и множеством значений стандартного отклонения $B = \{\beta_1, \dots, \beta_T\}$.

Обратный диффузионный процесс. При $T \rightarrow \infty$ латентная переменная x_T близка к изотропному** гауссовскому распределению. Задача ОДП состоит в восстановлении распределения $q(x_{t-1}|x_t)$, для этого можно выбрать (sample) x_T из распределения $\mathcal{N}(N, 0, I)$, затем провести вычисление ОДП для $q(x_0)$, тем самым, получив новые данные из предметной области $x_n^{††}$.

На практике распределение $q(x_{t-1}|x_t)$ неизвестно, до оценки исходного распределения $\mathcal{M}(N, \mu_R, \Sigma_R)$. Однако, возможно произвести аппроксимацию $q(x_{t-1}|x_t)$ с помощью параметрической модели P_θ . С точки зрения практики построения параметризованных моделей P_θ , наиболее эффективными являются ДНС [2,5,6]. Учитывая, что $q(x_{t-1}|x_t)$ является гауссовским распределением, для достаточно малых β_t достаточно оценить среднее значение и стандартное отклонение в качестве θ [2]:

$$P_\theta(x_{t-1}|x_t) = \mathcal{N}(x_{t-1}, \mu_\theta(x_t, t), \Sigma_\theta(x_t, t)). \quad (4)$$

Если применить (4) к траектории ($p_\theta(x_{T:0})$), можно аппроксимировать новые данные из домена x_n [2]:

$$P_\theta(x_{T:0}) = P_\theta(x_T) \prod_{t=T}^0 P_\theta(x_{t-1}|x_t). \quad (4)$$

Таким образом, необходимо оценить параметры ДНС – произвести обучение. Для обучения ДНС нужно оптимизировать отрицательный логарифм функции максимального правдоподобия (negative log-likelihood) для обучающих примеров данных $X \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{M}(N, \mu_R, \Sigma_R)$. Набор обучающих данных $x_0^k, k \in [0, K]$ представляет собой датасет из K примеров. В работе [7] получена обобщённая форма нижней доказательной оценки

(ELBO), являющаяся функцией потерь [8]. В общем случае ELBO для ДНС определяется как:

$$\begin{aligned}
 & \log p(x) \geq \\
 & \geq \mathbb{E}_q(x_1|x_0)[\log P_\theta(x_0|x_1)] - & (I) \\
 & - D_{KL}(q(x_T|x_0), P_\theta(x_T)) - & (II) \\
 & - \sum_{t=2}^T \mathbb{E}_q(x_t|x_0)[D_{KL}(q(x_{t-1}|x_t, x_0), P_\theta(x_{t-1}|x_t))] = & (III) \\
 & = L_0 - L_T - \sum_{t=2}^T L_{t-1},
 \end{aligned} \tag{5}$$

где, $\mathbb{E}_{q(\cdot)}$ – усреднение по распределению; $D_{KL}(\cdot)$ – дивергенция Кульбака-Лейблера между истинным распределением и распределением, восстановленными параметризованной моделью P_θ .

Рассмотрим подробнее смысл каждого члена в (5) [2]:

- определяет среднюю ошибку реконструкции x_0 по x_1 , являющейся ELBO для вариационного автоэнкодера;
- является мерой расстояния между x_T и гауссовским распределением, данный член игнорируется в процессе обучения;
- определяет среднее расстояние между оценкой распределения с помощью ДНС и аппроксимацией ПДП на шаге t .

В работе [9] было показано, что необходимы дополнительные ограничения на x_0 для корректного построения процесса обучения ИНС. Оно заключается в следующем: используя (3) можно показать, что:

$$\begin{aligned}
 q(x_{t-1}|x_t, x_0) &= \mathcal{N}(N, \tilde{\mu}_t(x_t, x_0), \tilde{\beta}_t I); \\
 \tilde{\beta}_t &= \frac{1 - \bar{\alpha}_{t-1}}{1 - \bar{\alpha}_t} \beta_t; \\
 \tilde{\mu}_t(x_t, x_0) &= \frac{\sqrt{\bar{\alpha}_{t-1}} \beta_t}{1 - \bar{\alpha}_t} x_0 + \frac{\sqrt{\bar{\alpha}_t} (1 - \bar{\alpha}_{t-1})}{1 - \bar{\alpha}_t} x_t
 \end{aligned} \tag{6}$$

Исходя из (6) для корректного процесса обучения необходимо произвести трюк параметризации, налагающий ограничение на вид x_0 :

$$x_0 = \frac{1}{\sqrt{\bar{\alpha}_t}} (x_t - \sqrt{1 - \bar{\alpha}_t} \epsilon), \quad \epsilon \sim \mathcal{N}(N, 0, I) \tag{7}$$

Таким образом, вместо параметризованной модели $P_\theta(x_{t-1}|x_t)$ можно перейти к использованию $E_\theta(x_t, t)$, которая аппроксимирует ϵ , используя данный переход, с учётом (6) и (7) оценка среднего значения будет иметь вид:

$$\tilde{\mu}_t(x_t, t) = \frac{1}{\sqrt{\bar{\alpha}_t}} \left(x_t - \frac{\beta_t}{1 - \bar{\alpha}_t} E_\theta(x_t, t) \right). \tag{8}$$

Используя результат (8) член суммы (III) уравнения (5) – L_t , измениться следующим образом:

$$\begin{aligned}
 L_t &= \mathbb{E}_{x_0, t, E} \left[\frac{1}{2 \|\Sigma_\theta(x, t)\|_2^2} \|\tilde{\mu}_t - \mu_\theta(x_t, t)\|_2^2 \right] = \\
 &= \mathbb{E}_{x_0, t, E} \left[\frac{\beta_t^2}{w \alpha_t (1 - \bar{\alpha}_t) \|\Sigma_\theta(x, t)\|_2^2} \|\epsilon_t - E_\theta(\sqrt{\bar{\alpha}_t} x_0 + \sqrt{1 - \bar{\alpha}_t} \epsilon, t)\|_2^2 \right].
 \end{aligned} \tag{9}$$

Выражение (9) позволяет перейти от прогнозирования среднего значения распределения к прогнозированию шума ϵ на каждом шаге $t \in T$. В работе [1] показан метод упрощения

практически используемой ошибки, игнорирующей коэффициент нормировки (первый множитель в формуле (9)). Использование упрощённой функции потерь позволяет повысить эффективность обучения, итоговая форма функции потерь выглядит следующим образом:

$$L_t^s = \mathbb{E}_{x_0, t, E} \left[\left\| \epsilon_t - E_\theta(\sqrt{\bar{\alpha}_t} x_0 + \sqrt{1 - \bar{\alpha}_t} \epsilon, t) \right\|_2^2 \right]. \quad (10)$$

В разделе приведена математическая модель для ПДП и ОДП в рамках единой математической нотации. Данная модель будет использована для описания нюансов реализации в различных подтипах ДНС.

3. МОДИФИКАЦИИ ДИФФУЗИОННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

В данном разделе приведена хронологическая последовательность модификаций архитектур ДНС. Первым значимым улучшением базовой ДНС является введение условной генерации – дополнительных условий, например, соответствие сгенерированных данных входному текстовому описанию. ДНС с условной генерацией можно разделить на два типа: с использованием дополнительной модели классификации (classifier guidance diffusion) и без неё (classifier-free guidance diffusion). В дальнейшем развитие обоих типов условной генерации было тесно связано между собой.

В [10] было предложен метод использования классификатора $f_\phi(y|x_t, t)$ для оценки класса y в ПДП и ОДП. Формально, была произведена модификация выражения (8):

$$\mu(x_t|y) = E_\theta(x_t|y) + s \cdot \Sigma_\theta(x_t|y) \nabla_{x_t} \log f_\phi(y|x_t, t), \quad (11)$$

где s – скалярный множитель, подбираемый эмпирически, определяющий штраф за неточность соответствия заданным условиям y . Развитием этой идеи стало широкое использование CLIP-эмбеддингов для условной генерации [11]. Архитектура CLIP состоит из энкодера данных g и энкодера текста h [12]. Оценка среднего значения ОДП в подходе CLIP формулируется следующим образом:

$$\hat{\mu}(x_t|y) = E_\theta(x_t|y) + s \cdot \Sigma_\theta(x_t|y) \nabla_{x_t} g(x_t) \cdot h(c), \quad (12)$$

где c – текстовое описание (prompt), используемое в качестве условий генерации. На данный момент использование CLIP-эмбеддингов, де-факто является стандартом при решении задач условной генерации с наложением условий на естественном языке (например, генерация картинок по текстовому описанию).

Тип условной генерации без использования дополнительного классификатора был предложен в [13]. Фактически авторы предложили совместное обучение двух ДНС $E_\theta(x_t|y)$ и ДНС $E_\theta(x_t|0)$.

Следующей значимой модификацией ДНС стали архитектуры с повышением разрешения выходного пространства. Моделирование диффузионного процесса вычислительно затратно и требует относительно много памяти, с другой стороны, широко известны подходы нейросетевого повышения разрешения. На данный момент существует два основных подхода: каскадная ДНС и латентная ДНС^{†‡}. В [14] была предложена каскадная ДНС, для генерации изображений в высоком разрешении. Идея каскадной ДНС состоит в последовательном использовании множества ДНС, повышающих разрешение.

Работа [15] была посвящена латентным ДНС. Идея, лежащая в основе данного типа ДНС достаточно проста: перед применением ПДП к высокоразмерному входу $x_0 \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{M}(N, \mu_R, \Sigma_R)$, производится проецирование $x_0 \rightarrow \widetilde{x}_0$ ($\widetilde{x}_0 \in \mathbb{R}^M, M \ll N$). Процесс проецирования производится с помощью сети-энкодера^{§§}. ДНС применяется к данным в низкой размерности \widetilde{x}_0 , после чего применяется каскадная ДНС для повышения разрешения данных.

Помимо перечисленных модификаций, существуют также модели на основе оценки градиента вероятности целевого распределения, использующие функции оценки Штена (Stein score) и метод динамического отжига Ланжевена, например, [16] и [17]. Однако

широкого практического распространения, данные модификации (на сегодняшний день) не получили.

Анализ изложенных выше различных модификаций ДНС позволяют сделать следующие выводы: во-первых, концептуальное ядро ДНС не изменяется, изменения касаются в основном пред- и постобработки данных (повышение разрешения данных, дополнительные сети классификации); во-вторых, намечается тенденция к объединению передовых архитектур (трансформеров и ДНС, например, CLIP-эмбеддинги).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе рассмотрен математический аппарат, лежащий в основе диффузионных нейронных сетей и проведена классификация существующих на сегодняшний день типов архитектур. Используя единую математическую нотацию описаны основные идеи модификации и развития современных ДНС. Приведенная в работе классификация позволяет сформировать общее представление об области. Вариации отдельных архитектур заключаются (в основном) в нюансах формирования датасетов, выборе гиперпараметров ДНС и обучения. Работа может полезна в качестве отправной точки для инженеров программного обеспечения и исследователей, которым необходимо познакомиться с основными концепциями ДНС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tunstall L., Werra L., Wolf T. Natural Language Processing with Transformers, Revised Edition. 1st edition. Sebastopol: O'Reilly Media, 2022. – 406 с.
2. Ho J., Jain A., Abbeel P. Denoising Diffusion Probabilistic Models: arXiv:2006.11239. arXiv, 2020.
3. Волков И.К., Зуев С.М., Цветкова Г.М. Случайные процессы: Учеб. для вузов. МГТУ им. Баумана, 1999. – 448 с.
4. Печинкин А.В., Тескин О.И., Цветкова Г.М. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. 3rd-е изд., испр. МГТУ им. Баумана, 2004. – 456 с.
5. Kingma D.P., Welling M. Auto-Encoding Variational Bayes. <https://arxiv.org/abs/1312.6114>, 09.03.2024.
6. Nichol A., Dhariwal P. Improved Denoising Diffusion Probabilistic Models. <https://arxiv.org/abs/2102.09672v1>, 09.03.2024.
7. Sutter T.M., Daunhawer I., Vogt J.E. Generalized Multimodal ELBO. <https://arxiv.org/abs/2105.02470>, 09.03.2024.
8. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвиль А. Глубокое обучение. Москва: «ДМК Пресс», 2017. – 652 с.
9. Sohl-Dickstein J. et al. Deep Unsupervised Learning using Nonequilibrium Thermodynamics. <https://arxiv.org/abs/1503.03585>, 09.03.2024.
10. Dhariwal P., Nichol A. Diffusion Models Beat GANs on Image Synthesis. <https://arxiv.org/abs/2105.05233>, 09.03.2024.
11. Nichol A. et al. GLIDE: Towards Photorealistic Image Generation and Editing with Text-Guided Diffusion Models. <https://arxiv.org/abs/2112.10741>, 09.03.2024.
12. Saharia C. et al. Photorealistic Text-to-Image Diffusion Models with Deep Language Understanding. <https://arxiv.org/abs/2205.11487>, 09.03.2024.
13. Ho J., Salimans T. Classifier-Free Diffusion Guidance / J. Ho, T. Salimans // NeurIPS 2021 Workshop on Deep Generative Models and Downstream Applications. 2021. – С. 1-8.
14. Ho J. et al. Cascaded Diffusion Models for High Fidelity Image Generation. <https://arxiv.org/abs/2106.15282>, 09.03.2024.
15. Rombach R. et al. High-Resolution Image Synthesis with Latent Diffusion Models. <https://arxiv.org/abs/2112.10752>, 09.03.2024.

16. Vincent P. A Connection Between Score Matching and Denoising Autoencoders / P. Vincent // Neural Computation. 2011. Vol. 23, № 7. – С. 1661-1674.
17. Song Y. et al. Sliced Score Matching: A Scalable Approach to Density and Score Estimation. <https://arxiv.org/abs/1905.07088>, 09.03.2024.

REFERENCES

1. Tunstall L., Werra L., Wolf T. Natural Language Processing with Transformers, Revised Edition. 1st edition. Sebastopol: O'Reilly Media, 2022. – 406 p.
 2. Ho J., Jain A., Abbeel P. Denoising Diffusion Probabilistic Models: arXiv:2006.11239. arXiv, 2020.
 3. Volkov I.K., Zuev C.M., Tsvetkova G.M. Stochastic process: Textbook for universities. MSTU Bauman, 1999. – 448 p.
 4. Pechinkin A.V., Teskin O.I., Tsvetkova G.M. Probability theory: Textbook. for universities. 3rd ed., rev. Bauman MSTU, 2004. – 456 p.
 5. Kingma D.P., Welling M. Auto-Encoding Variational Bayes. <https://arxiv.org/abs/1312.6114>, 09.03.2024.
 6. Nichol A., Dhariwal P. Improved Denoising Diffusion Probabilistic Models. <https://arxiv.org/abs/2102.09672v1>, 09.03.2024.
 7. Sutter T.M., Daunhawer I., Vogt J.E. Generalized Multimodal ELBO. <https://arxiv.org/abs/2105.02470>, 09.03.2024.
 8. Goodfellow Y., Bengio I., Courville A. Deep learning. Moscow: «DMK Press», 2017. – 652 p.
 9. Sohl-Dickstein J. et al. Deep Unsupervised Learning using Nonequilibrium Thermodynamics. <https://arxiv.org/abs/1503.03585>, 09.03.2024.
 10. Dhariwal P., Nichol A. Diffusion Models Beat GANs on Image Synthesis. <https://arxiv.org/abs/2105.05233>, 09.03.2024.
 11. Nichol A. et al. GLIDE: Towards Photorealistic Image Generation and Editing with Text-Guided Diffusion Models. <https://arxiv.org/abs/2112.10741>, 09.03.2024.
 12. Saharia C. et al. Photorealistic Text-to-Image Diffusion Models with Deep Language Understanding. <https://arxiv.org/abs/2205.11487>, 09.03.2024.
 13. Ho J., Salimans T. Classifier-Free Diffusion Guidance / J. Ho, T. Salimans // NeurIPS 2021 Workshop on Deep Generative Models and Downstream Applications. 2021. – Pp. 1-8.
 14. Ho J. et al. Cascaded Diffusion Models for High Fidelity Image Generation. <https://arxiv.org/abs/2106.15282>, 09.03.2024.
 15. Rombach R. et al. High-Resolution Image Synthesis with Latent Diffusion Models. <https://arxiv.org/abs/2112.10752>, 09.03.2024.
 16. Vincent P. A Connection Between Score Matching and Denoising Autoencoders / P. Vincent // Neural Computation. 2011. Vol. 23, № 7. – С. 1661-1674.
 17. Song Y. et al. Sliced Score Matching: A Scalable Approach to Density and Score Estimation. <https://arxiv.org/abs/1905.07088>, 09.03.2024.
-

^{**} Ковариационная матрица изотропного распределения описывается как $\Sigma = \sigma^2 \mathbf{I}$, где \mathbf{I} – единичная матрица

^{††} Под новыми данными из предметной област

ОТБОР ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Д.И. Беликов¹, А.А. Сапрыкин¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена методика комплексного отбора признаков для тренировки моделей машинного обучения в задаче прогнозирования сигнально-помеховой обстановки. Проведены сравнительные эксперименты с целью определения влияния предложенной методики на длительность обучения, ресурсоемкость и точность различных моделей машинного обучения. Определено, что предложенная методика позволяет уменьшить вычислительную сложность моделей при незначительном росте ошибки на тестовом множестве данных.

Ключевые слова: отбор признаков, машинное обучение, прогностические модели, сигнально-помеховая обстановка.

FEATURES SELECTION IN PROBLEMS OF SIGNAL-NOISE ENVIRONMENT PREDICTION

D.I. Belikov¹, A.A. Saprykin¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. A methodology of complex feature selection for training machine learning models in the task of predicting signal and noise environment is proposed. Comparative experiments are carried out to determine the influence of the proposed methodology on the training duration, resource intensity and accuracy of various machine learning models. It is determined that the proposed methodology allows to reduce the computational complexity of models with insignificant growth of error on the test data set.

Keywords: feature selection, machine learning, predictive models, signal-to-interference environment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение высококачественной передачи информации между отправителем и получателем является актуальной задачей радиосвязи. Однако этому могут мешать помехи, вызванные различными факторами. Одним из способов уменьшения их влияния является построение прогноза амплитудной мощности спектра в заданном диапазоне частот с последующим выбором наименее зашумленных участков для организации связи. В работе [1] рассматривается задача прогнозирования уровня помех с использованием алгоритмов машинного обучения, но не исследуется влияние уменьшения размерности пространства признаков (параметров) на результативность модели. Отбор признаков является ключевой операцией предварительной обработки данных, направленной на выбор наиболее значимых и информативных признаков. Устранение избыточных или нерелевантных признаков позволяет моделям более эффективно использовать данные, что в теории повышает точность и устойчивость модели к переобучению. Методы контролируемого отбора признаков можно условно разделить на методы с учетом модели и методы без учета модели, исходя из того, нужно ли явно определять прогностическую модель. В частности, к методам с учетом модели относятся подходы "обертки" и "встраивания", согласно [2]. В методах-обертках обучаемая модель рассматривается как "черный ящик". Во время каждой итерации определенное

количество признаков выбирается и заменяется на основе метрик оценки, предоставляемых моделью, чтобы проверить и определить лучшее подмножество признаков. Например, оптимизация муравьиной колонии (ACO) использовалась для отбора признаков при обработке изображений [3]. Вышеперечисленные методы основаны на запуске предиктора, что делает процедуру выбора признаков трудоемкой. Кроме того, при изменении моделей для последующего обучения обычно требуется повторное обучение оптимизированных признаков, поэтому эти методы склонны к перестройке [4]. Встроенные подходы – это еще одна разновидность методов с учетом модели, которые интегрируют процесс выбора признаков в процесс обучения. Они основываются на оптимизации градиентного спуска всей модели с несколькими этапами итеративного обучения, в частности, EXtreme Gradient Boosting (XGB) [5] и Random Forest (RF) [6] – два широко используемых встроенных алгоритма выбора признаков на основе деревьев решений. Lasso [7] использует регуляризацию L1 для увеличения разреженности входных параметров. Метод измеряет важность каждого признака, оценивая его роль и частоту использования в точках принятия решения о разбиении.

В последнее время глубокое обучение получило широкое распространение, и все большее число исследований посвящено использованию нейронных сетей для выбора встроенных признаков. В отличие от вышеупомянутых методов с учетом модели, отбор признаков без модели не зависит от алгоритма глубокого обучения и ранжирует признаки в соответствии с их статистическими свойствами, такими как взаимная информация, коэффициент корреляции, дисперсия и т. д. Как типичный метод без модели, RReliefF [8] измеряет важность признака, сравнивая различия признаков в экземплярах относительно целевой переменной. Другой способ измерения важности признака – оценка Фишера [9] для регрессии, которая ранжирует признаки по принципу корреляции параметра с целевой переменной. Статистические методы обычно характеризуются более низкой стоимостью вычислений и высокой гибкостью, не требуя априорных знаний. Эти методы обычно ранжируют признаки в соответствии с их внутренними свойствами, а основным недостатком является направленность на выявление линейных взаимосвязей между признаками и целевой группой, что приводит к потере информации, содержащейся в нелинейных взаимосвязях параметров и целевой переменной.

В данной работе предложен комплексный метод отбора признаков, включающий различные подходы, произведена оценка его эффективности и влияние на вычислительную сложность для различных моделей прогнозирования.

2. КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ОТБОРА ПРИЗНАКОВ

Операция отбора признаков может быть сформулирована следующим образом. Берется наблюдаемый набор входных данных $X \in R^{pxn}$, где p – количество признаков, n – количество выборок. $x_{i,j}$ представляет i -ый признак j -ой выборки, а X_i обозначает i -ый признак по всем выборкам. Для задачи регрессии метки обозначаются как $Y \in R^n$ и представляют собой дискретные переменные. Используем $S \subseteq \{1, 2, \dots, p\}$ для обозначения индексов подмножества признаков. Цель отбора признаков – найти такое подмножество признаков $X_S = \{X_i : i \in S\}$, чтобы $L(f_\theta(X_S), Y)$ было минимизировано настолько, насколько это возможно. Здесь L – это функция потерь, а $f_\theta(\cdot)$ – модель машинного обучения.

Подделками для множества признаков $X = (X_1, \dots, X_p)$ называется новое множество случайных переменных $\tilde{X} = (\tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_p)$ удовлетворяющих двум следующим условиям:

(а) для любого подмножества $S \subset \{1, \dots, p\}$ ($=^d$ обозначение равности в распределении, определение перестановки будет дано ниже),

$$(X, \tilde{X})_{swap(S)} \stackrel{d}{=} (X, \tilde{X}) \quad (1)$$

(b) (X, \tilde{X}) для вектора целевой переменной Y .

Свойство (b) гарантирует что \tilde{X} выбирается условно независимым от Y .

Вектор $(X, \tilde{X})_{swap(S)}$ получается из вектора (X, \tilde{X}) перестановкой входящих X_j и \tilde{X}_j для любого $j \in S$; например, если $p = 3$ и $S = \{2, 3\}$.

$$(X, \tilde{X}) \sim \mathbb{N}(0, G), \text{ где } (X_1, X_2, X_3, \tilde{X}_1, \tilde{X}_2, \tilde{X}_3)_{swap(\{2, 3\})} \stackrel{d}{=} (X_1, \tilde{X}_2, \tilde{X}_3, \tilde{X}_1, X_2, X_3).$$

Из (1) следует, что оригиналы и подделки признаков попарно взаимозаменяемы. Любое подмножество оригиналов при перестановке с подделками не изменяет совместного распределения. Предположим, что $X \sim \mathbb{N}(0, \Sigma)$.

Тогда совместное распределение (1) может быть представлено, как

$$(X, \tilde{X}) \sim \mathbb{N}(0, G), \text{ где } G = \begin{pmatrix} \Sigma & \Sigma - diag(s) \\ \Sigma - diag(s) & \Sigma \end{pmatrix},$$

а $diag(s)$ – диагональная матрица, выбранная так, что совместная ковариационная матрица G положительна, а распределение, полученное при перестановке оригиналов и подделок, является Гауссовым [10].

Таким образом возможно генерировать подделки путем выборки из условного распределения

$$\tilde{X}|X \stackrel{d}{=} \mathbb{N}(\mu, V), \quad (2)$$

где μ и V берутся из классических формул для регрессии:

$$\mu = X - X\Sigma^{-1}diag(s), V = 2diag(s) - diag(s)\Sigma^{-1}diag(s)$$

Для поиска релевантных признаков вычислим статистику W_j для каждого $j \in \{1, \dots, p\}$, высокий положительный уровень W_j свидетельствует о том, что признак X_j является значимым. И эта статистика зависит не только от целевой переменной, но и от подделок:

$$W_j = w_j\{(X, \tilde{X}), y\} \quad (3)$$

для некоторой функции w_j . А также обладает свойством изменения знака при перестановке оригиналов и подделок так, что:

$$w_j\{(X, \tilde{X})_{swap(S)}, y\} = \begin{cases} w_j\{(X, \tilde{X}), y\}, & j \notin S, \\ -w_j\{(X, \tilde{X}), y\}, & j \in S. \end{cases}$$

где $(X, \tilde{X})_{swap(S)}$ – матрица, полученная путем перестановки оригиналов множества S .

Для оценки значимости признаков, качестве функции w_j , были использованы следующие алгоритмы подсчета статистики: случайный лес, RRelieFF, взаимная информация, симметричная неопределенность, F-тест, коэффициент корреляции Пирсона, метод LASSO.

Случайный лес (RF) [11] – широко используемый алгоритм ансамблевого обучения, основанные на древовидной структуре, используемый для оценки признаков. После тренировки на множестве $D_n = \{(X_i, Y_i)\}_{i=1}^n$, для каждого элемента множества записывается ошибка неотобранных элементов, затем для каждого дерева такая ошибка усредняется по всему случайному лесу. Для того, чтобы оценить важность j -го параметра после тренировки, значения j -го параметра перемешиваются для всех записей множества и ошибка неотобранных элементов вычисляется снова. Важность параметра оценивается путем усреднения по всем деревьям разности показателей ошибок неотобранных элементов до и после перемешивания значений. При этом значения таких ошибок нормализуются на стандартное отклонение.

RRelieFF (Regressional ReliefF) [8] определяет важность признаков на основании оценки разности соседних образцов текущего и соседнего класса признаков. В частности,

если наблюдается разница в значениях признака для двух ближайших соседей одного класса, его важность снижается, а если наоборот, наблюдается различие между значениями признака для объектов разных классов, важность, соответственно повышается:

$$W(X) = \frac{P_{Y|X}P_X}{P_{diffY}} - \frac{(1-P_{Y|X})P_X}{1-P_Y}, P_Y = P(\hat{Y}_i|Y_i), P_{Y|X} = P(\hat{Y}_i|(X_i, Y_i)) \quad (4)$$

Взаимная информация (Mutual information) [12] – статистическая функция двух случайных величин, описывающая количество информации, содержащееся в одной случайной величине относительно другой. Определяется через энтропию и условную энтропию двух случайных величин:

$$\begin{aligned} I(X, Y) &= H(X) - H(X|Y), \text{ где} \\ H(X) &= -\sum_x p(x) \log p(x) = -E[\log(p(x))], \\ H(X|Y) &= -\sum_{x,y} p(x,y) \log p(x|y) = -E[\log(p(x|y))] \end{aligned} \quad (5)$$

Симметричная неопределенность (SU) [13] – мера корреляции между признаками и целевой переменной.

$$SU(X, Y) = 2 * I(X, Y)/(H(X) + H(Y)) \quad (6)$$

где $H(X)$ и $H(Y)$ – энтропии, основанные на вероятностях, связанных с каждым признаком и значением целевой переменной соответственно, а $I(X, Y)$ – взаимная информация.

F-тест или критерий Фишера (F-критерий, ф-критерий) [9] – это статистический метод, основанный на измерении внутриклассовых и межклассовых различий. Для случая линейной регрессии с нормально распределенными случайными ошибками статистика определяется по формуле:

$$F = \frac{R^2/(k-1)}{(1-R^2)/(n-k)} \quad (7)$$

где k – количество параметров модели, n – объем выборки, R^2 – коэффициент детерминации, определяемый по формуле:

$$R^2 = 1 - \frac{D[y|x]}{D[y]}$$

$D[y|x] = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2$, $D[y] = \sum_{i=1}^n (y_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i)^2$, где y_i, \hat{y}_i – фактические и расчетные значения объясняемой переменной.

Коэффициент корреляции Пирсона [14], известный также как коэффициент парной корреляции или коэффициент корреляции произведения моментов. Коэффициент Пирсона, представляет собой статистику, которая измеряет величину линейной связи между двумя переменными. Вычисляется по формуле:

$$r = \frac{\sum (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 \sum (y_i - \bar{y})^2}} \quad (8)$$

Метод LASSO [15], где значимость признака оценивается соответствующими коэффициентами линейной модели $Y = X\hat{\beta} + \varepsilon$, которые находятся из решения задачи минимизации среднеквадратичной ошибки, при этом в функцию потерь добавляется штраф на величину коэффициентов:

$$\hat{\beta} = \operatorname{argmin} \left(\sum_{i=1}^n (y_i - \sum_{j=1}^p \beta_j x_{ij})^2 + \lambda |\beta| \right) \quad (9)$$

где λ – параметр регуляризации, имеющий смысл штрафа за сложность.

3. АПРОБАЦИЯ МЕТОДА ОТБОРА ПРИЗНАКОВ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Для проведения эксперимента в качестве набора данных были взяты данные об амплитуде спектральной плотности мощности шума на частотах 6761 и 9156 кГц, продолжительностью 15 месяцев и ежеминутной частотой отсчетов [1]. В качестве признаков: различные метеорологические данные, информация о состоянии солнечной активности, различные авто-регрессионные компоненты. Весь набор данных был нормализован и приведен к размерности от 0 до 1, а также разделен на четыре последовательных, непересекающихся множества для отбора признаков, для обучения модели, для валидации и для тестирования. Первым этапом производилось расширение пространства признаков при помощи метода генерации подделок (2, 3), затем полученное множество признаков оценивалось совокупностью методов (4-9). Полученные оценки были пронормированы и усреднены. Признаки с порогом значимости менее 10% были заменены признаком «lin_comb», полученным их линейной комбинацией с весовыми коэффициентами равными значимости соответствующего признака. Выделено оптимизированное подмножество, состоящее из комбинированного признака и признаков с уровнем значимости больше порогового значения. Проведено обучение различных моделей с фиксированными гиперпараметрами на полном и оптимизированном множестве признаков с валидацией на соответствующем наборе данных. Набор моделей машинного обучения состоит из: классического статистического алгоритма (ARIMA); алгоритмов основанных на деревьях решений (RandomForest, XGBoost); нейросетевых алгоритмов (авто-регрессионные рекуррентные сети – DeepAR, временные сверточные сети – TCN, многослойный персепtron – MLP и др.). Построение прогноза происходило на тестовом наборе данных с последующей оценкой по метрикам MSE (среднеквадратическое отклонение), MAE (средняя абсолютная ошибка), MAPE (средняя абсолютная процентная ошибка), SMAPE (симметричная средняя абсолютная процентная ошибка).

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2, \quad MAE = \frac{1}{n} \sum |y_i - \hat{y}_i|,$$

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{y_i} \times 100, \quad SMAPE = \frac{100}{n} \times \sum_{i=1}^n \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{(|y_i| + |\hat{y}_i|)/2}$$

Сравнительные результаты оценки точности прогностических моделей обученных на полном и оптимизированном наборах признаков, а также время обучения представлены в таблице 1, где величина ошибки модели, обученной на оптимизированном наборе признаков отображена в процентном изменении относительно ошибки модели при обучении на соответствующем полном наборе.

Таблица 1

metric	Data	Train time, s	ARIMA	RFr	XGBr	LGBMr	VTF	TFT
mae	Fst	31409	0,01015	0,013	0,01094	0,01185	0,04918	0,01026
	Fst opt	-75%	+15%	-5%	-1%	-7%	+12%	+4%
	Sec	30861	0,01066	0,01123	0,01015	0,01142	0,0435	0,01054
	Sec opt	-76%	+0%	-3%	+2%	-5%	+33%	+4%
mse	Fst	30105	0,00017	0,00026	0,00019	0,00021	0,00263	0,00016
	Fst opt	-70%	+14%	-8%	+1%	-8%	+24%	+6%
	Sec	30439	0,00017	0,00019	0,00017	0,0002	0,00205	0,00017
	Sec opt	-73%	+2%	-5%	-5%	-13%	+70%	+10%

	Fst	29762	0,0131	0,016	0,01386	0,01443	0,05124	0,01277
	Fst opt	-68%	+7%	-4%	+1%	-4%	+11%	+3%
	Sec	31143	0,01317	0,01394	0,01305	0,01401	0,04532	0,01294
	Sec opt	-72%	+1%	-2%	-2%	-7%	+30%	+5%
mape	Fst	29076	2,97977	3,8322	3,20623	3,49371	14,67455	3,00739
	Fst opt	-70%	+14%	-5%	+0%	-7%	+12%	+5%
	Sec	30512	3,53202	3,73722	3,36491	3,79373	14,49535	3,48294
	Sec opt	-76%	+1%	-3%	+2%	-5%	+32%	+3%
smape	Fst	32103	2,97569	3,79441	3,20081	3,46027	13,57988	3,01187
	Fst opt	-72%	+15%	-5%	-1%	-7%	+11%	+4%
	Sec	32679	3,52638	3,70977	3,34456	3,7672	13,42088	3,47864
	Sec opt	-73%	+0%	-3%	+3%	-5%	+30%	+4%
		TCN	MLP	RNN	LSTM	Informer	DeepAR	Mean
mae	Fst	0,01307	0,02957	0,05345	0,02395	0,02939	0,01182	0,0222
	Fst opt	+8%	-74%	-69%	-23%	+3%	-7%	-12%
	Sec	0,02206	0,01682	0,0132	0,01875	0,01366	0,01154	0,0161
	Sec opt	-8%	+14%	+16%	+31%	+87%	-3%	+14%
mse	Fst	0,00028	0,00103	0,00399	0,00097	0,00101	0,00022	0,000927
	Fst opt	+21%	-90%	-90%	-44%	+5%	-14%	-15%
	Sec	0,00068	0,00044	0,00025	0,00055	0,00028	0,0002	0,000446
	Sec opt	+9%	+33%	+39%	+63%	+39%	+0%	+20%
rmse	Fst	0,01673	0,03202	0,06317	0,03117	0,03185	0,01495	0,02594
	Fst opt	+77%	-69%	-69%	-25%	+3%	-7%	-6%
	Sec	0,026	0,02099	0,01579	0,02335	0,01661	0,01424	0,0191
	Sec opt	+4%	+17%	+23%	+28%	+84%	+0%	+15%
mape	Fst	3,86156	8,85897	15,67793	7,07285	8,80457	3,47873	6,5790
	Fst opt	+47%	-74%	-69%	-23%	+3%	-6%	-9%
	Sec	7,18193	5,60143	4,32821	6,23178	4,40634	3,87601	5,3360
	Sec opt	-7%	+18%	+15%	+30%	+35%	-3%	+10%
smape	Fst	3,80732	8,41958	17,41656	6,74346	8,36976	3,45374	6,5194
	Fst opt	+89%	-73%	-73%	-21%	+3%	-6%	-5%
	Sec	7,51173	5,38453	4,40706	5,97812	4,5235	3,79051	5,2369
	Sec opt	-8%	+19%	+11%	+43%	+58%	-4%	+12%
	Среднее изменение ошибки на оптимизированном подмножестве							+2%
	Среднее изменение длительности тренировки моделей							-72%
	Fst – 6761 кГц; Sec – 9156 кГц; метка opt обозначает оптимизированное множество							

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенного анализа на основе экспериментальных данных позволяют сделать вывод о том, что уменьшение размерности пространства признаков с 31 до 18 снижает время обучения на 72% и объем использования VRAM памяти на 50% (с 11 до 5,5Гб) за счет незначительного уменьшения средней точности моделей (в зависимости от типа модели изменение уровня ошибки составило от -90% до +89% относительно оптимизированного множества признаков). Это позволяет сделать вывод об эффективности предложенного алгоритма расширения пространства признаков с

последующей оценкой их значимости и фильтрацией при моделировании задач подобного рода, а также о необходимости проведения процедуры отбора признаков перед обучением прогностических моделей.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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.
2. Khalid, Z. M. and Zeebaree, S. R. M. Big Data Analysis for Data Visualization: A Review, International Journal of Science and Business, 5(2), 2021, 64-75.
<https://doi.org/10.5281/zenodo.4481357>
3. Chen, B., Chen, L., and Chen, Y. Efficient ant colony optimization for image feature selection. Signal processing, 2013, 93(6):1566–1576.
4. Gan, M. and Zhang, L. Iteratively local fisher score for feature selection. Applied Intelligence, 2021, 51:6167–6181.
5. Chen, T. and Guestrin, C. Xgboost: A scalable tree boosting system. In Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD international conference on knowledge discovery and data mining, 2016, 785–794.
6. Díaz-Uriarte, R. and Alvarez de Andres, S. Gene selection and classification of microarray data using random forest. BMC bioinformatics, 2006, 7:1–13.
7. Tibshirani, R. Regression shrinkage and selection via the lasso. Journal of the Royal Statistical Society Series B: Statistical Methodology, 1996, 58(1):267–288.
8. Robnik-Sikonja, M. and Kononenko, I. Theoretical and empirical analysis of reliefF and rreliefF. Machine learning, 2003b, 53:23–69.
9. Gu, Q., Li, Z., and Han, J. Generalized fisher score for feature selection, 2012
<https://arXiv:1202.3725>.
10. Barber, R. F. and Candès, E. J. Controlling the false discovery rate via knockoffs. Ann. Statist., 2015, 43(5):2055–2085.
11. L. Breiman. Random Forests. Machine learning, 2001, 45(1):5–32.
12. A. Kraskov, H. Stogbauer and P. Grassberger, “Estimating mutual information”. Phys. Rev. E, 2004, – 69.
13. Gustavo Sosa-Cabrera, Miguel García-Torres, Santiago Gómez-Guerrero, Christian E. Schaefer, Federico Divina. A multivariate approach to the symmetrical uncertainty measure: Application to feature selection problem, Information Sciences, Volume 494, 2019, ISSN 0020-0255, 1-20
<https://doi.org/10.1016/j.ins.2019.04.046>.
14. Sedgwick, P. Pearson’s Correlation Coefficient. British Medical Journal, 2012, e4483, – 345.
<https://doi.org/10.1136/bmj.e4483>
15. Robert Tibshirani, Regression Shrinkage and Selection via the Lasso. Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological), Vol. 58, No. 1, 1996, 267-288

REFERENCES

1. Radiolocation, Navigation, Communication : collection of works of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 v. / Voronezh State University ; JSC «Concern “Sozvezdie”». – Voronezh: VSU Publishing House, 2023.
2. Khalid, Z. M. and Zeebaree, S. R. M. Big Data Analysis for Data Visualization: A Review, International Journal of Science and Business, 5(2), 2021, 64-75.

- <https://doi.org/10.5281/zenodo.4481357>
3. Chen, B., Chen, L., and Chen, Y. Efficient ant colony optimization for image feature selection. *Signal processing*, 2013, 93(6):1566–1576.
 4. Gan, M. and Zhang, L. Iteratively local fisher score for feature selection. *Applied Intelligence*, 2021, 51:6167–6181.
 5. Chen, T. and Guestrin, C. Xgboost: A scalable tree boosting system. In *Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD international conference on knowledge discovery and data mining*, 2016, 785–794.
 6. Díaz-Uriarte, R. and Alvarez de Andres, S. Gene selection and classification of microarray data using random forest. *BMC bioinformatics*, 2006, 7:1–13.
 7. Tibshirani, R. Regression shrinkage and selection via the lasso. *Journal of the Royal Statistical Society Series B: Statistical Methodology*, 1996, 58(1):267–288.
 8. Robnik-Sikonja, M. and Kononenko, I. Theoretical and empirical analysis of reliefF and rreliefF. *Machine learning*, 2003b, 53:23–69.
 9. Gu, Q., Li, Z., and Han, J. Generalized fisher score for feature selection, 2012
<https://arxiv.org/abs/1202.3725>.
 10. Barber, R. F. and Candès, E. J. Controlling the false discovery rate via knockoffs. *Ann. Statist.*, 2015, 43(5):2055–2085.
 11. L. Breiman. Random Forests. *Machine learning*, 2001, 45(1):5–32.
 12. A. Kraskov, H. Stogbauer and P. Grassberger, “Estimating mutual information”. *Phys. Rev. E*, 2004, – 69.
 13. Gustavo Sosa-Cabrera, Miguel García-Torres, Santiago Gómez-Guerrero, Christian E. Schaefer, Federico Divina. A multivariate approach to the symmetrical uncertainty measure: Application to feature selection problem, *Information Sciences*, Volume 494, 2019, ISSN 0020-0255, 1-20
<https://doi.org/10.1016/j.ins.2019.04.046>.
 14. Sedgwick, P. Pearson’s Correlation Coefficient. *British Medical Journal*, 2012, e4483, – 345.
<https://doi.org/10.1136/bmj.e4483>
 15. Robert Tibshirani, Regression Shrinkage and Selection via the Lasso. *Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological)*, Vol. 58, No. 1, 1996, 267-288

ОЦЕНКА МЕР БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ДОКУМЕНТАМИ

В. В. Кунакбаев¹, С. В. Яковлев¹, К. В. Яцук¹

¹Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС «ВВА»), Челябинск, Россия

Аннотация. В данной статье представлен детальный анализ мер безопасности системы управления электронными документами, выявивший, что оптимальная производительность программного обеспечения достигается благодаря использованию технологии P2P. Эта технология способствует повышению надежности системы при атаках на компоненты узлов связи в рамках информационно-телекоммуникационных сетей.

Ключевые слова: электронный документооборот, система электронного документооборота, система защиты, безопасность.

ASSESSMENT OF SECURITY MEASURES IN THE ELECTRONIC DOCUMENT MANAGEMENT SYSTEM

V. V. Kunakbaev¹, S. V. Yakovlev¹, K. V. Yatsuk¹

¹Branch of the Military Training and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy" in Chelyabinsk (branch of the VUNTS of the Air Force "VVA"), Chelyabinsk, Russia

Abstract. This article presents a detailed analysis of the security measures of an electronic document management system, revealing that optimal software performance is achieved through the use of P2P technology. This technology helps to increase system reliability during attacks on components of communication nodes within information and telecommunication networks.

Keywords: electronic document management, electronic document management system, protection system, security.

1. ВВЕДЕНИЕ

Функционал систем управления электронными документами разрабатывается с учетом задач, стоящих перед организацией в области автоматизации документооборота. В основу электронного документооборота входят такие ключевые операции, как создание, регистрация, классификация, поиск и хранение документов в электронном виде, а также управление их маршрутизацией и согласованием. Специализированное программное обеспечение для электронного документооборота облегчает обмен документами между участниками процесса, предоставляя при этом широкий спектр функций:

Разработка и внедрение электронных документов с возможностью создания атрибутных карточек;

Автоматизация создания стандартизованных документов путем интеграции переменных данных;

Эффективный поиск и управление атрибутными карточками документов;

Использование шаблонов для формирования официальных документов организации;

Надежное сохранение документов в требуемых форматах;

Оптимизация маршрутизации документов и контроль за их движением;

Ведение необходимой документации, включая журналы, классификаторы и справочники;

Регистрация и упорядочивание документов;

Координация процесса согласования документов;

Анализ и отслеживание движения и исполнения документов. Данная система представляет собой интегрированное решение, направленное на обеспечение бесперебойного обмена электронными документами между участниками процесса, включая меры по обеспечению информационной безопасности, такие как аутентификация пользователей, электронная подпись, шифрование данных и контроль за действиями в системе).

2. ОСОБЕННОСТИ И АРХИТЕКТУРА СИСТЕМ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА

Системы электронного документооборота (СЭД) различаются своими уникальными функциями, обогащая потенциал применения за счет интеграции с разнообразными внешними системами. В дополнение к стандартному набору возможностей, СЭД может включать в себя модули, такие как электронный архив, оснащенный продвинутыми инструментами для сканирования, цифровизации бумажной документации и управления архивным хранилищем. Системы, предназначенные для управления проектной документацией, способны обрабатывать графические файлы в различных форматах.

В России особенностью внутреннего электронного документооборота является его иерархическая структура: документы проходят через многоуровневую систему согласований и утверждений руководящими звеньями до достижения исполнителя. Эта система включает в себя регистрацию, подготовку отчетов и контроль за исполнением документов.

Выбор подходящей СЭД должен основываться на ее соответствии специфическим требованиям организации, включая соответствие отраслевым стандартам, целям и задачам организации, уровень поддержки от поставщика, масштабируемость системы, доступность документации для администрирования и настройки, а также обеспечение безопасности данных в соответствии с политикой безопасности организации, время восстановления после сбоев и общая стоимость владения системой.

Современная СЭД является автоматизированной информационной системой для управления электронными документами, обеспеченнной комплексными средствами защиты информации на программном и техническом уровнях. Она может быть структурирована на четыре ключевые подсистемы:

Обработка электронных документов, включающая в себя:

Систему ввода и вывода;

Систему хранения;

Систему обработки документов;

Систему приема и передачи информации.

Обеспечение информационной безопасности, состоящее из:

Системы разграничения доступа;

Системы аутентификации;

Электропитание;

Пользователи СЭД.

Эта архитектура подчеркивает комплексный подход к обеспечению эффективности и безопасности в управлении электронными документами в организации.

3. МОДЕЛЬ УГРОЗ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОННОГО ДКО

Ключевые аспекты информационной безопасности включают в себя анализ и меры противодействия следующим элементам, критическим для защиты электронных документов:

- **Угрозы:** объединение условий и факторов, создающих потенциал для нарушения безопасности информации, чья реализация способна причинить значительный урон.
- **Уязвимости:** специфические состояния системы, увеличивающие шансы на реализацию угроз.
- **Риск:** вероятность ущерба системе электронного документооборота в результате активации угроз через существующие уязвимости.
- **Нейтрализация:** меры, направленные на минимизацию уязвимостей и рисков.

Основные типы угроз для любой информационной системы, включая системы электронного документооборота, охватывают:

- **Целостность информации:** риск повреждения или неавторизованной модификации данных.
- **Доступность информации:** риск ограничения или препятствия в доступе к информации.
- **Конфиденциальность информации:** риски, связанные с несанкционированным распространением, кражей или доступом к информации третьими лицами.

Система защиты должна гарантировать стойкость к этим угрозам, оберегая как данные внутри системы, так и её функциональную работоспособность.

Источники угроз могут быть как внешними, так и внутренними:

- **Внешние злоумышленники:** лица, не имеющие официального доступа к системе, ищащие уязвимости для разработки вредоносного ПО или других видов атак в личных или коммерческих целях.
- **Сотрудники организации:** пользователи с легальным доступом, которые могут нанести ущерб системе, даже непреднамеренно.
- **Администраторы системы:** обладатели наивысших привилегий и глубоких знаний о системе, представляющие значительный потенциал угрозы из-за возможности непосредственного воздействия на систему.

Разновидности угроз:

- **Несанкционированный доступ:** включает взломы, перехват данных, компрометацию ключей доступа и прочие средства нелегального получения информации.
- **Утечка информации:** может происходить как случайно, так и умышленно, включая действия инсайдеров, взломы и кражи информации.
- **Потеря данных:** включает риски, связанные с ошибками персонала, сбоями оборудования или действиями злоумышленников, приводящими к повреждению или утрате данных.

Эффективная система защиты в системах электронного документооборота должна учитывать эти аспекты, предлагая комплексные решения для предотвращения, обнаружения и реагирования на потенциальные угрозы и атаки.

4. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОННОГО ДКО

Эффективность защиты информации в автоматизированных системах, включая СЭД, основывается на нескольких критически важных принципах:

Законность и обоснованность: всякая защита должна быть законной и обоснованной.

Системность: защита должна учитывать все элементы, взаимосвязи и изменения в системе.

Комплексность: использование разнообразных защитных средств для покрытия всех возможных угроз без оставления уязвимых мест.

Непрерывность: защитные механизмы должны функционировать на протяжении всего жизненного цикла информационной системы.

Достаточность: необходим баланс между степенью защиты и затратами на её поддержание.

Гибкость: система должна быть адаптивной к изменяющимся требованиям и условиям.

Открытость алгоритмов: алгоритмы защиты должны быть известны, однако ключевая информация о параметрах системы защиты должна оставаться скрытой.

Простота использования: механизмы защиты должны быть понятны и удобны для пользователей.

Для противостояния угрозам несанкционированного доступа и обеспечения защиты конфиденциальной информации и целостности данных, системы используют комплексные меры, рекомендованные регулирующими органами, такими как ФСТЭК и ФСБ, включая как встроенные, так и дополнительные механизмы защиты.

Аутентификация является ключевым элементом защиты, предлагая множество методов проверки личности, включая парольную аутентификацию, биометрические методы, одноразовые пароли, аутентификацию через ЭЦП, аппаратные токены и многофакторную аутентификацию. Эти методы помогают в определении уровня доступа пользователей и защите от внешних и внутренних угроз.

Разграничение доступа определяет, какие данные доступны пользователю, обеспечивая защиту на уровне системы. Это может включать как дискретное, так и мандатное управление доступом, где права на доступ распределяются с учетом роли пользователя и классификации информации.

Резервирование данных и протоколы безопасности, такие как HTTPS, обеспечивают дополнительные уровни защиты. HTTPS защищает передачу данных между клиентом и сервером с использованием шифрования SSL/TLS, тем самым обеспечивая конфиденциальность и защиту данных от перехвата.

Рассмотрение СЭД, таких как Directum RX, демонстрирует, как современные системы внедряют эти принципы и механизмы для обеспечения комплексной безопасности. Directum RX предлагает криптографическую защиту, многоуровневое резервирование данных и протокол HTTPS для шифрования трафика. Также в системе реализовано гибкое разграничение доступа и возможности шифрования на уровне документов, что позволяет обеспечить высокий уровень безопасности данных.

Важно понимать, что для максимальной эффективности защиты информации в СЭД требуется комплексный подход, включающий в себя как встроенные механизмы безопасности, так и постоянное соблюдение принципов информационной безопасности.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение шифрования на основе сертификатов предлагает значительные преимущества перед парольным шифрованием, особенно учитывая, что пользователю не требуется запоминать сложные пароли для каждого документа, снижая тем самым риск потери доступа к важным данным. Электронная подпись дополнительно укрепляет подлинность электронных документов, гарантируя, что сертификат открытого ключа каждого пользователя должен быть должным образом зарегистрирован в системе, в то время как секретный ключ, который пользователь должен надежно хранить, обеспечивает его идентификацию и ответственность.

В системе Directum RX применение внешних носителей, таких как rutoken и eToken, добавляет дополнительный слой безопасности для пользователей, облегчая управление ключами шифрования и электронной подписью. Кроме того, детализированное протоколирование действий пользователей позволяет эффективно отслеживать любые операции в системе, что обеспечивает возможность быстрого выявления и реагирования на инциденты безопасности, включая не только нарушения со стороны пользователей, но и технические сбои.

В заключение, система электронного документооборота Directum RX демонстрирует комплексный и многоуровневый подход к обеспечению информационной безопасности, внедряя продвинутые технологии шифрования, аутентификации и протоколирования. Такая стратегия позволяет не только защитить ценные данные от внешних и внутренних угроз, но и обеспечить высокую степень доверия и ответственности среди пользователей системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Багрецов С.А., Лаута О.С., Михаил И.И., Иванов Д.А. Методика обоснования рационального количества резервных каналов связи в информационно-телекоммуникационной сети // Электросвязь. 2020. № 8. С. 31-38.
2. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.
3. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
4. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

REFERENCES

1. Bagretsov S.A., Lauta O.S., Mikhail I.I., Ivanov D.A. Methodology for substantiating the rational number of backup communication channels in an information and telecommunication network // Elektrosvyaz. 2020. No. 8. Pp. 31-38.
2. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Soloviev D.V. Application of artificial intelligence methods in problems of ensuring information security // Modern information technologies. 2018. P. 162.
3. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Methodological issues. Moscow: Radiotekhnika, 2006. 424 p.
4. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for assessing the effectiveness of information and telecommunication network protection in the context of targeted cyber-attacks // Issues of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РАДИОЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ

Д.Е. Зачатейский^{1,2}, М.П. Зубков^{1,2}, Д.В. Сысоев^{1,2}

¹Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

²АО «Омский НИИ приборостроения» (АО «ОНИИП»), Омск, Россия

Аннотация. В докладе представлены результаты анализа возможных способов построения систем поддержки принятия решений дежурного по связи надводного корабля при распределении радиочастотных ресурсов и предложения по их практической реализации в перспективных корабельных комплексах связи.

Ключевые слова: радиочастота; интеллектуальное управление; поддержка принятия решений.

DECISION-MAKING SUPPORT IN THE MANAGEMENT OF THE RADIO FREQUENCY RESOURCE OF THE SHIP'S COMMUNICATION COMPLEX

D.E. Zachateiskiy^{1,2}, M.P. Zubkov^{1,2}, D.V. Sysoev^{1,2}

¹Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics)

²JSC «Omsk Research Institute of Instrumentation»

Abstract. The report presents the results of an analysis of possible ways to build decision support systems for a surface ship communications officer and proposals for their practical implementation in promising ship communications complexes.

Keywords: radio frequency; intelligent management; decision-making support.

1. ВВЕДЕНИЕ

Концепция формирования интеллектуальных систем поддержки принятия решений (Decision of Intellectual Support System – DISS или СИППР) в интересах управления военной связью предложена в [1]. К одной из основных функций таких информационных систем отнесено обеспечение оценки эффективности процессов военной связи при различных вариантах её организации. В состав СИППР должны входить: комплекс программ, позволяющих производить оценку эффективности принимаемых решений по результатам моделирования работы систем военной связи в заданной обстановке; база данных (и/или) знаний, содержащая сведения об обстановке, противнике, возможностях и состоянии элементов и средств связи, обеспечивающих исходными данными работу моделирующего комплекса системы связи соответствующего звена; программно-аппаратный интерфейс пользователя, обеспечивающий функционирование элементов СИППР, как единого целого, и удобство их использования [1].

Рассмотрим реализацию базовых принципов данной концепции на примере решения задачи распределения радиочастотного ресурса, выделенного для комплекса связи корабля. При этом отметим следующее. Современные корабельные комплексы связи объединяют (интегрируют) подсистемы радиосвязи средневолнового (СВ), коротковолнового (КВ) и ультракоротковолнового (УКВ) диапазонов, а также станции спутниковой связи. Примем, что наиболее сложной является организация дальней связи в КВ диапазоне и эффект от применения СИППР должен наиболее ярко применяться

применительно к данным системам. Работу корабельного комплекса связи требуется обеспечить в условиях сложной электромагнитной обстановки, характерной для совмещенных КВ радиоцентров, Большой территориальный разнос между приемными и передающими антennами невозможен. При этом направленные антенны на кораблях практически не используются. Наиболее применяемой конструкцией в корабельных АФУ КВ диапазона является несимметричный вертикальный вибратор или «штыревая антenna». На аппаратном уровне требуется обеспечить частотную селекцию сигналов. На уровне организации связи – максимально возможный частотный разнос между передающими и приемными трактами связи.

Целью данной работы стало обоснование возможных способов решения обозначенных выше задач.

2. КОМПЛЕКС ПРОГРАММ СИППР

Как отмечено выше, комплекс программ СИППР должен обеспечивать возможность оценки эффективности принимаемых решений по результатам моделирования работы систем военной связи в заданной обстановке. Критериями эффективности в данном случае предлагается считать:

- возможность организации связи на назначаемой дежурным по связи радиочастоте с учетом особенностей ионосферного распространения радиоволн. Другими словами, назначаемые частоты должны быть не выше максимально применимых частот радионаправления (МПЧ), при этом желательно применять радиочастоты максимально близкие к МПЧ, так как именно на них обеспечивается наименьшее поглощение энергии радиоволны в слое D ионосферы.

- соблюдение минимально допустимого частотного разноса, определяемого качеством преселекторов радиоприемных устройств (РПУ), применяемых в корабельных комплексах связи. Преселектор является одной из обязательных составных частей приемного тракта КВ радиосвязи, реализуемого корабельным комплексом. Его применение позволяет «сблизить» значения радиочастот, назначаемых для приема и передачи радиосигналов. Вместе с тем, это «сближение» должно контролироваться СИППР и, при прогнозируемом попадании сигнала передающего тракта в полосу частот преселектора РПУ, дежурному по связи должно выдаваться соответствующее сообщение, либо производиться блокировка его ошибочных действий.

- назначение радиочастот в полосах в наименьшей степени подверженных воздействию радиопомех со стороны сторонних радиостанций. При нахождении корабля в составе группировки влияние на радиоприем РПДУ «соседних» кораблей весьма вероятно и это также следует учитывать при решении задач распределения радиочастотного ресурса.

Таким образом в комплекс программ СИППР должны входить:

- программы прогнозирования условий ионосферного распространения радиоволн;
- программы моделирования электромагнитной обстановки (ЭМО), создаваемой средствами связи корабля;

- программы цифровой обработки сигналов «контрольных» РПУ, обеспечивающих panoramic radiopriem в некотором диапазоне радиочастотного спектра и позволяющих оценить уровень помех, создаваемых сторонними радиостанциями.

Пример прогнозного расчета значений МПЧ, наименьшей применимой частоты (НПЧ) и оптимальной рабочей частоты (ОРЧ) приведен на рисунке 1. Горизонтальными линиями на данном рисунке показаны значения рассматриваемых при прогнозировании рабочих частот радионаправления. Проекция точек пересечения горизонтальных линий и временной зависимости МПЧ на ось времени позволяет оценить время доступности данных радиочастот для ведения радиосвязи.

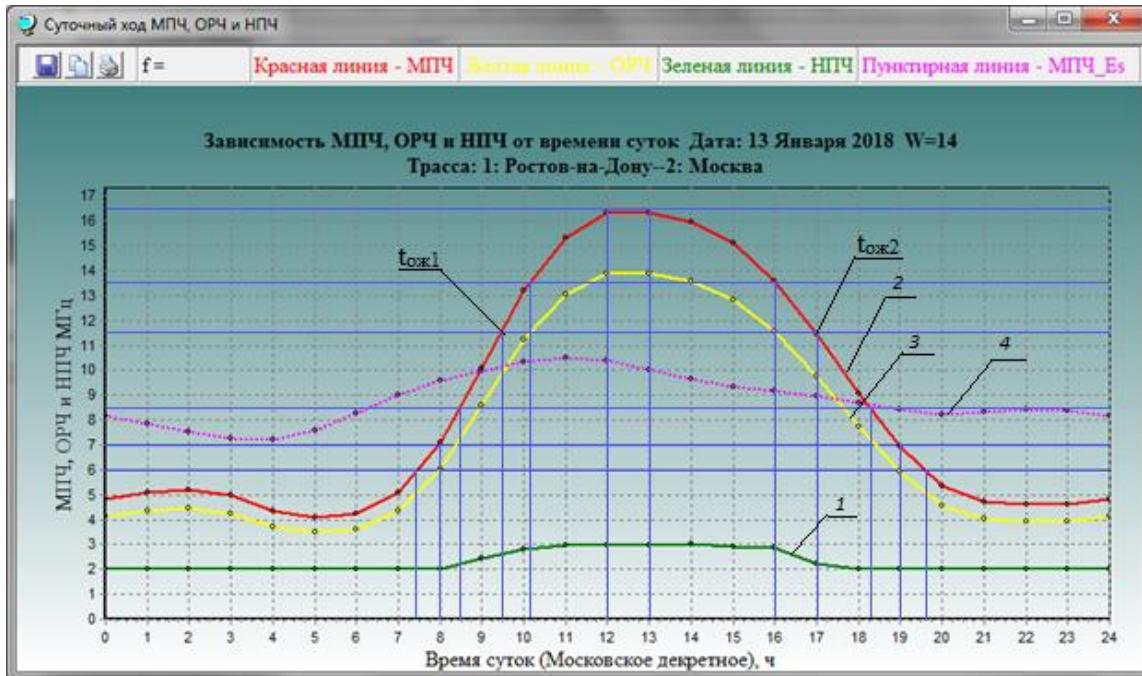


Рис. 1. Пример зависимости от времени значений МПЧ, ОРЧ и НПЧ радиолинии

Обозначения на рисунке 1: 1 – НПЧ, 2 – МПЧ, 3 – ОРЧ, 4 – МПЧ_Es, $t_{ож1}$ – ожидаемое время появления сигнала, $t_{ож2}$ – ожидаемое время окончание приема сигнала.

Таким образом, решение задачи реализации в СИППР программного компонента, обеспечивающего прогнозирование условий ионосферного распространения радиоволн, предлагается считать реализуемым. Способы адаптации моделей ионосферы к текущей обстановке рассматривались многими авторами (см., например, [2, 3]) и также могут быть реализованы в рассматриваемой СИППР.

Программы моделирования электромагнитной обстановки (ЭМО), создаваемой средствами связи корабля, должна получать исходные данные об уже произведенных частотных назначениях и действующих трактах связи, имеющихся в любой современной автоматизированной информационно-управляющей подсистеме корабельного комплекса. Средства дистанционного контроля работы составных частей комплекса поставляют системе управления информацию о работоспособности технических средств, применяемых для организации радиосвязи радиочастотах и сигнально-кодовых конструкциях, параметрах работы РПДУ, чья мощность излучения ограничивается (регулируется) по данным о согласовании РПДУ и передающего АФУ на заданной рабочей частоте. Вся эта информация позволяет составить объективную картину текущей электромагнитной обстановки и отобразить её на экране монитора автоматизированного рабочего места (АРМ) дежурного по связи.

При этом для корректной работы СИППР нужны средства объективного контроля за радиоизлучениями «сторонних» по отношению к средствам связи корабля излучателей (радиопередающих устройств, радиостанций, систем радиоэлектронной борьбы) и пр. При наличии на корабле комплексов радиоразведки эти сведения могут быть получены СИППР от них. При отсутствии такой возможности радиоконтроль ЭМО может осуществляться дежурным по связи самостоятельно с использованием панорамного радиоприемного устройства. Программный компонент, обеспечивающий цифровую обработку сигналов такого приемника также должен входить в состав программного обеспечения СИППР.

3. БАЗА ЗНАНИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРУЮЩЕГО КОМПЛЕКСА

Знания о физических процессах, протекающих в околоземном космическом пространстве, являющимся средой распространения для радиоволн КВ диапазона, аккумулированы в существующих моделях ионосферы Земли. Одной из наиболее известных моделей ионосферы является модель IRI (International Reference Ionosphere).

IRI – эмпирическая модель ионосферы Земли, созданная при поддержке международного комитета по космическим исследованиями (COSPAR) и международного союза URSI. Она позволяет вычислить для любой точки Земного шара высотные профили температуры, электронного содержания и ионного состава в атмосфере. Модель прошла апробацию многочисленными группами исследователей. Следует также отметить, что проводятся периодические уточнения данной модели по мере получения новых экспериментальных данных и способов их математического описания на модельном уровне. На рисунке 2 приведен результат отображения прогнозного распределения электронной концентрации на высоте 250 км, программой, использующей данную модель ионосферы [4]. Очевидно, что аналогичные зависимости могут быть получены и для других высот, что позволяет прогнозировать траектории распространения радиоволн в ионосфере и вычислять характеристики радиолиний.

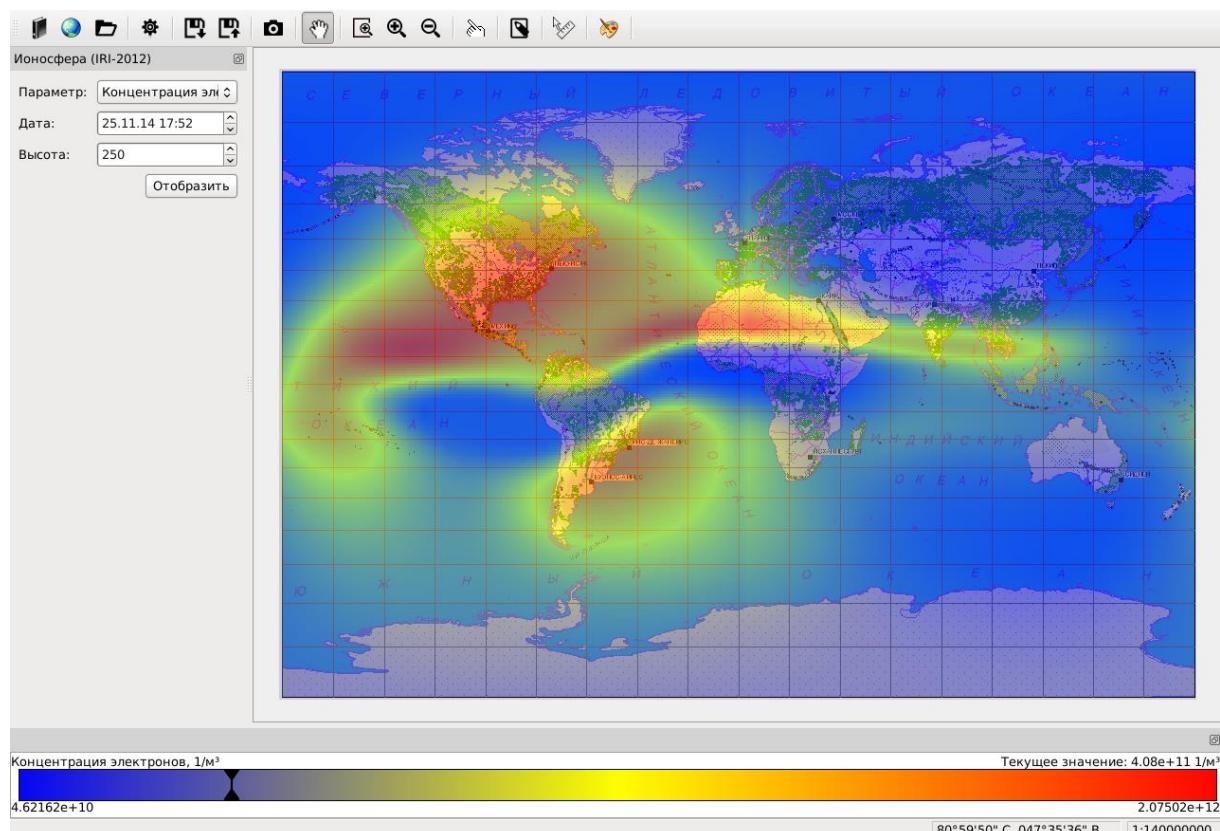


Рис. 2. Пример результатов работы программы, описывающей состояние ионосферы моделью IRI [4].

Как уже отмечалось выше, вторым источником информации, необходимым для организации работы СИППР является техническая документация, содержащая сведения о частотной избирательности РПУ. Для работы СИППР эта информация должна быть перенесена в соответствующие БД.

И, наконец, СИППР должен быть доступен массив информации о текущих параметрах работы корабельного комплекса связи – уже примененных для организации

связи радиочастотах и сигнально-кодовых конструкциях, использованных для этого технических средствах и правилах организации связи, например, необходимости смены рабочих частот при работе в том или другом радионаправлении, что должно учитываться при прогнозировании работы комплекса на некотором интервале времени. Целесообразность применения для работы с этой информацией средств СУБД является дискуссионной и может быть реализована разработчиками СПО СИППР по их усмотрению.

Сведения о текущей электромагнитно обстановке в районе плавания корабля, как уже отмечено выше, должны поставляться системой ЦОС сигналов, принимаемых панорамным РПУ. Данная информация должна отображаться с минимальными задержками относительно момента её регистрации приемником. Использование для этого баз данных видимо не требуется.

4. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ ИНТЕРФЕЙС ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

Традиционной формой представления сведений о произведенных и планируемых частотных назначениях для работы в радиосетях и радионаправлениях является Планшет частотной обстановки, который должен вестись дежурным по связи в соответствии с существующими руководящими документами. Исходя из этого, желательно, чтобы интерфейс пользователя СИППР в целом повторял данные форматы представления информации. При этом полное дублирование данных форматов, конечно же, не обязательно.

В качестве возможного варианта макета интерфейса пользователя рассмотрим рисунок 3.

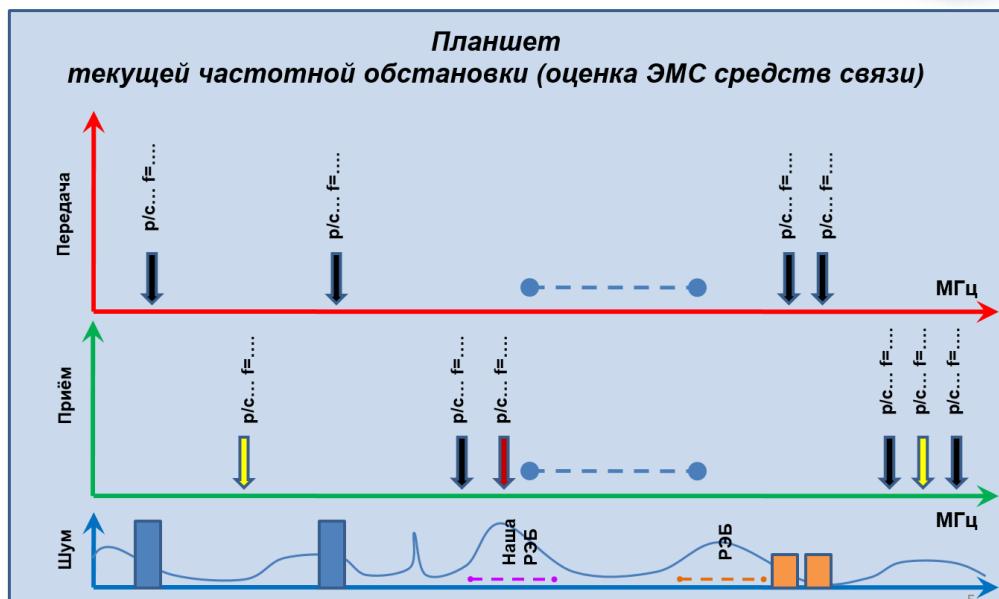


Рис. 3. Макет экранной формы электронного планшета текущей частотной обстановки

5. Особенности применения СИПР в корабельных комплексах

Доступ к описанной выше информации, требуемой для работы СИППР дежурного по связи при решении задач планирования работы корабельного комплекса, должен быть ограничен. Способы решения данной задачи в международной и отечественной практике известен. С учетом того, что все современные комплексы связи строятся на базе корабельных сетей передачи данных, реализуемых по технологии Ethernet, сеть делится на «красный» и «черный» сегменты, между которыми реализуется

криптографическая защита информации (полезной нагрузки) и контроль обмена служебной информацией, необходимой для реализации технологического управления средствами радиосвязи из защищенного («красного») сегмента. Данный подход иллюстрирует рисунок 4, заимствованный из [5].

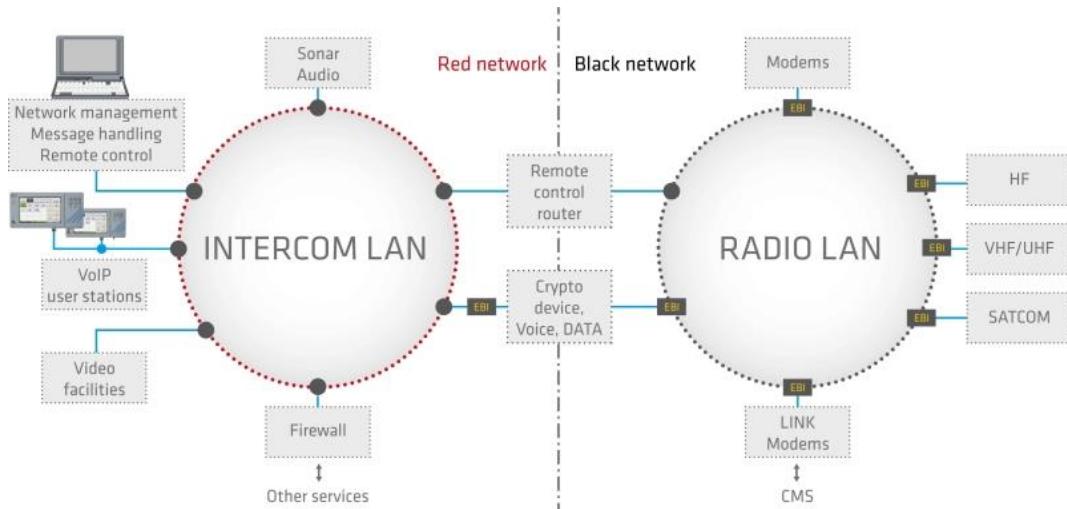


Рис. 4. Пример структуры зарубежного корабельного комплекса связи [5].

Как видно из рисунка 4, автоматизированные рабочие места и другие средства вычислительной техники, на которых должна работать СИППР размещаются в защищенном сегменте корабельной сети. Все средства связи – в открытом «черном» сегменте.

Данную структуру комплекса предлагается реализовать на программно-аппаратном уровне перед применением рассматриваемой СИППР на практике.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе рассмотрены возможные способы реализации концепции формирования интеллектуальных систем поддержки принятия решений в интересах управления военной связью, предложенной в [1], при разработке перспективных корабельных комплексов связи. Определены основные программные компоненты СИППР. Предложен состав баз данных (знаний), необходимых для обеспечения работы данной информационной системы. Приведены предложения по построению человеко-машинного интерфейса.

Авторы доклада выражают надежду, что их предложения найдут свое развитие и реализацию при построении перспективных автоматизированных информационно-управляющих подсистем корабельных комплексов связи.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3)

ЛИТЕРАТУРА

1. Пуха Г.П., Попов П.В., Чемиренко В.П., Жидков А.М. Интеллектуальная поддержка принятия решений в интересах управления связью ВМФ. СПб.: ВМА, 2019. – 442 с.
2. Зачатейский Д.Е., Зубков М.П., Сысоев Д.В. Методика определения ионосферного индекса и оценка ее применимости. «Техника радиосвязи» - 2023. - №3. С. 36-46.

3. Арефьев В.И., Кочерова М.К., Талалаев А.Б., Тихонов В.В. Методы диагностики характеристик ионосферы для заданного региона и коррекция моделей ионосферы в интересах повышения точности прогнозирования распространения радиоволн декаметрового диапазона // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2016. № 1. С. 33–51.
4. ГИС Полюс – [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://forsys.ru/polyus/> – Дата обращения: 27.02.2024 г.
5. Рекламный проспект компании ATLAS ELEKTRONIK Group «SEICAM 5000 IP-based Digital Audio. Video & Data Distribution». 8 с.

REFERENCES

1. Pukha G.P., Popov P.V., Chemirenko V.P., Zhidkov A.M. Intellectual decision support in the interests of communication management of the Navy. St. Petersburg: VMA, 2019. – 442 p.
2. Zachateisky D.E., Zubkov M.P., Sysoev D.V. The method of determining the ionospheric index and assessing its applicability. "Radio communication technology" - No. 3 Omsk, 2023 36-46 p.
3. Barabashov B.G., Anishin M.M. Software package for forecasting trajectory and energy characteristics of radio channels in the range 2 – 30 MHz "Trace" (part 1) // Radio communication technology 2013. Issue 1 (19). pp. 25-34.
4. Barabashov B.G., Anishin M.M. Software package for forecasting trajectory and energy characteristics of radio channels in the range 2 – 30 MHz "Trace" (part 2) // Radio communication technology 2013. Issue 2 (20). pp. 14-21.
5. GIS Pole – [Electronic resource] – Access mode: <https://forsys.ru/polyus/> – Date of appeal: 27.02.2024 г.
6. Advertising brochure of the company ATLAS ELEKTRONIK Group «SEICAM 5000 IP-based Digital Audio. Video & Data Distribution»:2014. – 8 p.

РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

С. В. Козлов

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление»
Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматривается общий подход к развитию систем управления, создаваемых на основе мультиагентности системотехнических решений функциональных систем с комплексным применением информационных и когнитивных технологий. Отмечено, что по мере расширения их перечня в составе системы управления происходит интенсивное повышение сложности интеграции разнородных функциональных систем, что определяет необходимость обеспечения их межфункционального взаимодействия по горизонтали. Такое взаимодействие с учетом также тенденции перехода от автоматизации задач в системе управления к автоматизации управленческих процессов обуславливает применение методов процессного подхода. На этой основе предложено формировать систему целевых функциональных процессов, функционирующую в системе управления в конкурентной среде с противодействующими процессами. Широкое разнообразие современного представления вариантов применения процессного подхода в системе менеджмента вообще и систем управления, в частности, определяет необходимость систематизации его использования применительно к системам управления, являющимся основой организационных систем и базирующихся на интегрированные АСУ, что предопределяет необходимость реализации онтологического подхода к процессной основе их создания и развития с идентификацией систем целевых и противодействующих процессов, и выделением в составе системы целевых процессов полных групп функциональных процессов, а также процессов системной инженерии, обеспечивающих поддержание функционирования целевых процессов.

Ключевые слова: интегрированная система управления, система целевых и противодействующих процессов, полная группа целевых функциональных процессов, жизненный цикл, онтология процессной основы, комплексное применение функционального и процессного подхода, ренессанс функционального подхода.

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 a general approach to the development of control systems created on the basis of multi-agent system engineering solutions of functional systems with the integrated application of information and cognitive technologies. An intensive increase in the complexity of integrating heterogeneous functional systems and ensuring cross-functional interaction horizontally was noted as their list expanded as part of the management system. Such interaction, taking into account the trend of transition from automation of tasks in the management system to automation of management processes, determines the use of methods of the process approach. On this basis, it is proposed to form a system of targeted functional processes functioning in a management system in a competitive environment with opposing processes. The wide variety of modern representations of the options for applying the process approach to the management system in general and management systems, in particular,

determine the need to streamline its use in relation to management systems that are the basis of organizational systems and based on integrated automated control systems, determines the need to implement an ontological approach to the process basis of their creation and development with the identification of systems of target and counteracting processes, and the allocation of complete groups of functional processes and system engineering processes within the system of target processes that ensure the maintenance of the functioning of target processes.

Keywords: an integrated management system, a system of targeted and counteracting processes, a complete group of targeted functional processes, a life cycle, an ontology of the process basis, a comprehensive application of the functional and process approach, a renaissance of the functional approach.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в развитии систем управления различного назначения, создаваемых на основе информационных и когнитивных технологий, важная роль отводится мультиагентным системотехническим решениям. Такой подход в свете достижения по У.Р. Эшби необходимого разнообразия систем управления, функционирующих в конкурентной среде [1], направлен на интеграцию разнородных функциональных систем, обеспечивающих возможность выявления и идентификации широкого перечня угроз и потенциальных опасностей в предметной области применения систем управления и обеспечения своевременного принятия упреждающих мер по нейтрализации их негативного воздействия. По мере возрастания сложности и размерности интегрированных систем управления обостряется необходимость применения онтологий при описании предметной области автоматизации органов управления, информатизации и интеллектуализации управленческой деятельности, поскольку приобретает важное значение структуризация новых знаний о ней в виде некоторой формализованной иерархии, классификации и отношений.

Развитие онтологии процессной основы создания автоматизированных систем управления (АСУ) предполагает необходимость учета следующих особенностей:

- отражение в онтологии всех этапов жизненного цикла создания АСУ;
- учет различных методологий и подходов к разработке и управлению проектами в области АСУ, включающих учет гибких методологий Agile и DevOps, базирующихся на приоритетности учета изменений условий и факторов в предметной области АСУ, а также методов управления качеством и безопасностью;
- учет различных видов АСУ от промышленных автоматизированных систем до систем управления инфраструктурой, онтология должна охватывать различные отрасли и области применения АСУ;
- интеграция с другими онтологиями и стандартами в области информационных технологий и промышленной автоматизации, такими как RDF, OWL, BPMN, и др., направленными на онтологический инжиниринг в области управления бизнес-процессами с учетом «генетической» связи в составе системы процессов, как отдельно в рамках полных групп целевых функциональных процессов и обеспечивающих процессов системной инженерии, так и на уровне взаимодействия процессов, относящихся к указанным группам.

Развитие онтологии должно включать также постоянное обновление и совершенствование на основе новых технологических и методологических достижений в области создания АСУ, а также на основе опыта и практики применения онтологии в реальных проектах.

Надо полагать, что процессный подход к созданию и развитию АСУ как основы интегрированных систем управления направлен на преодоление проблем, возникающих

при интеграции в их составе разнородных информационных, управляющих, телекоммуникационных и обеспечивающих функциональных систем, связанных с различным уровнем технологий их создания, принадлежностью и др. условиями и факторами.

2. ПРОЦЕССНАЯ ОСНОВА СОЗДАНИЯ И РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Организационная система как одна из ключевых категорий современного менеджмента представляет собой объединение участников, которые совместно реализуют заданную программу и действуют на основе установленных правил. Основой организационной системы является система управления как совокупность органов, центров и средств управления, которая базируется на автоматизированные системы управления (АСУ). Развитие организационных систем и их элементов в настоящий период проходит на фоне смены тектоцентрической парадигмы, которая опирается на ведущую роль организации, предприятия как основного элемента любой деятельности, на новую парадигму, называемую холистической, в основе которой ведущая роль принадлежит не организации с ее фиксированной структурой и топологией, а системе процессов, в реализации которых она участвует.

В этой связи также изменяется и роль функционального подхода к организации управленийкой деятельности органов государственного и корпоративного управления, появляется необходимость не только реализации функций по выполнению задач управления, но рациональной организации и обеспечения сквозных процессов взаимодействия органов и центров управления. При этом возрастает актуальность перехода от автоматизации задач управления к межзадачной автоматизации, и в конечном счете, к автоматизации сквозных процессов управления.

Применительно к широкому классу современных организационных систем используется онтология Дж. Захмана как схема организации архитектурных артефактов (проектных документов, спецификаций, моделей и т.д.) [2]. Модель Захмана включена в российский стандарт ГОСТ Р 57100-2016 (ISO/IEC/IEEE 42010:2011) «Системная и программная инженерия. Описание архитектуры». Несмотря на то, что такая онтология в своей эволюции прошла несколько итераций, до определения места сквозных процессов в ней дело не дошло. В этой связи предлагается такой элемент онтологии, как ФУНКЦИИ, представить не на уровне вопроса «ЧТО?», а конкретизировать его в виде «ЧТО ДЕЛАТЬ?» (как и предусматривает функциональный подход), а также включить в дополнение к ФУНКЦИЯМ такой новый элемент онтологии, как ПРОЦЕССЫ, отвечающие на вопрос «КАК ДЕЛАТЬ?».

Процессный подход - это особый взгляд, в основном, на управление бизнесом, где работа организации представлена как система взаимосвязанных процессов. Такой подход выделяет, описывает и приводит к стандарту все бизнес-процессы компании и их взаимосвязи. Применительно же к системе управления организацией, функционирующей в недружественной конкурентной среде, меняется общее целеполагание, определяющее стратегию ее создания и применения и, что особенно важно, должен быть изменен порядок обоснования структуры системы управления. Другими словами, с учетом подхода Г. Остерлоха [3], такая стратегия, рассматриваемая как стратегическая целеустремленность, должна определять структуру системы управления посредством первоочередного определения системы целевых функциональных и обеспечивающих процессов, что позволит заблаговременно упредить появление многих препятствий при ее создании. Как отмечено там же, «в долгосрочной перспективе побеждает тот, кто минимизирует риски, а не тот, кто минимизирует затраты». Целесообразная стратегия должна быть ориентиром на качество целевого процесса системы управления. Кроме

того, стратегия развития системы управления исторична, т.е. работает здесь и сейчас в конкретной обстановке и данный период времени. Все отмеченное свидетельствует о том, что стратегия развития системы управления должна опираться на систему целевых и обеспечивающих процессов, которые в свою очередь, должны определять структуру системы управления.

Анализ и обобщение информации о сфере применения процессного подхода, основных целях и особенностях его реализации свидетельствует о его тяготении к области организации бизнеса и к системе менеджмента качеством продукции [4]. При этом важной особенностью процессного подхода является нацеленность на удовлетворение интересов потребителя продукции. По существу, бизнес-процессы рассматриваются в рамках одноранговой системы. Вместе с тем, многие резервы широких возможностей процессного подхода еще не используются и до настоящего времени не выявлены. Как отмечал один из основоположников процессного подхода Э. Деминг в [5, 6], прежде всего необходимо представлять любую деятельность в виде некоторого целостного процесса, а организация должна функционировать как единая система, где каждый элемент работает на общий результат.

Следует заметить, что расширение системы целевых функциональных процессов применительно к АСУ, с одной стороны, позволяет заблаговременно на ранних этапах их жизненного цикла преодолевать проблемы на как стыках смежных процессов, так и проблемы синхронизации процессов в составе их полной группы. Вместе с тем, по мере возрастания сложности системы таких процессов и расширения перечня взаимодействующих процессов расширяются горизонты проблем на границах смежных процессов и проблем их синхронизации. Другими словами, применению процессного подхода также будет препятствовать возрастающая сложность интегрированной АСУ только при более высокой степени ее интеграции, чем для применения функционального подхода. В этой связи, на более высоком уровне интеграции представляется целесообразным снова применить методы функционального подхода:

- для включения новой сложной функциональной системы в состав интегрированной системы с четко сформированной полной группой целевых процессов;
- для объединения двух-трех интегрированных систем в составе более сложной интегрированной системы.

Такой подход позволит избежать непомерно большого роста сложности проблемы синхронизации организационных, организационно-ресурсных и технико-технологических процессов в рамках сквозного процесса интегрированной АСУ, возложив организацию и решение вопросов взаимодействия сквозных процессов смежных интегрированных АСУ на руководящие органы сопрягаемых систем. В то же время, надо полагать, что по мере расширения масштабов интегрированной АСУ с дальнейшим увеличением степени интеграции на уровне отдельных интегрированных систем потребуется снова перейти к формированию сквозного мега-процесса, т.е. использовать методы процессного подхода.

3. РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА К СОЗДАНИЮ АСУ КАК СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКОЙ ОСНОВЫ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Развитие онтологии процессной основы создания высокотехнологичных систем управления является важным направлением исследований в области информационных технологий и системного анализа. Системы управления в общем виде представляют собой взаимоувязанную совокупность органов управления, центров управления и средств управления. Применение онтологического подхода к исследованию систем управления, создаваемых на основе информационных и когнитивных технологий, предлагается осуществлять применительно к процессной основе их создания, представляющей собой

формальное описание полной группы процессов и взаимосвязей между различными процессами, составляющими жизненный цикл системы. Он позволяет описать основные этапы процесса разработки и управления высокотехнологичными системами, а также определить взаимодействие и зависимости между этапами их жизненного цикла.

Представляя систему процессов в жизненном цикле системы управления, необходимо идентифицировать все виды процессов. Важно отметить широкое разнообразие вариантов классификации процессов. Чаще всего выделяют бизнес-процессы в качестве целевых функциональных процессов, а также обеспечивающие их функционирование вспомогательные процессы. При этом используется хорошо отработанный методический аппарат описания и моделирования процессов IDEF 5 [7, 8]. Вместе с тем, для формирования сквозных процессов в жизненном цикле систем управления, создаваемых на основе интеграции разнородных АСУ, и максимального учета особенностей взаимодействия элементарных процессов как в рамках полной группы целевых функциональных процессов, так и с учетом их взаимодействия с процессами полной группы процессов системной инженерии потребуется:

- идентифицировать антагонистические системы целевых и противодействующих процессов, при этом от полноты учета перечня процессов во многом зависит качество формируемых сквозных целевых процессов;

- проводить декомпозицию в рамках указанных систем групп процессов с выделением организационных процессов, определяющих взаимодействие органов управления, должностных лиц и специалистов между собой в рамках реализации управленческой деятельности без учета применения ресурсов и средств управления, организационно-ресурсных процессов, отражающих их взаимодействие с учетом применения ресурсов, а также процессов, определяющих взаимодействие средств управления между собой без учета операторов;

- определять направления взаимодействия процессов как в рамках одной их группы, так и между группами, при этом важно учитывать не только взаимодействие на уровне выхода одного процесса – вход другого (смежного) процесса, но и на таких уровнях, как выход одного процесса – ресурсы для другого процесса, а также выход одного процесса – управление другим процессом [9-11];

- определять направления синхронизации как смежных процессов в рамках полной группы целевых процессов, так и между процессами разных групп.

На рис. 1 представлена общая схема взаимодействия системы целевых процессов в жизненном цикле системы управления и системы противодействующих процессов, на основе порождения угроз, использующих уязвимости целевых процессов, показан механизм влияния противодействующих процессов на целевые процессы.

Таксономия как набор сущностей с иерархической структурой в предметной области процессной основы создания систем управления применительно к рис. 1 включает угрозы, уязвимости и риск для реализации целевых функциональных процессов в жизненном цикле системы управления. Каждая сущность в таксономии находится в одном или нескольких отношениях типа «родитель-потомок» с другими её сущностями. При этом ключевая роль отводится такой сущности, как комплексные решения, которые, обеспечивая поддержку целевых процессов в целях уменьшения риска для функционирования системы управления, должны устранивать или минимизировать уязвимости, ведущие к риску.

Учитывая изложенное, развитие онтологии процессной основы создания систем управления должно включать в себя следующие аспекты:

- расширение и уточнение терминологии: онтология должна содержать четкие и однозначные определения основных понятий, связанных с процессами создания систем управления, чтобы избежать разнотений и неоднозначностей в трактовке терминов;

- описание иерархии процессов: онтология должна содержать описание иерархии процессов, от общих к более конкретным, а также определение взаимосвязей между этими процессами;
- определение зависимостей: онтология должна определить зависимости между различными процессами, чтобы обеспечить последовательность их выполнения и связь между исходными данными и результатами каждого процесса;
- учет специфики высокотехнологичных систем: онтология должна учитывать особенности создания и управления высокотехнологичными системами, такими как сложность, неопределенность и нелинейность процессов;
- интеграция с другими онтологиями: онтология процессной основы создания систем управления должна быть интегрирована с другими онтологиями например, онтологией аппаратного и программного обеспечения, чтобы обеспечить целостное представление системы управления.
- развитие методов и инструментов: развитие онтологии требует разработки соответствующих методов и инструментов для ее создания, редактирования и использования.

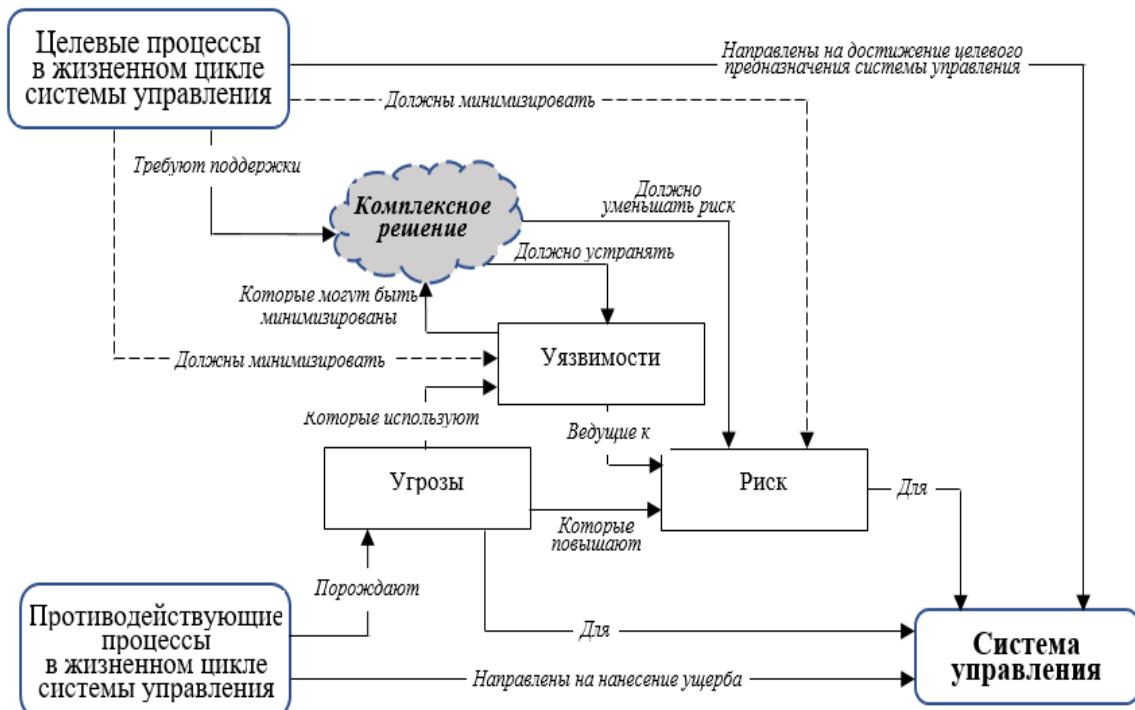


Рис. 1. Общая схема взаимодействия системы целевых процессов в жизненном цикле системы управления и системы противодействующих процессов.

Развитие онтологии процессной основы создания высокотехнологичных систем управления имеет важное значение для разработки эффективных методов и инструментов управления процессами создания систем управления, а также для повышения уровня автоматизации и интеллектуализации этих процессов. Онтология позволяет систематизировать и стандартизировать знания о процессах создания систем управления, обеспечивая более эффективное и надежное управление ими.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интенсивный рост сложности перспективных интегрированных систем управления, связанный с объединением по единому замыслу информатизации органов управления и

автоматизации управленческой деятельности на основе разнородных функциональных систем (информационных, управляющих, телекоммуникационных и исполнительных), расширяет горизонты проблем, возникающие на многочисленных стыках систем. С другой стороны, расширение функциональных возможностей интегрированных систем обеспечивает выполнение широкого перечня управленческих задач, для постановки которых требуется значительно большее количество исходных данных и качественное межзадачное взаимодействие. В этой связи появляется объективная необходимость обеспечения взаимодействия функциональных систем в составе интегрированных систем управления по горизонтали и перехода от автоматизации задач управления к автоматизации управленческих процессов.

Существующие взгляды специалистов в области процессного подхода в большей части сосредоточены на развитии бизнес-процессов и их реинжиниринге с учетом максимального удовлетворения интересов потребителя. Такой подход применительно к системам управления как основы перспективных организационных систем представляется не вполне приемлемым. Для этой предметной области требуется более широкое представление процессной основы с декомпозицией полной группы целевых функциональных процессов и полной группы обеспечивающих процессов на основе процессов системной инженерии. Сложность предметной области обуславливает необходимость:

- развития онтологии процессной основы, включая ее нормативно-методическое обеспечение на основе уточнения ГОСТ Р 57100-2016 в части включения в состав фрейма Дж. Захмана процессного аспекта;
- формирования в системе процессов жизненного цикла систем управления полных групп целевых функциональных процессов и обеспечивающих их поддержку процессов системной инженерии;
- выявления проблем на границах взаимодействия смежных и не смежных процессов по их основным атрибутам (входам-выходам, по применяемым ресурсам для реализации процессов и по управлению процессами);
- синхронизации взаимодействующих процессов по их основным атрибутам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шабров О.Ф. Разнообразие как фактор эффективности государственного управления // Успехи современного естествознания. 2004. №5. - С.228-231.
2. Мадорская Ю.М. Схема Захмана при разработке требований к ИС //Практика проектирования систем. 2015. [электронный ресурс]
URL:<http://reqcenter.pro/zachman-framework/> (дата обращения 01.03.2024)
3. Стратегия - система. Сознательное продолжение. [электронный ресурс]
URL:<https://www.spbcioclub.ru/news/2011/igor-myalkovskiy-rukovoditel-proektov-zashchity-informatsii-strategiya-sistema-soznatelnoe-prodolzheniye?ysclid=ltreb9jihbp731361737> (дата обращения 01.03.2024).
4. Ляндау Ю.В. История развития процессного подхода / Экономика, статистика и информатика, № 6, 2013. - С. 65-68.
5. Процессный подход: тезисы и основоположники // [электронный ресурс]
URL:https://studme.org/328584/menedzhment/protsessnyy_podhod_tezisy_osnovopolozhnikii?ysclid=ltffccqoeat276232725 (дата обращения 01.03.2024).
6. Основы бизнес процессов: Семь ключевых личностей процессного подхода // [электронный ресурс] URL:<https://deep-vision.one/knowledge/osnovy-biznes-processsov-7-klyuchevyx-lichnostej-processnogo-podxoda/?ysclid=ltfgp2p2fk815743644> (дата обращения 01.03.2024).

7. Основы бизнес процессов: 7 ключевых личностей процессного подхода // [электронный ресурс] URL:<https://deep-vision.one/knowledge/osnovy-biznes-processov-7-klyuchevyx-lichnostej-processnogo-podxoda/>?ysclid=ltfgp2p2fk815743644 (дата обращения 01.03.2024).
8. Методология IDEF5. Графический язык // [электронный ресурс] URL:<https://habr.com/ru/articles/516244/> (дата обращения 01.03.2024).
9. Верников Г. Стандарт онтологического исследования IDEF5 // [электронный ресурс] URL:<https://www.cfin.ru/vernikov/idef/idef5.shtml>?ysclid=ltqvnn11yq722246364 (дата обращения 01.03.2024).
10. Козлов С.В. Онтологический подход к анализу граничных проблем сквозных процессов в жизненном цикле высокотехнологичных автоматизированных систем управления //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. Т.5. стр. 302-310
11. Методология онтологического моделирования // [электронный ресурс] URL:https://ozlib.com/944494/tehnika/metodologiya_ontologicheskogo_modelirovaniya (дата обращения 01.03.2024).
12. S. V. Kozlov, A. N. Kubankov, "Systematization and Synchronization of Target Processes in Organizational Systems" //2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-5

REFERENCES

1. Shabrov O.F. Diversity as a factor in the effectiveness of public administration // Successes of modern natural science. 2004. No.5. Appendix 1. pp.228-231.
2. Madorskaya Yu.M. Zakhman's scheme for the development of IP requirements //System design practice. 2015. [electronic resource] URL:<http://reqcenter.pro/zachman-framework/> (accessed 03.01.2024)
3. Strategy is a system. A conscious continuation. [electronic resource] URL:<https://www.spbcoclub.ru/news/2011/igor-myalkovskiy-rukovoditel-proektov-zashchity-informatsii-strategiya-sistema-soznatelnoe-prodolzheniye>?ysclid=lteb9jihbp731361737 (accessed 03.01.2024).
4. Lyandau Yu.V. History of the development of the process approach / Economics, Statistics and Informatics, No. 6, 2013. - pp. 65-68.
5. Process approach: theses and founders // [electronic resource] URL:https://studme.org/328584/menedzhment/prosessnyy_podhod_tezisy_osnovopolozhenniki?ysclid=ltffcqoeat276232725 (accessed 03.01.2024).
6. Fundamentals of business processes: Seven key personalities of the process approach // [electronic resource] URL:<https://deep-vision.one/knowledge/osnovy-biznes-processov-7-klyuchevyx-lichnostej-processnogo-podxoda/>?ysclid=ltfgp2p2fk815743644 (accessed 03.01.2024).
7. Fundamentals of business processes: 7 key personalities of the process approach // [electronic resource] URL:<https://deep-vision.one/knowledge/osnovy-biznes-processov-7-klyuchevyx-lichnostej-processnogo-podxoda/>?ysclid=ltfgp2p2fk815743644 (accessed 03.01.2024).
8. IDEF5 methodology. Graphic language // [electronic resource] URL:<https://habr.com/ru/articles/516244/> (accessed 03.01.2024).

9. Vernikov G. Standard of ontological research IDEF5 // [electronic resource]
URL:<https://www.cfin.ru/vernikov/idef/idef5.shtml?ysclid=ltqvnn11yq722246364>
(accessed 03.01.2024).
10. Kozlov S.V. Ontological approach to the analysis of boundary problems of end-to-end processes in the life cycle of high-tech automated control systems //Radar, navigation, communication: proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of the VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 volumes / Voronezh State University; Concern "Sozvedie" JSC. – Voronezh: VSU Publishing House, 2023. Vol. 5. pp. 302-310
11. Methodology of ontological modeling // [electronic resource]
URL:https://ozlib.com/944494/tehnika / metodologiya_ontologicheskogo_modelirovaniya
(accessed 03.01.2024).
12. S. V. Kozlov, A. N. Kubankov, "Systematization and synchronization of target processes in organizational systems" //2023 Systems of synchronization, generation and processing of signals in telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-5.

СПОСОБ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО

А.Н. Новиков¹, В.А. Щербаков¹, М.В. Крылова¹, И.П. Боделан²

¹Военная академия РВСН им..Петра Великого (ВА РВСН), Балашиха, Россия

²Главное оперативное управление ГШ РФ (ГОУ ГШ ВС РФ), Москва, Россия

Аннотация. Статья посвящена обоснованию подхода к радиоподавлению когнитивных систем радиосвязи, основанного на анализе полосы частот для создания затруднения или нарушения обучения когнитивных систем радиосвязи. Предложенный способ расширяет функциональные возможности систем радиоэлектронного подавления.

Ключевые слова: система когнитивного радио, станция помех, приемное устройство, антенна, прицельный помеховой сигнал.

THE METHOD OF RADIO SUPPRESSION OF THE COGNITIVE RADIO SYSTEM

A.N. Novikov¹, V.A. Shcherbakov¹, M.V. Krylova¹, I.P. Bodelan²

¹The Military Academy of the RVSN named after Peter the Great (VA RVSN),
Balashikha, Russia

² Main Operational Directorate of the General Staff of the Russian Federation (GOU General Staff of the Armed Forces of the Russian Federation), Moscow, Russia

Abstract. The article is devoted to the substantiation of an approach to radio suppression of cognitive radio communication systems based on the analysis of the frequency band to create difficulty or disruption of learning of cognitive radio communication systems. The proposed method expands the functionality of electronic suppression systems.

Keywords: cognitive radio system, jamming station, receiver, antenna, targeted jamming signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы когнитивного радио (СКР) – использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установленных правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы согласно полученным знаниям, и учиться на основе их получения [1].

СКР являются эффективным средством рационального использования радиочастотного спектра, путем динамического управления им. Механизм динамического управления спектром имеет интеллектуальный характер. При этом использования систем когнитивного радио не исключает деструктивного воздействия на линии радиосвязи, реализующие данный подход.

Решение задачи по радиоэлектронному подавлению СКР невозможно без применения системы радиоконтроля. При этом требуются значительные временные и технико-экономические затраты, поскольку использование систем, обладающих когнитивным характером, изначально, предполагает работу в дуэльной ситуации [2]. Поэтому, вопрос эффективного противодействия СКР является актуальным и не имеет однозначного решения.

2. ОПИСАНИЕ СПОСОБА РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Предлагаемый способ радиоподавления СКР основан на постоянном контроле полосы рабочих частот, и в случае обнаружения работы СКР создании условий, в которых обучение СКР будет значительно затруднено или невозможно.

Схема организации радиоподавления системы когнитивного радио представлена на рисунке 1.

На рисунке 1 применены следующие обозначения: 1 – приемное устройство (ПРМ) системы когнитивного радио; 2 – антenna ПРМ системы когнитивного радио; 3 – первая антенна передающего устройства (ПРД) системы когнитивного радио для излучения сигнала; 4 – ПРД устройства системы когнитивного радио; 5 – вторая антенна ПРД устройства системы когнитивного радио для анализа электромагнитной обстановки (ЭМО); 6 – ПРМ устройства разрешенного радиоэлектронного средства (РЭС); 7 – антenna ПРМ устройства разрешенного РЭС; 8 – антenna ПРД устройства разрешенного РЭС; 9 – ПРД устройства разрешенного РЭС; 10 – антenna станции помех (СП) для анализа ЭМО; 11 – антenna СП для излучения прицельной помехи; 12 – СП; 13 – приемная антenna СП.

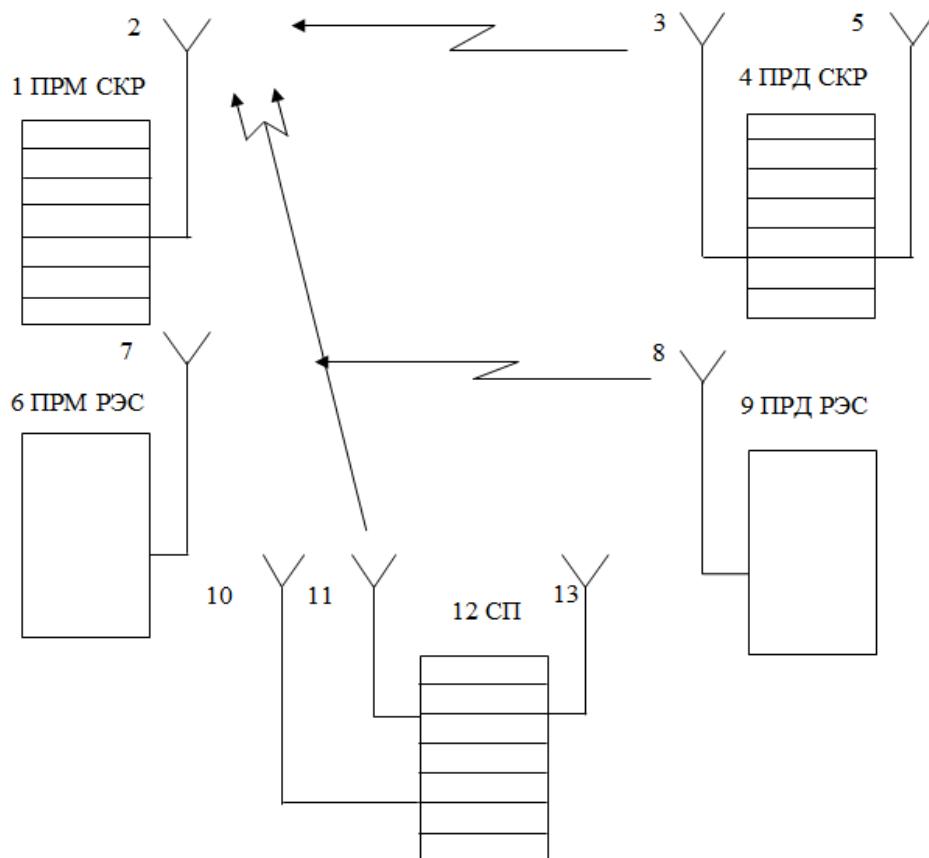


Рис. 1. Схема организации радиоподавления СКР

3. РЕАЛИЗАЦИЯ СПОСОБА РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО

Способ реализуется на основе частотно-временной панорамы, представленной на рисунке 2. При этом введены следующие обозначения: ΔF – полоса рабочих частот; N – количество субполос; Δf_n – интервал субполос (соответствует рабочим поддиапазонам частот разрешенных РЭС); T_{p1} – временной цикл приема сигналов в полосе частот; T_{nn} – временной цикл формирования сигналов управления режимом передачи и структурой

модулирующих напряжений, модулирование, усиление и излучения помеховых сигналов; T_{p2} – временной цикл формирования сигналов управления режимом передачи и структурой модулирующих напряжений, модулирование, усиление и излучения прицельных помеховых сигналов; t_n – длительность излучения помехового сигнала; t_{min} – минимальное значение времени излучения помехового сигнала; Δt_p – период обнаружения станцией помех факта работы ПРД устройства системы когнитивной радиосвязи; Δt_a – период анализа ЭМО системой когнитивного радио; t_{c1} – момент времени отсутствия излучения помехового сигнала; $t_{\text{ц}}$ – момент начала работы на излучение прицельной помехи СП.

В течение временного цикла T_{p1} (рис. 2), антенной 13 СП 12 осуществляется прием сигнала источника излучения разрешенного РЭС – ПРД РЭС 9 антенна 8 (рис. 1) в полосе частот ΔF на частоте f_3 . По результатам анализа сигнала разрешенного РЭС полосу частот ΔF разбивают на N субполос с интервалом Δf_n (рис. 2) в соответствие с рабочими поддиапазонами частот разрешенных РЭС (ПРМ РЭС 6 и ПРД РЭС 9) (рис. 1). В течение временного цикла T_{nn} , с помощью антенн 13 СП 12 (рис. 1) производится анализ ЭМО, по результатам которого, определяются субполосы, в которых предполагается работа системы когнитивного радио, на рис. 2 – это Δf_2 , Δf_6 , Δf_8 , а в остальных субполосах полосы частот ΔF антенной 10 излучается помеховой сигнал определенной программно длительности и мощности, за исключением субполосы Δf_3 , в которой ведется радиообмен разрешенного РЭС. По окончании работы разрешенного РЭС, в полосе, используемой им для радиообмена, также начнется излучение помехового сигнала.

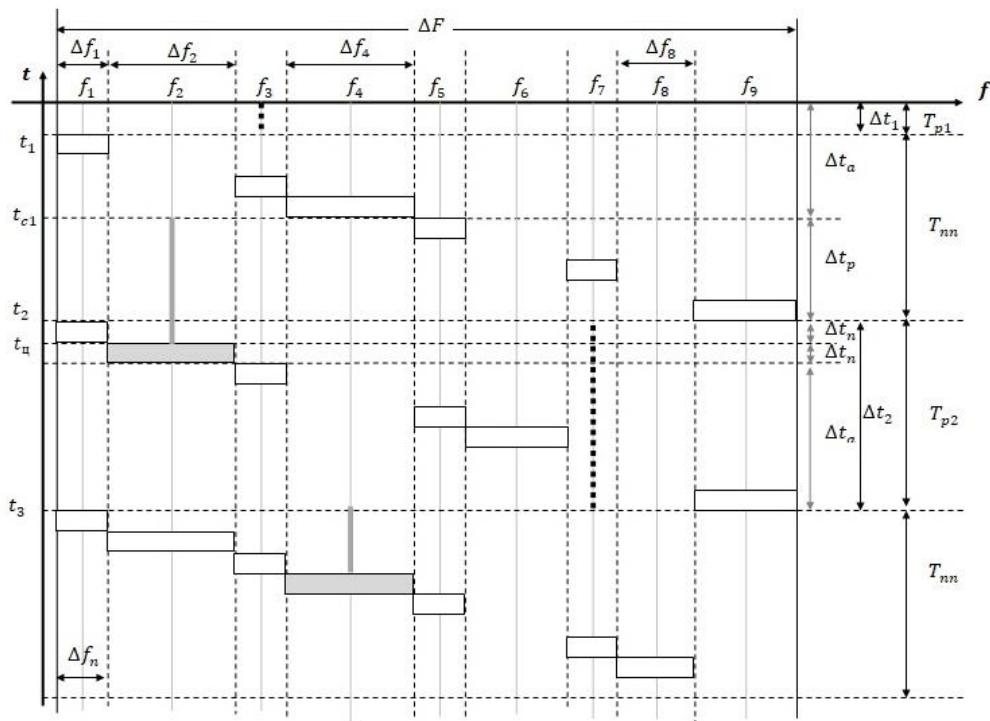


Рис. 2. Частотно временная панорама полосы частот

Операции по формированию сигналов управления режимом передачи, включающим выбор несущих частот помеховых сигналов, выработку сигналов

управления временем излучения помеховых сигналов $t_n = \frac{t_{\min}}{N}$ последовательно на N субполосах, соответствующих поддиапазонам разрешенного РЭС в пределах полосы частот ΔF и сигнала управления излучением помехи в начале и конце цикла подавления, известны и описаны в [5, 6].

При этом длительность излучения помехового сигнала t_n выбирают так, чтобы за минимальное значение времени t_{\min} помеховый сигнал был излучен на каждой из N субполос, то есть $t_n = \frac{t_{\min}}{N}$, а излучают помеховый сигнал последовательно на каждой из N субполос, начиная с первой. Рассмотренные действия известны и описаны в различной интерпретации в [3, 4, 5, 6].

В течение временного периода Δt_a система когнитивного радио ПРД СКР 4 с помощью антенны 5 проводит анализ ЭМО и принимает решение о пригодных для работы частотах – это частоты, на которых в момент времени t_{c1} отсутствует излучение помехового сигнала, принадлежащие субполосам $\Delta f_2, \Delta f_6, \Delta f_8$ (рис. 2) и начинает работу.

В течение временного периода Δt_p станция помех обнаруживает факт работы ПРД СКР 4. С этого момента начинается временной цикл T_{p2} в течение которого СП 12 с помощью антенны 13 фиксирует излучение сигнала ПРД СКР 4 антенной 3 в одной из свободных от помех субполосах, предполагаемых для работы СКР, формируется сигнал управления, модулируется, усиливается и излучается прицельный помеховый сигнал антенной 11 СП 12 в сторону ПРМ СКР 1 на частоте f_2 . В момент начала работы на излучение прицельной помехи антенной 11 СП 12 – t_u , антенной 13 проводится анализ ЭМО и формируется сигнал управления, производится перестройка частот, предполагаемых для работы СКР. При смене рабочей частоты передачи СКР процедура повторяется, до тех пор, пока после анализа ЭМО сигнала когнитивной системы радиосвязи не будет обнаружено и СП 12 переходит в режим мониторинга (или контроля ЭМО).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый подход позволяет затруднить или сделать невозможным обучение СКР и тем самым подавить каналы связи СКР в полосе частот ΔF .

Таким образом, обучение СКР посредством накапливания знаний об изменениях ЭМО, адаптация своих эксплуатационных параметров и использование моделей для той или иной ЭМО для автоматического настраивания режимов работы с целью обеспечения радиообмена, будет значительно затруднено, а в ряде случаев – невозможно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Working Party 1B (WP1B) – Spectrum management methodologies and economic strategies. ITU.2016//itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg1/rwp1b/Pages/default.aspx (дата обращения 05.04.2020 г.).
2. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Аванесов М.Ю. Модель деструктивного воздействия когнитивного характера. Радиотехника и связь 2018 С. 22-29
3. Борисов В.И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход.– М.: Радио и связь, 1999.– 252с.

4. Осипов А.С. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП: учебник / А.С. Осипов; под ред. Е.Н.Гарина.– Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013.–344с
5. Патент RU 2450458 от 10.05.2012 г.
6. Патент RU 2638940 от 19.12.2017г.

REFERENCES

1. Working Party 1B (WP1B) – Spectrum management methodologies and economic strategies. ITU.2016//itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg1/rwp1b/Pages/default.aspx (accessed 04/05/2020).
2. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Avanesov M.Y. A model of destructive cognitive impact. Radio engineering and Communications 2018 pp. 22-29
3. Borisov V.I., Zinchuk V. M. Interference immunity of radio communication systems. Probabilistic-temporal approach.– M.: Radio and Communications, 1999.– 252s.
4. Osipov A.S. Military-technical training. Military-technical foundations of the construction of REP facilities and complexes: textbook / A.S. Osipov; edited by E.N.Garin.– Krasnoyarsk: Sib. feder. Univ., 2013.–344c
5. Patent RU 2450458 dated 05/10/2012
6. Patent RU 2638940 dated 19.12.2017

СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Б. М. Попов¹

¹АО «Концерн Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Традиционные методы обеспечения требуемой надёжности средств и систем связи ориентированы на оптимальный для заданных условий функционирования подбор элементной базы, упрощении схем и конструкции систем, введении аппаратной избыточности, согласованности действий системы и оператора. Однако сетям связи, ориентированным на передачу дискретных сообщений в режиме реального времени, присущее проявление эффектов утраты работоспособности (отказов) при полностью исправной аппаратуре, наличии избыточности, штатной работе программного обеспечения и безошибочной работе оператора. Указанные негативные эффекты – динамические ошибки – связаны с инерционностью системы передачи дискретных сообщений, базирующейся на разветвлённой сети связи, сложностью её адаптации к динамически меняющимся условиям функционирования. Данное обстоятельство делает актуальным поиск таких принципов построения сетей связи, при которых фактор инерционности нейтрализует преадаптация сети к динамически меняющимся условиям.

Ключевые слова: сети связи, надёжность, инерционность, динамические ошибки, преадаптация.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

B. M. Popov¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Traditional methods of ensuring the required reliability of communication facilities and systems are focused on the optimal selection of the element base for the specified operating conditions, simplifying the schemes and design of systems, introducing hardware redundancy, coordination of the actions of the system and the operator. However, communication networks focused on the transmission of discrete messages in real time are characterized by the effects of loss of operability (failures) with fully functional equipment, redundancy, regular operation of software and error-free operation of the operator. These negative effects – dynamic errors – are associated with the inertia of the discrete message transmission system based on an extensive communication network, the complexity of its adaptation to dynamically changing operating conditions. This circumstance makes it relevant to search for such principles of building communication networks in which the inertia factor neutralizes the network's preadaptation to dynamically changing conditions.

Keywords: communication networks, reliability, inertia, dynamic errors, preadaptation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В докладе, в аспекте обеспечения надёжности, рассматриваются сети связи, предоставляющие услуги системе управления, функционирующей в режиме реального времени. В современных сетях связи можно выделить их логистически-материальную составляющую, к которой относятся системы передачи, оконечные средства, линии связи, узлы и всё, что касается организации производства и предоставления связных ресурсов, и виртуальную (логическую) составляющую, всё, что связано с процессами

транспортировки дискретных сообщений (метаболизм). Ошибки (сбои, отказы) в функционировании сети, связанные с её логистически-материальной составляющей (*fabric*-материей), относят к методическим ошибкам, – ошибкам, вызванным допущениями и приближениями, сделанными при обосновании принципов действия системы. Инструментальными являются все ошибки, не включённые в группу методических. Один из основных источников инструментальной ошибки – это инерционность системы. Возникающие вследствие инерционности ошибки называются динамическими, они, как правило, связаны с виртуальной составляющей сети связи, системой передачи дискретных сообщений (*web*-инфраструктурой). Для *web*-инфраструктуры сетей, отрабатывающих спонтанные запросы системы управления, характерна множественность и текучесть состояний, причём изменение этих состояний не связано друг с другом не только причинно-следственными, но и закономерными связями. Характеристики системы передачи дискретных сообщений всё время меняются во времени в зависимости от смены характеристик потоков трафика, циркулирующих в сети, и, следовательно, она является нестационарной системой. Более того, она не является и линейной системой, так как применительно к потокам трафика невозможно приложение принципа суперпозиции. Поэтому здесь проблематично обеспечение предсказуемости их поведения в реальном масштабе времени методами, которые основаны на теории автоматического управления и на методах традиционного системного анализа. В системах автоматического управления, где превалирует *fabric*-материя, динамическую ошибку можно уменьшить, повышая порядок астатизма системы. В современных же сетях связи, ориентированных на перенос дискретных сообщений, где определяющей является *web*-инфраструктура, такой подход ведёт к неприемлемому снижению характеристик системы.

Надёжность системы обычно tolкуется как свойство системы выполнять заданные функции (сохраняя эксплуатационные показатели в заданных пределах) в течение заданного интервала времени в определённых условиях. Но сети связи, предоставляющие услуги системе управления, функционирующей в режиме реального времени, сами функционируют в этом же режиме, а реальное время бесконечно. Кроме того, зачастую к сетям применяется требование выполнять заданные функции «в любых условиях обстановки по связи», что требует от сетей высокой гибкости использования, то есть способности сети нормально (т.е. с допустимыми показателями) выполнять свои функции при существенно различных условиях функционирования. Указанные обстоятельства свидетельствуют об актуальности поиска нетрадиционных путей повышения надёжности систем передачи дискретных сообщений.

2. ОРГАНИЧЕСКИ НАДЁЖНЫЕ СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

В [1] показано, что алгоритмические способы непригодны для борьбы с динамическими ошибками. Ещё в прошлом веке Л.С. Гуткин высказал гипотезу [2], что для борьбы с динамическими ошибками целесообразно применение органически надёжных принципов построения системы, под которыми он понимал такие принципы, которые обеспечивают высокую надёжность даже без каких-либо специальных мер, предпринимаемых только ради повышения надёжности. Например, в систему в какой-либо форме вносится избыточность не ради обеспечения высокой надёжности, а для улучшения других важных показателей качества, что позитивно отражается и на надёжности системы. Применение органически надёжных принципов построения систем виделось Гуткину Л.С. [2] наиболее перспективным способом повышения надёжности. Однако до настоящего времени органически надёжные принципы

построения систем не только не получили развития, и сама их идея в явном виде практически предана забвению, но имеются предпосылки возврата к этой идее.

Разумеется, можно обнаружить примеры использования органически надёжных принципов построения в современных сетях связи [3], применённые по умолчанию, без упоминания данных принципов, и действующие без опоры на механизм преадаптации сети к меняющимся условиям функционирования.

Первый пример демонстрирует удачное применение симбиоза, облигатным признаком которого является развитие используемого ресурса. Так, на недавно прошёлшей сессии Intel Developer Forum была продемонстрирована действующая реализация крупной mesh-сети. По сути, это стандартная беспроводная сеть 802.11, в дополнение к системе базовых точек доступа способная «достраивать» себя за счет подключенных в нее клиентских устройств – персональных компьютеров, КПК, сотовых телефонов. Таким образом, все клиенты в ее рамках становились узлами сети и могли принимать участие в передаче данных, что, естественно, сделало всю структуру сети не только более гибкой и производительной, но и, за счет появления дополнительных путей прохождения информации, более надёжной.

Второй пример показывает, что достаточно высокое качество функционирования современных коммерческих телекоммуникационных сетей обеспечивается за счёт большой избыточности пропускной способности линий связи и скорости обработки в узлах сети связи по отношению к циркулирующим в них потокам трафика (загрузка не более 15%). Негативный фактор отсутствия предсказуемости здесь в значительной степени элиминируется избыточностью ресурса или, иначе говоря, непредсказуемость поглощается избыточностью. Что автоматически приводит к повышению надёжности системы передачи дискретных сообщений.

Однако в системах связи специального назначения [4] экспансия на ресурсы потребителей услуг связи недопустима, и большой избыток ресурса, который характерен для сетей коммерческого назначения, отсутствует. Поэтому имеющийся избыток должен в них использоваться максимально эффективно, но самые современные методы мониторинга и администрирования для существенно нагруженных сетей неэффективны, если понимать эффективность как соответствие своему назначению. Дело даже не в том, что эти методы отвлекают на себя значительную часть ресурса, а потому что принципиально невозможно логическим путём справиться с проблемами физического плана. Для управления объектом необходимо иметь его модель. Модель, ориентированная на определенную группу свойств сложной системы, всегда проще самой системы. Но создание полной модели для сложной системы невозможно, так как в силу гипотезы фон Неймана, переведённой Аланом Тьюрингом в ранг теоремы, существует порог сложности выше которого любая модель сложной системы заведомо сложнее самой моделируемой системы, – минимальное описание – есть сама система. Иначе говоря, такая модель будет, как минимум, столь же сложной, что и моделируемая система. Границные условия задачи мониторинга существенно нагруженной сети все время меняются, и темп оценки состояния отстаёт от темпа изменения самих состояний.

Не спасают положения и попытки применения в качестве посредника между системами связи и управления средств современного искусственного интеллекта, способного к решению только узкоспециализированных задач, различные приложения классического искусственного интеллекта, многочисленные программы, в том числе играющие в шахматы, не адаптируются к динамическим меняющимся условиям. Применение же здесь агентов управления, построенных на принципах нейронных сетей, представляется введением излишних посредников, так как сети связи сами обладают не меньшей чем нейронные сети гибкостью, пластичностью и памятью. И именно это свойство сетей, при учёте принципов построения и симбиотического характера

совместного функционирования систем управления и сетей связи, делает возможным нахождение стратегии для преадаптации сети к динамически изменяющимся условиям. Преадаптация сети к динамически меняющимся условиям была бы невозможна, если бы в сети не имелось предпосылок для её возникновения и существования. В [5] отмечается, что в обычном представлении свойства приписываются индивидуальному объекту, в синергетике – ансамблям, множествам объектов. То есть, за результат работы, способность быть наделёнными теми или иными свойствами «отвечают» не отдельные элементы системы, а их коллективные взаимодействия – согласованности, синхронизации, когерентности. В нашем случае система управления и система передачи дискретных сообщений не являются изолированными, а находятся в активном динамическом отношении и, как будет показано далее, возможен их симбиоз – наращивание (развитие) используемого ресурса сети связи в аспекте преадаптации к вариациям в запросы системы управления. В адаптивных системах автоматического управления структура и параметры изменяются в зависимости от вида воздействующих возмущений и (или) значений их параметров таким образом, чтобы обеспечить экстремум какого-либо качества системы. Но в сетях связи своевременное получение значений параметров невозможно, и потому непригодны опирающиеся на математику методы, применимые в системах автоматического управления. Воспользуемся методами синергетики, которые базируются на работе с факторами и признаками.

Предлагаемый механизм преадаптации подобен механизму ассоциативного запоминающего устройства (АЗУ), быстродействующей буферной кэш-памяти ограниченного объема, базирующейся на учёте фактора о наличии у системы пользователей повышенного спроса на отдельные информационные ресурсы (инертности), серийности запросов на них. Механизм типа кэш-памяти делает системы взаимодействующими симбионтами, что позволяет вести борьбу с инерционными ошибками в сетях, базируясь на учёте фактора инертности интересов потребителей.

Сети связи, как и любые сети, состоят из узлов и соединяющих их линий, а конкретно – из узловых станций (с функциями коммутации) и многоканальных линий связи, соединяющих эти станции. К узловым станциям через оборудование доступа абонентскими линиями подключены терминалы потребителей услуг связи. Сеть в общем случае не является полно связной, но любой узел сети можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации станций. Простой канал представляет собой часть пропускной способности линии связи, напрямую соединяющей два узла. Сетевые станции, имеющие общий канал сигнализации, при организации соединений оперируют не только простыми каналами, но и уже имеющимися их агрегациями (соединениями, составными каналами).

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а, по аналогии с механизмом кэш-памяти, предлагается сохранять для повторного использования до тех пор, пока не понадобятся одиночные транзитные участки этих составных каналов (или совокупности, состоящие из уже соединённых одиночных участков) для образования новых составных каналов – соединений для удовлетворения новых предпочтений потребителей. При дефиците простых каналов, нужных для образования нового соединения, разрушению следует подвергать последние по времени образования соединения, ибо при высокой серийности все новации, влекущие реорганизацию, идут от маргинальных пользователей, а майнстрим эксплуатирует организованные ресурсы. В результате, за счёт большей инерционности (активности) предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной и обрабатывающей способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса

сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее востребованных направлениях связи. Образно говоря, как наращивание определённых групп мышц в процессе тренировок. Данный «вырезающий процесс» действует как оператор гистерезисного типа и имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса. Однако результат его действия имеет предметно-физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он способен на опережающее приведение структуры сети связи в актуальное (алертное) для системы управления состояние. Отметим, делает он это непрерывно, поскольку актуальность изменчива, и никакая комбинация структур сети не может быть объявлена заранее окончательно актуальной. При резкой вариации предпочтений потребителей в коммутационном пространстве сети неактуальные структуры (соединения) автоматически исчезают, а актуальные – порождаются, как при действии дарвиновского «естественног отбора» или «невидимой» руки Адама Смита. Актуализация сети возникает одновременно с тем действием, через которое она себя проявляет, без каких-либо обоснований и обусловленности, самопроизвольно, совершенно спонтанно, вне причин и следствий — и становится опорой самой для себя.

При наличии некоторой стабильности предпочтений пользователей сети к работе в тех или иных направлениях связи, сохранение использованных соединений снимает априорную неопределенность и обеспечивает непрерывное действие механизма опережающей адаптации сетевых структур к тематике и интенсивности пользовательских запросов, что повышает надёжность системы передачи данных.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время имеется научно-техническая база для соблюдения органически надёжных принципов построения систем передачи дискретных сообщений. Наиболее перспективными здесь представляются подходы, ориентированные на методах синергетики, которые базируются не на параметризации систем, а на работе с факторами и признаками.

Учитывая, что локальная оптимизация в системе как правило неэффективна, рекомендуется все инновации подвергать фильтрации на предмет их соответствия органически надёжным принципам построения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мержвинский А. В., Попов Б. М. Технология самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем режим реального времени системы управления // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 1. – С. 27-33.
2. Гуткин Л. С. Современная радиоэлектроника и её проблемы. М.: Советское радио, 1980. – 192 с.
3. Мержвинский А. В., Попов Б. М., Савинков А. Ю. Природоподобная технология управления сетями // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. – С.19-22.
4. Шнепс М. А. Телекоммуникации для экстренных и военных нужд: параллели // International Journal. 2014. Vol. 2, No.7. – С. 56-75
5. Аршинов В. И., Данилов Ю. А, Тарасенко В.В. Методология сетевого мышления: феномен самоорганизации. — В кн.: Онтология и эпистемология синергетики. М.,1997, с.109.

REFERENCES

1. Merzhvinsky A. V., Popov B. M. Technology of self-actualization networking mode, advanced real-time control system // Theory and technique of radio communication. 2018. No. 1. – Pp. 27-33.
2. Gutkin L. S. Modern radio electronics and its problems. M.: Soviet radio, 1980. – 192 p.
3. Merzhvinsky A. V., Popov B. M., Savinkov A. Y. That resemble natural one's technology network management // Theory and technique of radio communication. 2018. No. 4. – Pp. 19-22.
4. Shneps M. A. Telecommunications for emergency and military needs: Parallels // International Journal. 2014. Vol. 2, No. 7. – Pp. 56-75
5. Arshinov V. I., Danilov V. A., Tarasenko V. V. Methodology of network thinking: phenomenon of self-organization. — In the book: Ontology and epistemology of synergetics. M., 1997, p. 109.

ТЕХНОЛОГИЯ «ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» –ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО СЕРВИСА

Ю.А.Тамм¹, В.А.Карпенко², Н.Ф. Бух-Винер³

¹ЗАО «МНИИТИ», Москва, Россия

²ФГБОУВО «РГСУ», Москва, Россия

³АО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Рассматриваются вопросы, связанные с развитием и внедрением получившей в последнее время широкое распространение технологии «Интернет вещей» (*IoT*), как ответвление традиционного Интернета. Анализируются два основных сегмента *IoT* – бытовой и промышленный, оговариваются особенности при их внедрении и эксплуатации, отмечаются трудности, связанные со стандартизацией и унификацией *IoT*, с соответствующей терминологией. Приводятся данные в количественном и стоимостном выражениях, характеризующие темпы развития технологии IoT как в стране, так и за рубежом.

Ключевые слова: интернет, интернет вещей, структура, архитектура, инфокоммуникации, сеть, умный дом, стандартизация.

THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY IS THE PROMISING DIRECTIONS FOR THE DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF TELECOMMUNICATIONS SERVICES

Y.A. Tamm¹, V.A. Karpenko², N.F. Bukh-Viner³

¹MNIITI, Moscow, Russia

²RGSU, Moscow, Russia

³COMCOR, Moscow, Russia

Abstract. The issues related to the development and implementation of the Internet of Things (*IoT*) technology, which has recently become widespread, as an offshoot of the traditional Internet, are considered. Two main *IoT* segments are analyzed – household and industrial, the specifics of their implementation and operation are discussed, difficulties associated with the standardization and unification of *IoT* and terminology are noted. The data are presented in quantitative and cost terms, characterizing the pace of development of *IoT* technology both in the country and abroad.

Keywords: internet, Internet of Things, structure, architecture, infocommunications, network, smart home, standardization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Последнее время характеризуется появлением большого числа различных инфокоммуникационных технологий, в том числе направленных на развития широко вошедшего в повседневную жизнь традиционного Интернета. В этом плане концепция удалённого взаимодействия между различного рода материальными и нематериальными объектами, обобщенно называемыми вещами – «Интернет вещей» (*IoT - Internet of Things*), получает всё большее распространение, как в стране, так и в мире.

Стремительный рост *IoT* во многом обусловлен многими факторами: повсеместным внедрением искусственного интеллекта, широким распространением систем с машинным обучением, неуклонным увеличением числа «умных» устройств –

смартфонов, планшетов и других подобных гаджетов. С «Интернетом вещей» общество фактически перешло к новой парадигме инфокоммуникационных услуг, направленных на существенное уменьшение роли человека в сервисных процессах, связанных с обработкой и передачей информации.

Настоящее сообщение представляет собой краткий обзор вопросов, связанных с современным состоянием «Интернета вещей», достижений в этой области и возникающих трудностях в его реализации, обусловленных особенностями технологии и высокими темпами развития сервиса.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

«Интернет вещей» предопределяет неразрывную, глубокую взаимосвязь объектов физического и виртуального мира с киберпространством, обеспечивая огромные синергетические преимущества от подобного симбиоза.

Вещи, применительно к *IoT* – есть предметы физического (физические вещи) или информационного (виртуальные вещи) пространства, которые уникально идентифицированы и посредством телекоммуникаций объединены в единую взаимоувязанную конгломерацию как при взаимодействии с человеком, так и без него [1].

Физические вещи существуют в материальном мире. Их можно подключить или отключить, измерить и изменить параметры, оценить характеристики, установить требуемый режим действия, и т.п. Виртуальные вещи отображаются исключительно в информационном пространстве. Как и любые программные объекты, они могут храниться, обрабатываться, преобразовываться или трансформироваться в различные другие цифровые продукты. Любая физическая вещь может быть представлена (отражена) в информационном пространстве с помощью одной или более виртуальных вещей, т.н. «аватаров», однако виртуальная вещь может существовать самостоятельно, без какого бы то ни было определенного, соответствующего ей физического прототипа [2].

«Интернет вещей» концептуально основывается на трёх базовых принципах – наличие повсеместно распространённой коммуникационной инфраструктуры, уникальной идентификации объектов и способности объектов в автоматическом режиме отправлять и получать данные через соответствующие элементы связи.

Наиболее важными отличиями *IoT* от существующего, традиционного Интернета (Интернета людей) являются:

- акцент на вещах, а не на человеке;
- существенно большее число подключённых объектов;
- существенно меньшая программная насыщенность объектов и относительно невысокие скорости обмена данными;
- упор на обработку информации, а не на коммуникации;
- специфика архитектурных решений во многом альтернативных традиционному Интернету [3].

Коммуникационная инфраструктура, составляющая основу *IoT*, может быть сформирована на основе практически любых существующих телекоммуникационных решений, обеспечивающих передачу цифрового трафика в необходимом объёме с требуемой скоростью. Это, например, локальные компьютерные сети, традиционный Интернет, специальные, ведомственные сети или сети общего пользования, беспроводные структуры – *Wi-Fi*, *Wi-MAX* и т.п.

Исторически, предшественницей *IoT* во многом явилась широко известная технология *M2M* (*Machine to Machine*), которая также частично вошла как составляющая при реализации многих процедур современного *IoT* [4].

Ввиду распределённого характера и большой связности структур *IoT*, их, по аналогии с традиционным Интернетом, представляемом в виде «паутины» (*WWW*), подчас обозначают как *WoT* (*Web of Things*), что в последнее время получает все большее распространение [5].

Различают два больших сегмента *IoT* – бытовой и промышленный [2].

Бытовой *IoT*, а именно *SIoT* (*Social IoT*) или просто *IoT*, ориентирован, в основном, на личное хозяйство в плане автоматизации и удобства выполнения различного рода рутинных домовых операций - дистанционного управления работой различных бытовых приборов, автоматизацией их функционирования, поддержки домашней инфраструктуры, в том числе по заранее установленной программе, и т.п. [3]. Вещи в *SiOT* редко бывают по-настоящему «умными». Обычно они реагируют на простейшие изменения состояния датчиков и выполняют несложные команды. Сложная аналитика данных в быту, как правило, не нужна и если используется , то на верхних уровнях сервиса , незначительно удорожая систему в целом.

Классический пример бытового *IoT* - «Умный дом», где можно управлять устройствами удалённо, а сами устройства могут взаимодействовать друг с другом в автоматизированном режиме [1]. Например, «умный» внутридомовой сервер автоматически или по голосовой команде включает свет, передаёт данные о температуре в систему отопления, отключает розетку через определённое время, если вы, к примеру, забыли выключить утюг и т.п. [6].

Одной из серьезных проблем при внедрении и эксплуатации *SiOT* в последнее время становится электропитание бесчисленного, неуклонно возрастающего количества маломощных терминалных устройств в этом сегменте *IoT*, рассчитанное , как правило на автономное питание. Количество батареек и миниатюрных аккумуляторов, необходимых сегодня для этого исчисляется в мире многими миллиардами, что кроме экономической нагрузки, создаёт существенные трудности при их утилизации. Одним из наиболее рациональных выходов в направлении энергетической автономии вещей представляется на сегодня использование различного рода фотоэлектрических или сверх маломощных радиационных источников [1].

Промышленный *IoT*, обозначаемый в литературе *PoT* (*Industrial IoT*), в отличие от *SiOT*, предназначен для решения существенно большего круга задач, связанных с коллективной хозяйственной деятельностью человека. Это транспорт, торговля, логистика, промышленность, ЖКХ, экология, медицина, финансы (банковская сфера) и многое другое в этом плане [3]. Здесь, в качестве примера удачного применения *PoT* можно привести интеллектуальную автоматизацию логистических процедур гигантской риэлтерской компании «*Amazon*», где подавляющее большинство складских, транспортных, биллинговых и других типовых производственных процедур выполняются с использованием «умных» технологий *PoT* практически без участия человека [2]. К широко внедряемому в последнее время виду *PoT* следует отнести концепцию «Умный город», позволяющую ощутимо снизить эксплуатационные расходы на ведение городского хозяйства, особенно в условиях мегаполисов. По последним аналитическим данным [4] наибольший уровень проникновения технологии *PoT* наблюдается на транспорте, в энергетике, ритеиле, управлении жизнью города, здравоохранении и, естественно в промышленности (см., например, концепцию «фабрика будущего» [2]).

Предшественниками *PoT* можно рассматривать различного рода АСУ (АСУП), в недавнем прошлом имевшими повсеместное распространение при автоматизации производственных процессов на различного рода предприятиях, прежде всего промышленных.

Как и любая инновационная технология, сулящая большие прибыли, *IoT* страдает специфическими детскими болезнями, вызванными её бурным стартовым ростом. Темпы развития *IoT* можно, по мнению некоторых аналитиков, как в своё время это было сделано в отношении роста объёмов цифровизации, охарактеризовать законом Мура [8], согласно которому соответствующие мощности удваиваются каждые два - два с половиной года. Подобный, значительный рост, судя по прогнозам, сохранится и в обозримом будущем [6].

Высокие темпы распространения *IoT* в настоящее время во многом обусловлены тем, что многие провайдеры, в погоне за быстрой прибылью, выбрасывают на рынок в большом количестве достаточно сырье, не проверенные, часто не унифицированные решения, способствуя тем самым усугублению технологического хаоса в этой области. Отсюда - несовместимость программного обеспечения устройств различных производителей, затрудняющих их объединение в единую систему. Для устранения возникающих нестыковок провайдерам подчас приходится обращаться к смежным компаниям и разработчикам, с целью получения разрешения на внесение изменений в их ПО для обеспечения корректной работы сопрягаемых в системе *IoT* компонентов, что, подчас, затрудняет внедрение технологии и чemu имеется масса примеров.

В настоящее время не существует по-настоящему единой сети *IoT* [6]. Глобальная сеть *IoT* сегодня, практически, является собой «лоскутное одеяло» в виде суперпозиции огромного множества разновеликих, слабо связанных между собой, сетевых структур *IoT* различного назначения и различной архитектуры, предназначенных для решения, как правило, самостоятельных, узконаправленных задач. Подобное положение объясняется, в частности, многочисленностью крупных и мелких, часто не обладающих достаточным уровнем технологической грамотности, провайдеров вводимых систем *IoT*, привлечённых на рынок высокой прибылью, готовых «под ключ» решать любую *IoT* проблему на своих, сугубо индивидуальных, условиях, без оглядки на международный опыт. При этом, за счёт массовости и спешки в реализации уделяется , подчас, мало внимания такому важнейшему показателю, как *QoS* (*Quality of Service*), что не в лучшую сторону оказывается па уровне кастомизации сервиса. Можно привести множество грешащих указанным неконструктивным подходом внедренческих компаний. Подобное в меньшей степени, но также касается и хорошо известных фирм *Xiaomi*, *Redmond*, *Qualcomm*, *Control4*, *FIBARO*, *Willian Smart Home* многие из которых , к сожалению , ушли с нашего рынка.

Большое структурное разнообразие *IoT* систем не является чем-то неожиданным. Оно характерно для любой прорывной инновационной технологии, находящейся на ранней стадии своего развития, обуславливая тем самым **низкий уровень стандартизации** (унификации) технических, технологических и организационных решений, что является на сегодняшний день одной из основных проблем, сдерживающих интенсивность развития *IoT* сетей и систем. Подобным, в частности, можно объяснить и отсутствие в РФ соответствующих, отработанных и проверенных на практике, стандартов, которые пока заменены небольшой группой временных документов ПНСТ (предварительный национальный стандарт), которые, к тому же, пока далеко не охватывают всю гамму вопросов, связанных с широким внедрением *IoT*.

Хорошо иллюстрирует отсутствие унификации разнобой в самом определении понятия «Интернета вещей». Так в одном из ПНСТ (518-2021) приведена следующая, достаточно путаная формулировка: **«Инфраструктура взаимосвязанных сущностей, систем и информационных ресурсов, а также службы, позволяющих (?) обрабатывать информацию о физическом и виртуальном мире (?) и реагировать (?) на неё»**. Подобное определение, как следует из приведенного фрагмента, весьма общё и слабо отражает специфику именно *IoT*. Введенный же термин «сущность»

является крайне неудачным переводом английского слова «entity». Более уместным и в большей степени отвечающим русской семантике являлся бы термин «объект», который в основном и используется в отечественной технической литературе [2].

Не лучше в указанном смысле и определение *IoT*, приведённое в единственной в своём роде Рекомендации МСЭ-Т (06/2012): «**Глобальная инфраструктура для информационного общества, которая обеспечивает возможность предоставления более сложных (?) услуг путём соединения друг с другом (физических и виртуальных) вещей на основе существующих и развивающихся функционально совместимых (?) информационно-коммуникационных технологий.**».

В литературе, существует и множество других, подчас мало похожих друг на друга, определений *IoT*, что, в частности, можно объяснить конъюнктурными предпочтениями многочисленных провайдеров настоящего сервиса.

Путём семантического обобщения множества известных из технической литературы определений, можно, на взгляд автора, принять следующее, компромиссное, достаточно полно отвечающее сути рассматриваемой технологии, определение, а именно – «Интернет вещей» есть **«Глобальная вычислительная инфраструктура, объединяющая на кибероснове различного рода физические и виртуальные объекты, способные взаимодействовать между собой с минимальным человеческим участием».**

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интернет вещей сегодня повсеместно признан как новая, прорывная технология, позволяющая радикально совершенствовать хозяйственную деятельность человечества. Об интенсивности развития *IoT* в мире можно судить, например, по следующим цифрам. По данным авторитетной консалтинговой фирмы *Fortune Business Insights* объём мирового рынка «Интернета вещей» еще в 2018 году составлял \$160 млрд., а к 2026 году он, по прогнозам этой компании, превысит уже \$1,1 трлн.. Другая известная компания *Gartner* отмечает, что общемировой пул индустриального *IoT* вырос до 7,8 миллиардов конечных точек в 2022 году, что на 21% больше, чем в 2021 году. По прогнозу *IDC*, к 2025 году в мире будет насчитываться уже 55,7 млрд. подключённых устройств.

В России рынок *IoT* развивается пока несколько медленнее, но также неуклонно растёт. В частности, в 2021 году рост составил 9%. В оптимистическом сценарии развития российского рынка Интернета вещей его объём в 2023 году превысил 1200 млрд. руб., считает авторитетная российская исследовательская компания «ГидМаркет». В 2024 году предполагаемый рост, скорее всего, будет ещё значительней.

И хочется надеяться, что такой прогноз сбудется и станет залогом дальнейшего развития этой перспективнейшей инновационной технологии в нашей стране.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ли. Перр. Архитектура Интернета вещей М.: ДМК Пресс, 2019.- 456 с.
2. Yang C, Shen W, Wang X. The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.— Т. 4, вып. 1.— С. 6–15.
3. Зараменских Е.П. Интернет вещей. Исследования и область применения / Е.П.Зараменских, И.Е. Артемьев М.: ИНФРА, 2018. -752с.
4. Шваб Клаус. Четвертая промышленная революция М.: ЭКСМО,2019. – 230с.
5. Суомайнен Антти. Интернет вещей :видео, аудио, коммуникация» М.:ДМК Пресс, 2019. -122с.

6. Мачей Кранц. Интернет вещей. Новая техническая революция М.: ЭКСМО,2017. – 330с.
7. Москаленко Т. А. Обзор протоколов Интернета вещей // Т. А. Москаленко, Р.В. Киричек, А.Е. Кучерявыи.: СПбГУТ. Информационные технологии и коммуникации -2017, том 5, №2, 1-12 с.
8. Yang C., Shen W., Lin T. Y., Wang X., “IoT-enabled Dynamic Service Selection across Multiple Manufacturing Clouds,” Manufacturing Letters, vol. 7, pp. 22-25, 2016.

REFERENCES

1. Lea Perry The Architecture of The Internet of Things M.: DMK Press, 2019.- 456 p.
2. Yang C, Shen W, Wang X. “The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications”// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.— vol. 4, no. 1. —pp 6–15.
3. Zaramenskih I.P. The Internet of Things. Research and Field of Application / I.P. Zaramenskih, I.E. Artemyev M.: INFRA, 2018. -752p.
4. Schwab Klaus. The Fourth Industrial Revolution M.: EKSMO, 2019. – 230p.
5. Suomalainen Antti. Internet of Things: Video, Audio, Communication M.: DMK Press, 2019. -122p.
6. Maciej Cranz. Internet of Things. A New Technical Revolution M.: EKSMO, 2017. – 330p.
7. Moskalenko T. A. “Overview of Internet of Things Protocols”// T. A. Moskalenko, R.V. Kirichek, A.E. Kucheryavyi.: St. Petersburg State University. Information Technology And Communications -2017, vol 5, No 2, pp 1-12.
8. Yang C., Shen W., Lin T. Y., Wang X., “IoT-enabled Dynamic Service Selection across Multiple Manufacturing Clouds,” //Manufacturing Letters- 2016, vol. 7, pp. 22-25

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXX Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)*

Том 5

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 12.04.2024. Формат 60×84/16. Усл.
п. л. 26,9. Тираж 60 экз. Заказ 221

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



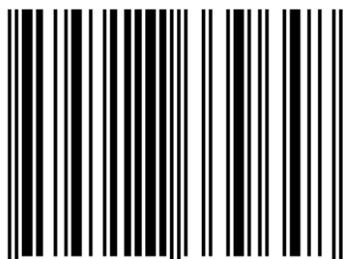
Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>

и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlnrcru>

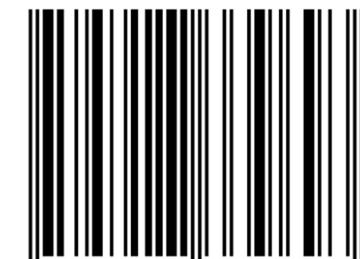
e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9273-3964-8



9 785927 339648

ISBN 978-5-9273-3969-3



9 785927 339693